



ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ,
ПАТЕНТАМ И ТОВАРНЫМ ЗНАКАМ

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ

(21), (22) Заявка: 2007142835/28, 19.11.2007

(24) Дата начала отсчета срока действия патента:
19.11.2007

(45) Опубликовано: 27.01.2009 Бюл. № 3

(56) Список документов, цитированных в отчете о поиске: Wittke P.H., Penstone S.R., Keightley R. J. Measurements of echo parameters to high-speed full-duplex data transmission on telephone circuits // IEEE J. Selected Areas Commun., vol. SAC-2, No.5 (September 1984), pp.703 -710. RU 2037966 C1, 19.06.1995. RU 2232434 C1, 10.07.2004. US 4813073 A, 14.03.1989. EP 0644674 A2, 22.03.1995.

Адрес для переписки:

440026, г.Пенза, ул. Красная, 40, Пензенский
государственный университет

(72) Автор(ы):

Колготин Павел Вячеславович (RU),
Румянцева Нина Борисовна (RU),
Султанов Борис Владимирович (RU),
Шутов Сергей Леонидович (RU),
Щербаков Михаил Александрович (RU)

(73) Патентообладатель(и):

Государственное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
"Пензенский государственный университет"
(ПГУ) (RU)

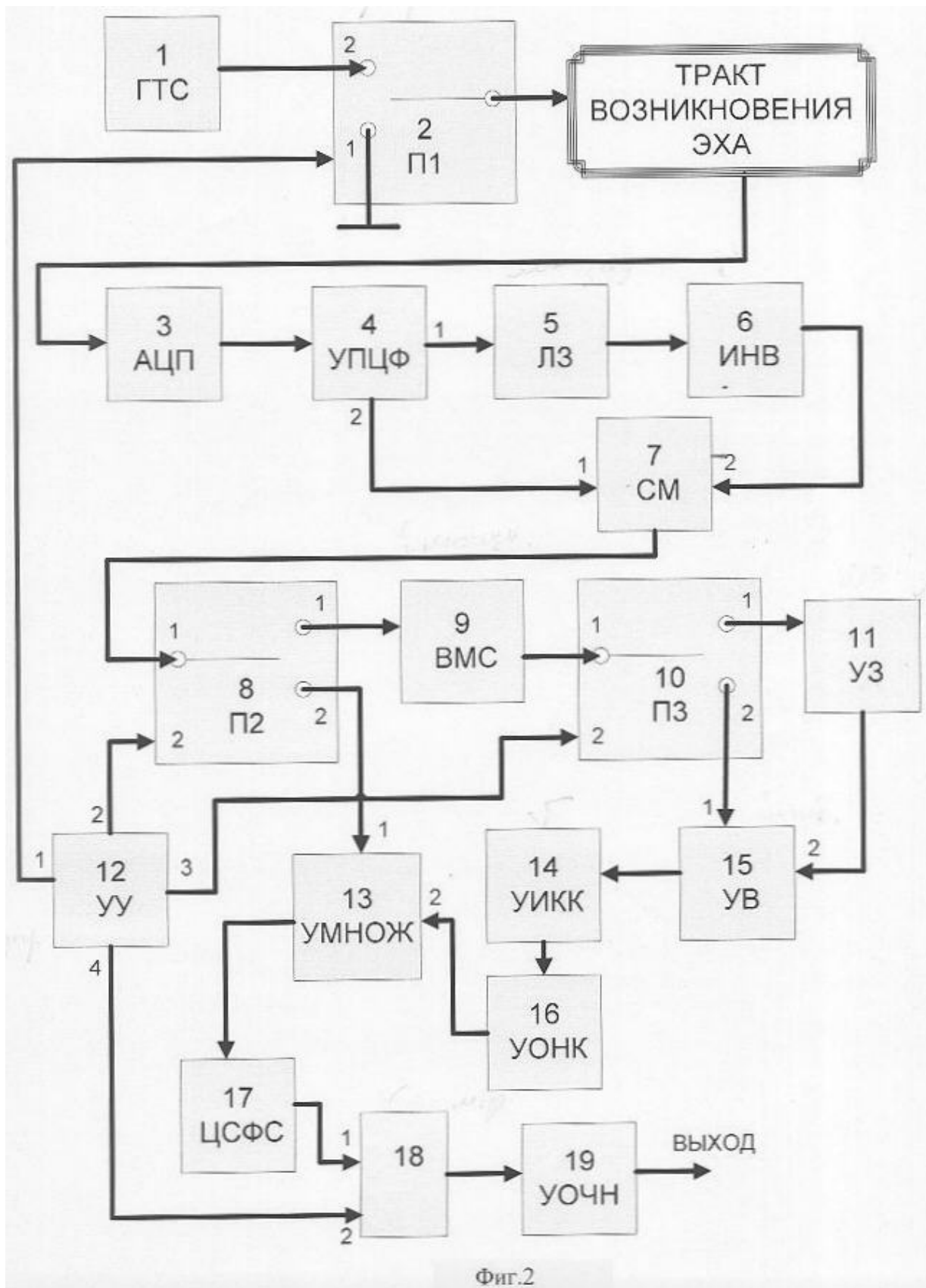
(54) СПОСОБ ИЗМЕРЕНИЯ УХОДА ЧАСТОТЫ НЕСУЩЕЙ В СИГНАЛЕ ДАЛЬНЕГО ЭХА В КОММУТИРУЕМОМ ДВУХПРОВОДНОМ КАНАЛЕ ТЕЛЕФОННОЙ СЕТИ ОБЩЕГО ПОЛЬЗОВАНИЯ

(57) Реферат:

Изобретение относится к технике связи и может быть применено для измерения и контроля параметров каналов передачи данных (ПД), а также при решении задач быстрой инициализации эхо-компенсаторов высокоскоростных дуплексных модемов. В предлагаемом изобретении используется гармонический тестовый сигнал, при этом предлагается оригинальный способ устранения мешающего влияния сигнала ближнего эха и, соответственно, выделения исследуемого сигнала дальнего эха, что позволяет применить

для решения поставленной задачи конкретизируемые в изобретении методы измерения ухода частоты гармонического сигнала от номинального значения на фоне шума, присутствующего в тракте прохождения сигнала, с использованием цифровой системы фазовой синхронизации первого порядка. Технический результат - повышение точности оценки ухода частоты несущей сигнала в расширенном динамическом диапазоне и упрощение измерительных процедур. 4 ил.

RU 2 3 4 5 3 7 3 С 1



RU 2 3 4 5 3 7 3 С 1



FEDERAL SERVICE
FOR INTELLECTUAL PROPERTY,
PATENTS AND TRADEMARKS

(12) **ABSTRACT OF INVENTION**

(21), (22) Application: **2007142835/28, 19.11.2007**

(24) Effective date for property rights: **19.11.2007**

(45) Date of publication: **27.01.2009 Bull. 3**

Mail address:

440026, g.Penza, ul. Krasnaja, 40, Penzenskij gosudarstvennyj universitet

(72) Inventor(s):

**Kolgotin Pavel Vjacheslavovich (RU),
Rumjantseva Nina Borisovna (RU),
Sultanov Boris Vladimirovich (RU),
Shutov Sergej Leonidovich (RU),
Shcherbakov Mikhail Aleksandrovich (RU)**

(73) Proprietor(s):

**Gosudarstvennoe obrazovatel'noe uchrezhdenie
vysshego professional'nogo obrazovanija
"Penzenskij gosudarstvennyj universitet"
(PGU) (RU)**

(54) **METHOD OF MEASURING OF FREQUENCY DRIFT BEARING IN SIGNAL OF LONG-RANGE ECHO IN SWITCHED TWO-CONDUCTOR CHANNEL OF GENERAL TELEPHONE SYSTEM**

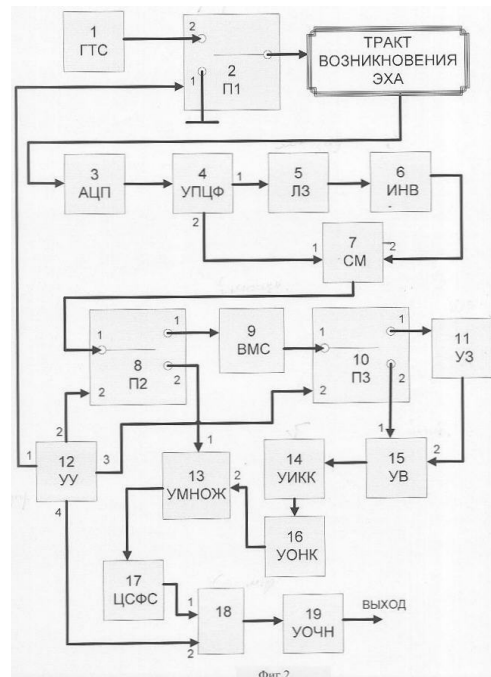
(57) Abstract:

FIELD: physics, communication.

SUBSTANCE: invention concerns technics of communication and can be applied to measuring and the control of parametres of data links, and also at the solution of problems of prompt initialisation of echo-jacks of high-speed duplex modems. In the offered invention the harmonious test signal is used, the original expedient of elimination of stirring influence of signal of short-range echo and accordingly, eductions of an explored signal of long-range echo that allows to apply to the task in view solution methods of measuring of a frequency drift of the harmonious signal concretised in the invention from rating value against the noise which is present at a path of passage of a signal, with use of numeral system of phase sync of the first order thus is offered.

EFFECT: increase of accuracy of estimate of frequency drift bearing signal in dilated dynamic gamut and simplification of measuring procedures.

4 dwg



RU 2 345 373 C1

RU 2 345 373 C1

Предлагаемый способ относится к технике связи и может быть использован для измерения и контроля параметров каналов передачи данных (ПД), а также при решении задач быстрой инициализации эхо-компенсаторов высокоскоростных дуплексных модемов.

При организации дуплексной передачи данных по коммутируемым двухпроводным каналам телефонной сети общего пользования одним из наиболее значимых мешающих факторов (помех) являются эхосигналы (ЭС). Природа возникновения этих сигналов иллюстрируется упрощенной структурной схемой коммутируемого абонентского телефонного канала, используемого для передачи данных, изображенной на фиг.1.

Центральная часть схемы представляет 4-проводный участок, соответствующий каналам с разделенными направлениями передачи и приема. С каждой стороны посредством дифференциальных систем ДС2 и ДС3 эта часть сопрягается с двухпроводными участками тракта, представляющими собой коммутируемые городские абонентские линии. Сопряжение последних непосредственно с передатчиком и приемником сигнала данных осуществляется с помощью дифференциальных систем ДС1 и ДС4.

Ввиду полной симметрии схемы относительно обоих ее окончаний механизм возникновения ЭС будем рассматривать применительно к модему, расположенному слева. При идеальной сбалансированности всех дифференциальных систем путь прохождения сигнала, передаваемого слева направо, в обозначениях, принятых на фиг.1, является следующим: 1-3-4-5-7-9-10-12; в обратном направлении передача осуществляется по тракту: 11-10-9-8-6-4-3-2. Однако в силу априорной неопределенности затухания двухпроводных участков 3-4 и 9-10 случайным образом коммутируемых городских абонентских линий точная балансировка дифференциальных систем оказывается принципиально невозможной, вследствие чего развязка направлений передачи и приема при сопряжении четырех- и двухпроводного участков канала является неполной. В результате в точке 2 рассматриваемой схемы помимо полезного сигнала, переданного из точки 11, появляются эхосигналы, обусловленные прохождением информации из собственного тракта передачи в тракт приема. Различают сигналы ближнего и дальнего эха (соответственно БЭ и ДЭ). Тракт возникновения сигнала БЭ является наиболее коротким: 1-2; путь, проходимый сигналом первого ДЭ, выглядит так: 1-3-4-5-7-8-6-4-3-2. Помимо первого ДЭ существует второе ДЭ, формируемое трактом 1-3-4-5-7-8-6-5-7-8-6-4-3-2, очевидны также возможности возникновения третьего и т.д. ДЭ, однако эти сигналы обычно настолько малы, что не имеют практического значения.

Присутствие в тракте формирования ДЭ каналообразующей аппаратуры, осуществляющей преобразование спектров сигналов, обуславливает возможность изменения частоты несущего колебания в сигнале ДЭ по отношению к ее номинальному значению, имеющему место в передаваемом сигнале данных. Механизм возникновения этого эффекта проследим, рассматривая тракт возникновения ДЭ в схеме фиг.1.

При формировании линейного сигнала на передаче (в точке 5 на фиг.1) посредством модулятора М и несущего колебания с частотой f_M спектр исходного сигнала переносится в область верхних частот. В месте приема четырехпроводного тракта (точка 7 на фиг.1) с помощью демодулятора ДМ' и колебания с частотой f'_{DM} осуществляется обратное преобразование спектра. Поскольку модулятор М и демодулятор ДМ' входят в состав комплектов аппаратуры, территориально разделенных большими расстояниями, генераторы, вырабатывающие сигналы с частотами f_M и f'_{DM} обычно не синхронизированы, вследствие чего

$$f_M \neq f'_{DM} \quad (1)$$

В результате спектр демодулированного сигнала оказывается смещенным на величину $\Delta f_1 = f_M - f'_{DM}$ по отношению к исходному. Этот эффект называется сдвигом (уходом) частоты или частотной расстройкой несущего колебания и имеет место при передаче данных в одном направлении. В рассматриваемой ситуации демодулированный сигнал через не полностью сбалансированную дифференциальную систему ДС3 проникает в четырехпроводный участок тракта передачи правого модема (точка 8 на фиг.1). Здесь вновь осуществляется его модуляция (модулятор М') и демодуляция (демодулятор ДМ) с

частотами f'_M и f'_{DM} , причем по изложенным выше причинам

$$f'_M \neq f'_{DM} \quad (2)$$

$$\text{и } \Delta f_2 = f'_M - f'_{DM} \neq 0.$$

5 Суммарный уход частоты несущего колебания сигнала первого ДЭ $f_{гдэ}$ можно определить как

$$f_{гдэ} = \Delta f_1 + \Delta f_2 = (f_M - f'_{DM}) + (f'_M - f'_{DM}) = (f_M - f'_{DM}) + (f'_M - f'_{DM}) \quad (3)$$

В общем случае $f_M \neq f'_{DM}$ и $f'_M \neq f'_{DM}$ (1) вследствие чего в реальных каналах имеет

10 место ненулевое значение $f_{гдэ}$ (2). Эта величина оказывает существенное влияние на работу двухпроводных дуплексных модемов с эхокомпенсаторами, поэтому актуальной является задача ее измерения.

Известен способ измерения частоты f_c замаскированного шумом сигнала в ситуации, когда [1]

$$15 f_c = f_n + \Delta f \quad (4)$$

где f_n - номинальное значение частоты, например, гармонического тестового сигнала, используемого в радиолокации для измерения радиальной скорости по доплеровскому сдвигу (эквивалент частоты несущей в предлагаемом изобретении);

20 Δf - приращение частоты теста, обусловленное доплеровским сдвигом (эквивалент ухода частоты несущей в сигнале ДЭ в предлагаемом изобретении).

Способ основан на использовании цифровой системы фазовой синхронизации с номинальным (начальным) значением частоты подстраиваемого (выходного) сигнала f_n , отслеживающей частотное приращение Δf . Сущность способа заключается в измерении

25 суммарного набега нециклической (т.е. изменяющейся в пределах, не ограниченных интервалом длиной 2π) фазы выходного сигнала в режиме

слежения $\Delta \Phi_{\text{вых}}(t) = \Phi_{\text{вых}}(t) - \Phi_{\text{вых}}(0)$ за определенное время $t=T$. При этом оценка средней частоты сигнала f_c (по которой в соответствии с (4) нетрудно определить и Δf) получается как

$$30 f_c = \frac{\Delta \Phi_{\text{вых}}(T)}{T}.$$

Недостатком этого способа является то, что в рассматриваемой в предлагаемом изобретении ситуации, когда откликом на гармонический тест являются две гармоники, соответственно, ближнего и дальнего эха, с частотами, отличающимися на величину Δf (причем уровень информативной гармоники ДЭ с частотой $f_{дэ} = f_n + \Delta f$ значительно ниже уровня гармоники БЭ с частотой $f_{бэ} = f_n$), слежение посредством ЦСФС за фазой гармоники ДЭ оказывается невозможным: система будет ориентироваться то на одну, то на другую составляющую суммарного эхо-сигнала. Таким образом, данный способ в рассматриваемом случае является неработоспособным.

40 Известен способ измерения ухода частоты несущей в сигнале дальнего эха в коммутируемом двухпроводном канале телефонной сети общего пользования, применяемый в процессе быстрой инициализации эхокомпенсаторов двухпроводных дуплексных модемов с квадратурной амплитудной модуляцией [2]. Способ основан на сопоставлении с помощью разработанного в [2] алгоритма двух наборов оценок комплексных коэффициентов эхокомпенсатора, вычисленных на смежных, прилегающих друг к другу интервалах времени корреляционным методом (т.е. получаемых в результате вычисления функции взаимной корреляции предложенной в [2] комплексной тестовой последовательности, передаваемой в канал, и отклика канала на этот тест). Недостатком этого способа является ограниченность динамического диапазона оцениваемого значения

45 ухода частоты и сложность необходимых для его реализации измерительных процедур. По утверждению самих авторов [2] математические соотношения, заложенные в основу способа, остаются корректными лишь при незначительных значениях ухода частоты несущей (<1 Гц), при больших частотных расстройках способ не работоспособен.

50

Из известных наиболее близким по технической сущности является способ [3], согласно которому на вход передачи четырехпроводного локального окончания канала, являющийся входом тракта возникновения эха, подают тестовый сигнал, в качестве которого используют периодически повторяющуюся псевдослучайную последовательность

с σ -функцией автокорреляции; сигнал, поступающий на вход приема четырехпроводного локального окончания канала, являющийся откликом тракта возникновения эха на передаваемый тест, подвергают аналого-цифровому преобразованию и полосовой фильтрации последовательно во времени на интервале, большем чем $\frac{1}{f_{рдэ \min}}$, где $f_{рдэ \min}$

- нижний порог измерения частотного рассогласования несущей, определяют отсчеты различных реализаций импульсной характеристики тракта эха как периодическую функцию взаимной корреляции между передаваемым тестовым сигналом и свободными от влияния переходных процессов в канале вторым и последующими периодами соответствующих ему откликов тракта эха; находится максимальное значение отсчета в первой полученной оценке импульсной характеристики всего тракта эха определяют номер отсчета, соответствующего наибольшему значению импульсной характеристики тракта дальнего эха, далее отслеживается закон изменения выбранного отсчета на всех периодах принятого отклика на тест и определяется период $T_{рдэ}$ его колебаний, которому затем рассчитывают обратную ему искомую величину частотного рассогласования несущей.

В основе этого способа лежит тот факт, что, как показано в работе [4], наличие сдвига частоты несущего колебания $f_{рдэ}$ в конечном итоге эквивалентно изменению во времени параметров тракта возникновения ДЭ. В частности, каждый отчет импульсной характеристики этого тракта можно рассматривать как значение амплитудно-модулированного гармонического сигнала с частотой $f_{рдэ}$. Если последовательно во времени на интервале $T_a > T_{рдэ} = 1/f_{рдэ}$ с помощью корреляционного метода получить набор оценок импульсной характеристики, а затем проследить характер изменения одного отсчета (имевшего, например, в первой оценке наибольшее значение), то, применив интерполяцию, можно с необходимой точностью восстановить гармоническое колебание с периодом $T_{рдэ}$. Определив по экспериментальным данным значение $T_{рдэ}$, нетрудно рассчитать величину $f_{рдэ} = 1/T_{рдэ}$.

Очевидно, что при реализации данного метода длительность периода тестовой последовательности $T_n = N_n/f_d$ (где N_n - число отсчетов, содержащееся в одном периоде тестового сигнала, f_d - частота дискретизации) с одной стороны должна оставаться гарантированно большей ожидаемой суммарной длительности $T_{ЭС}$ импульсной реакции тракта возникновения ЭС, а с другой - быть в несколько раз меньше периода $T_{рдэ}$. Последнее необходимо, поскольку отношение $T_{рдэ}/T_n$ определяет количество дискретных отсчетов, по которым с помощью интерполяции восстанавливается гармоническое колебание с периодом $T_{рдэ}$. При малых частотных расстройках, когда значение $T_{рдэ}$ велико, отмеченное условие выполняется при относительно больших N_n , и метод обеспечивает возможность достаточно точной оценки $f_{рдэ}$. Однако с ростом $f_{рдэ}$ и соответствующим уменьшением N_n появляется ряд факторов, делающих данный подход практически неработоспособным. Во-первых, при $f_{рдэ} = 6 \div 8$ Гц для того, чтобы на периоде $T_{рдэ}$ получить хотя бы два предписываемых теоремой Котельникова отсчета анализируемого колебания, величина N_n должна быть столь малой, что может оказаться невыполненным условие $T_n > T_{ЭС}$. Кроме того, следует отметить, что поскольку ширина полосы пропускания полосового фильтра на входе приема четырехпроводного локального окончания модема равна ширине полосы пропускания канала ТЧ (т.к. спектр передаваемого теста расположен во всем этом частотном диапазоне), то мощность шума σ^2 на выходе этого фильтра является достаточно большой. При этом можно показать, что мощность шума $\sigma_{ик}^2$, наложенного на каждый отсчет импульсной характеристики канала, определяемой корреляционным методом, связана с мощностью (дисперсией) шума σ_2 следующим соотношением $\sigma_{ик}^2 = \sigma_2^2/N_n$. Поэтому при уменьшении N_n

увеличивается мешающее влияние шума канала, а следовательно, и погрешность оценки $f_{гдЭ}$. Дополнительными трудностями, сопряженными с применением данного метода, являются необходимость накопления большого объема первичной измерительной информации (в значительной степени избыточной) и сложность ее обработки (необходимо

5 точно определять отсчеты импульсной реакции, имеющие отношение непосредственно к гармоникам ДЭ, что усложняет измерительные процедуры).

Техническим результатом предлагаемого способа является повышение точности оценки ухода частоты несущей сигнала ДЭ $f_{гдЭ}$ в расширенном динамическом диапазоне и упрощение измерительных процедур.

10 Поставленная цель достигается за счет того, что в способ измерения ухода частоты несущей в сигнале дальнего эха в коммутируемом двухпроводном канале телефонной сети общего пользования, по которому на вход передачи четырехпроводного локального

окончания канала, являющийся входом тракта возникновения эха, подают тестовый сигнал; тестовый сигнал, поступающий на вход приема четырехпроводного локального

15 канала, являющийся выходом тракта возникновения эха, подвергают аналогово-цифровому преобразованию и полосовой фильтрации, дополнительно введены следующие операции: в качестве тестового сигнала используют гармонический сигнал, перед передачей

тестового сигнала производят измерение мощности преобразованного в тракте подавления ближнего эха шума канала, для осуществления которого на вход тракта возникновения эха

20 подают нулевой уровень, а имеющий место при этом сигнал на выходе тракта возникновения эха подвергают аналого-цифровому преобразованию, полосовой

фильтрации и задерживают на N тактов дискретизации, после этого на каждом такте дискретизации задерживаемый отсчет вычитают из вновь поступившего отсчета того же

сигнала, определяют мощность сформированного таким образом разностного сигнала

25 путем квадратурования и суммирования всех его отсчетов на некотором фиксированном интервале времени, после этого на вход тракта возникновения эха подают тестовый

сигнал и определяют мощность получаемого аналогичным образом разностного сигнала, из этой мощности вычитают определенную ранее мощность преобразованного в тракте

подавления ближнего эха канального шума, извлекают корень и определяют значение

30 нормирующего коэффициента как отношение номинального значения уровня сигнала к значению, полученному после извлечения квадратного корня, далее каждый отсчет

полученного разностного сигнала умножают на нормирующий коэффициент, обеспечивающий номинальное значение амплитуды сформированного таким образом

гармонического цифрового сигнала, который затем подают на вход цифровой системы

35 фазовой синхронизации первого порядка, номинальная частота опорного сигнала которой равна частоте тестового сигнала, с помощью цифровой системы фазовой синхронизации

первого порядка осуществляют измерение отношения отклонения круговой частоты поданного на ее вход гармонического тестового сигнала (ухода частоты несущей в

сигнале дальнего эха) от ее номинального значения к частоте дискретизации как

40 результат усреднения отсчетов выходного сигнала цифрового фильтра этой системы синхронизации в установившемся режиме работы.

Такое сочетание новых признаков с известными позволяет улучшить качество оценки частотного сдвига по сравнению с прототипом, т.к. повышается точность оценки и упрощаются измерительные процедуры.

45 Предлагаемый способ измерения ухода частоты несущей отклика канала на специальный тестовый сигнал иллюстрируется чертежом (фиг.2), на котором представлена структурная схема устройства, его реализующая.

Устройство, реализующее способ измерения ухода частоты несущей отклика канала на специальный тест, содержит (фиг.2): генератор тестового сигнала (ГТС) 1,

50 переключатель (П1) 2, аналогово-цифровой преобразователь (АЦП) 3, узкополосный цифровой фильтр (УПЦФ) 4, линия задержки на N тактов дискретизации (ЛЗ) 5, инвертор (ИНВ) 6, сумматор (СМ) 7, переключатель (П2) 8, вычислитель мощности сигнала (ВМС) 9, переключатель (ПЗ) 10, узел запоминания (УЗ) 11; узел управления (УУ) 12, множитель

(УМНОЖ) 13, узел извлечения квадратного корня (УИКК) 14, узел вычитания (УВ) 15, узел определения номинального коэффициента передачи (УОНК) 16, цифровая система фазовой синхронизации (ЦСФС) 17, коммутатор 18, узел определения частоты несущей (УОЧН) 19, причем выход ГТС 1 соединен с входом 1 переключателя П1, выход 1 УУ 12

5 подключается к входу 2 переключателя П1, выход 2 УУ 12 подключается к входу 2 переключателя П2, выход 3 УУ 12 подключается к входу 2 переключателя П3, выход переключателя П1 соединен с входом тракта возникновения эха, выход тракта возникновения эха подключен ко входу АЦП 3, выход АЦП 3 соединен с входом УПЦФ 4, выход 1 УПЦФ 4 подключается к входу ЛЗ 5, выход 2 УПЦФ 4 подключается к входу 1 СМ 7,

10 выход ЛЗ 5 связан с входом ИНВ 6, выход ИНВ 6 подключен к входу 2 СМ 7, выход СМ 7 соединен с входом 1 переключателя П2, выход 1 переключателя П2 подключен к входу ВМС 9, выход 2 переключателя П2 связан с входом 1 УМНОЖ 13, выход ВМС 9 соединен с входом 1 переключателя П3, выход 1 переключателя П3 соединен с входом УЗ 11, выход 2 переключателя П3 подключен к входу 1 УВ 15, выход УЗ 13 связан с входом 2 УВ 15,

15 выход УВ 15 соединен с входом УИКК 14, выход УИКК 14 подключен к входу УОНК 16, выход УОНК 16 связан с входом 2 УМНОЖ 13, выход УМНОЖ 13 соединен с входом ЦСФС 17, выход ЦСФС 17 соединен с входом 1 коммутатора 18, выход 4 УУ 12 связан со входом 2 коммутатора 18, выход коммутатора 18 подключен к входу УОЧН 19.

Прежде чем описывать реализацию способа с помощью устройства, изображенного на

20 фиг.2, отметим следующее.

При подаче на вход тракта формирования эха тестового колебания вида:

$$x_T(t) = \sin 2\pi f_n t \quad (5)$$

и наличии в сигнале дальнего эха ненулевой частотной расстройки несущего колебания

25 отклик тракта в дискретном времени (после АЦП на фиг.3) можно описать выражением

$$y_T[k] = A_{БЭ} \sin(2\pi f_{0н} k + \varphi_{БЭ}) + A_{ДЭ} \sin[2\pi(f_{0н} + f_{0рДЭ})k + \varphi_{ДЭ}] + n_k[k], \quad (6)$$

где $A_{БЭ}$ и $A_{ДЭ}$ - амплитуды, $\varphi_{БЭ}$ и $\varphi_{ДЭ}$ - фазы гармоник соответственно БЭ и ДЭ; $f_{0н} = f_n/f_d$; $f_{0рДЭ} = f_{рДЭ}/f_d$; $n_k[k]$ - отсчеты дискретного белого гауссовского шума; k - номер

30 текущего отсчета последовательности.

Для того чтобы можно было осуществить оценку величины $f_{0рДЭ}$ с использованием

ЦСФС, необходимо решить две задачи:

1) каким-либо способом устранить из сигнала $y_T[k]$ составляющую ближнего эха;

2) масштабировать с помощью некоторого нормирующего коэффициента оставшуюся в

35 сигнале $y_T[k]$ гармонику дальнего эха таким образом, чтобы уровень этого сигнала стал

равен номинальному, равному уровню опорного сигнала, используемому в ЦСФС.

Отметим, что поскольку предполагаемому диапазону $f_{рДЭ}$ соответствуют чрезвычайно

40 малые значения разницы относительных частот $f_{0рБЭ}$ и $f_{0рДЭ}$ гармоник БЭ и ДЭ (например, при $f_d = 9600$ Гц и $0,1$ Гц $< f_{рДЭ} < 10$ Гц значения $f_{0рДЭ}$ находятся в интервале $10^{-5} < f_{0рДЭ} < 10^{-3}$) и, как правило, $A_{БЭ} \gg A_{ДЭ}$, решить первую из названных задач путем традиционной

45 фильтрации не представляется возможным. Вместе с тем, особенностью данной задачи является тот факт, что значение $f_{0н}$ является фиксированным, заранее известным. Это и позволило разработать излагаемый ниже алгоритм ее решения.

В реализации способа можно выделить 3 цикла.

В 1-м цикле осуществляется измерение мощности преобразованного в тракте

45 подавления ближнего эха шума канала, необходимое для точной оценки значения

нормирующего коэффициента, обеспечивающего номинальное значение уровня сигнала, подаваемого на вход ЦСФС. С этой целью в устройстве фиг.2 по команде УУ 12

переключатели 2, 8, 10 устанавливаются в положение 1. При этом на вход тракта

50 возникновения эха подается нулевой уровень, вследствие чего на выходе этого тракта

присутствует только аддитивный шум канала. Этот шум преобразуется в отсчеты цифровой последовательности в АЦП 3, которые затем фильтруются узкополосным цифровым

фильтром УПЦФ 4. Отметим, что поскольку в предлагаемом способе используется гармонический тестовый сигнал (5) с частотой f_n , а возможный диапазон спектральных

линий отклика канала ограничен областью $f_H + f_{гдЭ \max}$, где $f_{гдЭ \max} < 10-15$ Гц полоса пропускания УПЦФ 4 может быть сделана значительно уже полосы пропускания канала. Это позволяет существенно уменьшить мощность, а следовательно, и мешающее влияние аддитивного канального шума и в конечном итоге дает возможность повысить точность предлагаемого способа измерения. Выходной сигнал УПЦФ 4 преобразуется трактом подавления ближнего эха, включающим узлы ЛЗ 5, ИНВ 6 и СМ 7, принцип действия которого излагается ниже, и с выхода этого тракта (выход сумматора 7) через переключатель 8 подается на узел ВМС 9, в котором в течение всего первого цикла осуществляется вычисление мощности этого сигнала в соответствии с выражением:

$$P_{ш} = \frac{1}{N1} \sum_{i=1}^{N1} U_i^2, \quad (6a)$$

где $N1$ - число дискретных отсчетов сигнала, укладываемых в длительности 1-го цикла; U_i - отсчеты входного сигнала узла ВМС 9.

По окончании 1-го вычисленное в узле ВМС 9 значение $P_{ш}$ через переключатель 10 поступает на УЗ 11 и запоминается в нем.

Во 2-м цикле производится измерение мощности отклика канала на гармонический тест с подавленной гармоникой ближнего эха и с использованием этого и полученного в 1-м цикле результатов вычисляется необходимое значение нормирующего коэффициента. Длительность 2-го цикла равна длительности 1-го цикла. При этом по команде с УУ 12 переключатели 2 и 10 устанавливаются в положение 2, а переключатель 8 остается в положении 1. С ГТС 1 сигнал $x_T(t)$ вида (5) подается на вход тракта возникновения эха. Преобразованный АЦП 3 в цифровую последовательность и прошедший через УПЦФ 4, уменьшающий мощность канального шума, отклик тракта возникновения эха $y_T[k]$ имеет вид (6). Этот сигнал поступает на входы линии задержки на N тактов дискретизации 5 и сумматора 7, которые, как отмечалось выше, вместе с инвертором 6 образуют тракт подавления ближнего эха. Механизм подавления гармоник ближнего эха удобно пояснить, рассматривая совокупность элементов ЛЗ 5, ИНВ 6 и СМ 7 как трансверсальный цифровой фильтр N -го порядка с двумя ненулевыми коэффициентами: $b_0=1$ и $b_N=-1$. Выходной сигнал этого фильтра $y_\Phi[k]$ связан с входным $y_T[k]$ разностным уравнением

$$y_\Phi[k] = b_0 \cdot y_T[k] + b_N \cdot y_T[k - N],$$

или с учетом приведенных значений b_0 и b_N :

$$y_\Phi[k] = y_T[k] - y_T[k - N].$$

Нетрудно показать, что передаточная функция такого фильтра имеет вид $H(z)=1-z^{-N}$, а его амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) определяется выражением

$$|H(f_0)| = 2|\sin \pi \cdot N \cdot f_0|, \quad (7)$$

где $f_0 = \frac{f}{f_d}$ - относительная частота.

График АЧХ, построенный на основе (7), показан на фиг.4. Из графика видно, что относительным частотам

$$f_{0r} = r/N_\Phi, \quad r = 0, 1, 2, \dots, \quad (8)$$

являющимся корнями тригонометрического уравнения $\sin(2\pi f_0 N_\Phi/2)=0$, соответствуют нули функции $|H(f_0)|$.

Поскольку в предлагаемом способе измерения частоты тестового сигнала f_H и дискретизации f_d могут быть заданы от одного генератора, относительное значение $f_{0H}=f_H/f_d$ является абсолютно стабильным и заранее известным. Соответствующим выбором порядка N_Φ рассматриваемого фильтра можно добиться, чтобы один из нулей его АЧХ точно совпадал со значением f_{0H} . При этом при прохождении через такой фильтр сигнала, определяемого выражением (6), гармоника ближнего эха оказывается полностью подавленной.

Вместе с тем, наряду с отмеченным свойством нужно, чтобы даже при небольших отклонениях f_0 от f_{0H} значение $|H(f_0)|$ существенно отличалось от нуля (то есть чтобы

крутизна АЧХ в окрестностях ее нулей была как можно выше). Этого можно добиться, сокращая ширину частотного интервала

$$\Delta f_0 = |f_0 - f_{0H}| = 1/N_\Phi \quad (9)$$

между двумя соседними нулями.

5 Предел возможного уменьшения Δf_0 в условиях рассматриваемого эксперимента устанавливается неравенством

$$\Delta f_0 > |f_{0рДЭ}|, \quad (9a)$$

10 обеспечивающим включение в этот интервал всего предполагаемого диапазона возможных значений частотной расстройки. Кроме того, в соответствии с (8) необходимо, чтобы частота f_H была кратна значению, то есть должно выполняться соотношение

$$\Delta f = f_H/q \quad (10)$$

где q - некоторое целое.

15 Условия (8-10) позволяют рассчитать требуемое значение N_Φ . В частности, при $f_H=1800$ Гц; $f_D=9600$ Гц; $\Delta f=f_H/150=12$ Гц $> f_{рДЭmax}=7 \div 8$ Гц, получаем: $N_\Phi=1/\Delta f_0=800$.

При выбранных таким образом параметрах в области малых $f_{рДЭ}$ значения АЧХ определяются выражением

$$|H(f_0)|=2|\sin[(800\pi/9600)f_{рДЭ}] \approx 0,52|f_{рДЭ}|.$$

20 Это обеспечивает возможность (при условии последующего масштабирования с использованием нормирующего коэффициента) опустить нижнюю границу оцениваемых в эксперименте значений $f_{рДЭ}$ до десятых долей Гц.

Таким образом, выходной сигнал $y_\Phi[k]$ сумматора 7, представляющий собой выход рассмотренного тракта подавления ближнего эха, при надлежащем выборе N с учетом (6)

25 можно описать выражением

$$y_\Phi[k] = A_{дЭ} \sin \left[2\pi(f_{0H} + f_{0рДЭ})k + \varphi_{дЭ} \right] + n_k[k] \quad (11)$$

Вследствие некоррелированности теста и шума $P_{y\Phi}=P_{дЭ}+P_\Psi$,

где $P_{y\Phi}$ - мощность смешанного сигнала с шумом,

30 $P_{дЭ}$ - мощность гармоника дальнего эха,

P_Ψ - мощность шума.

40 Величина $P_{y\Phi}$ вычисляется в узле ВМС 9, на который через переключатель 8 с выхода сумматора 7 поступает сигнал $y_\Phi[k]$, в соответствии с выражением, аналогичным (6a). По окончании этого процесса в узле вычитания 15, на первый вход которого через переключатель 10 подается вычисленное значение $P_{y\Phi}$, а на второй - вычисленное значение P_Ψ с выхода УЗ 11. Узел вычитания производит следующую

35 операцию $P_{дЭ}=P_{y\Phi}-P_\Psi$.

В узле УИКК 14 путем извлечения квадратного корня определяется действующее значение этой гармоники

$$40 U_{дЭ} = \sqrt{P_{дЭ}} = \frac{A_{дЭ}}{\sqrt{2}},$$

которое подается на вход УОНК 16. В этом узле рассматривается значение нормирующего коэффициента K_H , вычисляемое как отношение номинального уровня U_H опорного сигнала ЦСФС (хранящегося в блоке УИКК 14) к величине $U_{дЭ}$:

$$45 K_H = \frac{U_H}{U_{дЭ}}.$$

На этом 2-й цикл работы заканчивается.

50 В 3-м цикле осуществляется измерение ухода частоты несущей в сигнале дальнего эха, выполняемое с помощью ЦСФС 1-го порядка. При этом по команде с УУ 12 переключатель 2 остается в положении 2, а переключатель 8 также устанавливается в положение 2 (состояние переключателя 10 в данном цикле не оказывает влияния на процесс измерения). Так же, как и во втором цикле, на вход тракта возникновения эха в данном случае подается тестовый сигнал (5), а из отклика этого тракта, преобразованного

аналогичным образом совокупностью узлов АЦП 3, УПЦФ 4, ЛЗ 5, ИНВ 6, СМ 7, на выходе сумматора 7 формируется сигнал $y_{\phi}[k]$, описываемый выражением (11). Через переключатель 8 этот сигнал подается на вход 1 умножителя 13, в котором осуществляется его умножение на вычисленное во 2-м цикле значение нормирующего

5 коэффициент K_n , которое с выхода УОНК 16 поступает на вход 2 умножителя 13. В результате амплитуда гармоники дальнего эха, присутствующая в выходном сигнале $y_{умн}[k]$ блока УОНК 16, принимает номинальное значение (равное амплитуде опорного сигнала ЦСФС 17). Сигнал $y_{умн}[k]$ подается на вход ЦСФС 17.

Структурная схема ЦСФС представлена на фиг.4. Она включает в себя фазовый

10 дискриминатор ФД, выделяющий разность фаз входного $y_{умн}[k]$ и опорного $U_0[k]$ сигналов ЦСФС, цифровой фильтр ЦФ, определяющий порядок и свойства ЦСФС, и цифровой подстраиваемый генератор опорного колебания (выходной сигнал ЦПГ $U_0[k]$ представляет собой последовательность дискретных отсчетов опорного гармонического колебания, в

15 случае системы 1-го порядка цифровой фильтр ЦФ представляет собой умножитель на некоторый фиксированный коэффициент α). Первоначально частота опорного сигнала $U_0[k]$ выбирается равной частоте f_n тестового сигнала. Как показано в работе [5], в случае, когда значение частоты присутствующего в смеси сигнала с шумом $y_{умн}[k]$ гармонического колебания отличается от частоты f_n на величину $f_{гдэ}$, в установившемся режиме работы ЦСФС выходной сигнал $\Delta_{ст}$ ее фазового дискриминатора:

$$20 \Delta_{ст}[k] = \frac{\omega_{гдэ}}{\alpha} + n_1[k],$$

где $\omega_{гдэ} = 2\pi \frac{f_{гдэ}}{f_d}$ - относительное значение ухода круговой частоты несущей в

25 сигнале дальнего эха;

$n_1[k]$ - преобразованный ЦСФС (в сторону уменьшения мощности) аддитивный шум входной смеси $y_{умн}[k]$.

Как уже отмечалось, в ЦСФС 1-го порядка цифровой фильтр реализуется в виде умножителя на α ($\alpha=0,01-0,1$), поэтому выходной сигнал ЦФ, который в предлагаемом

30 изобретении является выходом ЦСФС $y_{умн}[k]$ определяется как

$$y_{вых}[k] = \omega_{гдэ} + \alpha \cdot n_1[k] \quad (12)$$

Этот сигнал в схеме фиг.2 поступает на вход 1 коммутатора 18. На вход 2 этого коммутатора с выхода 4 УУ 12 поступает управляющий сигнал (формируемый, например, с

35 помощью таймера), который подключает выход ЦСФС 17 ко входу УОЧН 19 по истечении некоторого времени с начала 3-го цикла, необходимого для завершения в ЦСФС 17 переходного процесса. В УОЧН 19 осуществляется усреднение отсчетов сигнала $y_{вых}[k]$, описываемого (12), с целью устранения мешающего влияния шума на результат измерения величины $\omega_{гдэ}$ в расширенном динамическом диапазоне. Количественные соотношения, связывающие эти величины и характеризующие точность измерения $\omega_{гдэ}$ на фоне шума,

40 приведены в работе [5]. При необходимости по найденной величине $\omega_{гдэ}$ в УОЧН 19 можно определить и абсолютное значение ухода частоты несущей

$$45 f_{гдэ} = f_d \frac{f_{гдэ}}{2\pi}.$$

Таким образом, предлагаемый способ обеспечивает возможность точного измерения ухода частоты несущей в расширенном динамическом диапазоне (от десятых долей Гц до десяти Гц и выше) при значительном упрощении необходимых для его реализации измерительных процедур, т.е. позволяет получить заявленный технический эффект и может быть осуществлен с помощью известных в технике средств.

50 ИСТОЧНИКИ ИНФОРМАЦИИ

1. Акимов В.Н., Белюстина Л.Н., Белых В.Н. Системы фазовой синхронизации // Радио и связь - М., 1982.- 256-258 с.

2. G. Long. Fast initialization of data-driven nyquist in-band echo cancellers//

IEEE Transactions on communications vol. 41, no. 6 (June 1993), pp.899-900.

3. Wittke P.H., Penstone S.R., Keightley R. J. Measurements of echo parameters to high-speed full-duplex data transmission on telephone circuits // IEEE J. Selected Areas Commun., vol. SAC-2, No.5 (September 1984), pp.703 -710.

5 4. Werner J.J. Effects of channel impairments on the performance of an in-band data-driven echo-canceller // AT&T Tech. J., vol. 64, No.1 (January 1985), pp.91-113.

5. Султанов Б. В. Применение цифровых систем фазовой синхронизации для измерения сдвига частоты гармонического сигнала на фоне шума // Радиотехника. - 2000. - №9. - С.21 - 26.

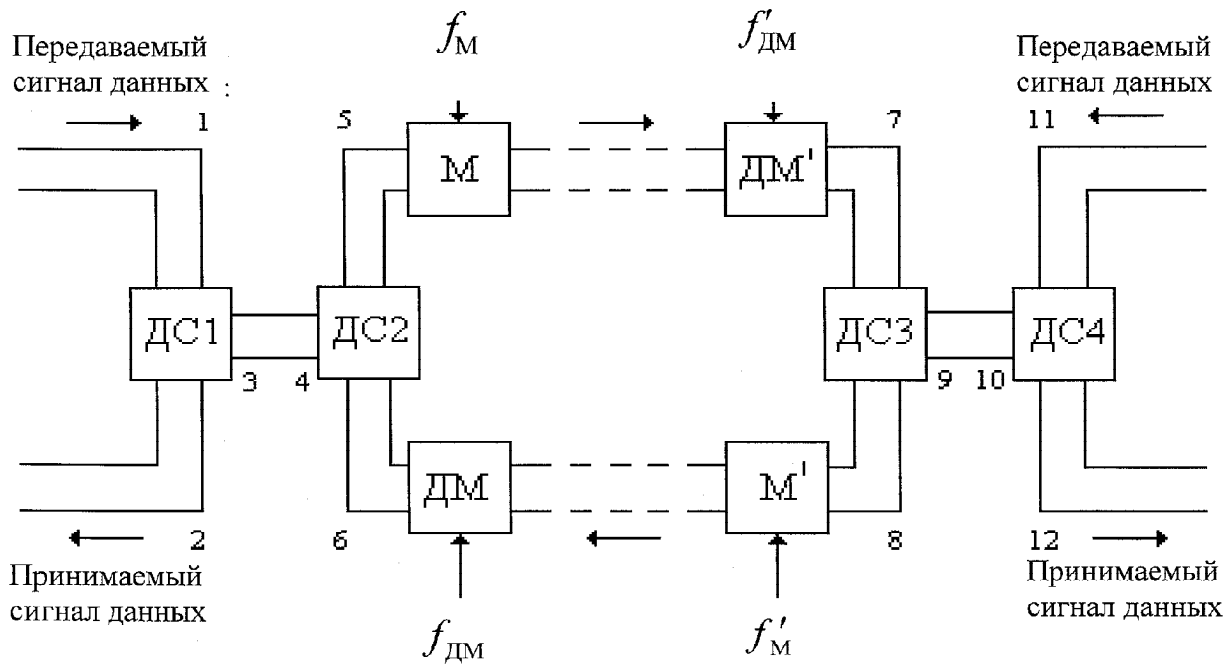
10

Формула изобретения

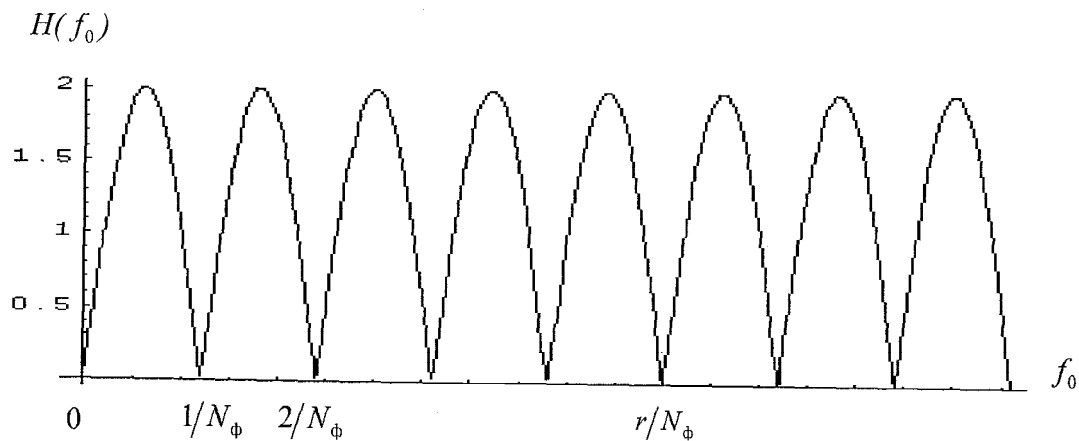
Способ измерения ухода частоты несущей в сигнале дальнего эха в коммутируемом двухпроводном канале телефонной сети общего пользования, по которому на вход передачи четырехпроводного локального окончания канала, являющийся входом тракта
15 возникновения эха, подают тестовый сигнал; тестовый сигнал, поступающий на вход приема четырехпроводного локального окончания канала, являющийся выходом тракта возникновения эха, подвергают аналогово-цифровому преобразованию и полосовой фильтрации, отличающийся тем, что в качестве тестового сигнала используют гармонический сигнал, перед передачей тестового сигнала производят измерение
20 мощности преобразованного в тракте подавления ближнего эха шума канала, для осуществления которого на вход тракта возникновения эха подают нулевой уровень, а имеющий место при этом сигнал на выходе тракта возникновения эха подвергают аналого-цифровому преобразованию, полосовой фильтрации и задерживают на N тактов дискретизации, после этого на каждом такте дискретизации задерживаемый отсчет
25 вычитают из вновь поступившего отсчета того же сигнала, определяют мощность сформированного таким образом разностного сигнала путем квадратирования и суммирования всех его отсчетов на некотором фиксированном интервале времени, после этого на вход тракта возникновения эха подают тестовый сигнал и определяют мощность получаемого аналогичным образом разностного сигнала, из этой мощности вычитают
30 определенную ранее мощность преобразованного в тракте подавления ближнего эха канального шума, извлекают корень и определяют значение нормирующего коэффициента как отношение номинального значения уровня сигнала к значению, полученному после извлечения квадратного корня, далее каждый отсчет полученного разностного сигнала умножают на нормирующий коэффициент, обеспечивающий номинальное значение
35 амплитуды сформированного таким образом гармонического цифрового сигнала, который затем подают на вход цифровой системы фазовой синхронизации первого порядка, номинальная частота опорного сигнала которой равна частоте тестового сигнала, с помощью цифровой системы фазовой синхронизации первого порядка осуществляют измерение отношения отклонения круговой частоты поданного на ее вход гармонического
40 тестового сигнала (ухода частоты несущей в сигнале дальнего эха) от ее номинального значения к частоте дискретизации как результат усреднения отсчетов выходного сигнала цифрового фильтра этой системы синхронизации в установившемся режиме работы.

45

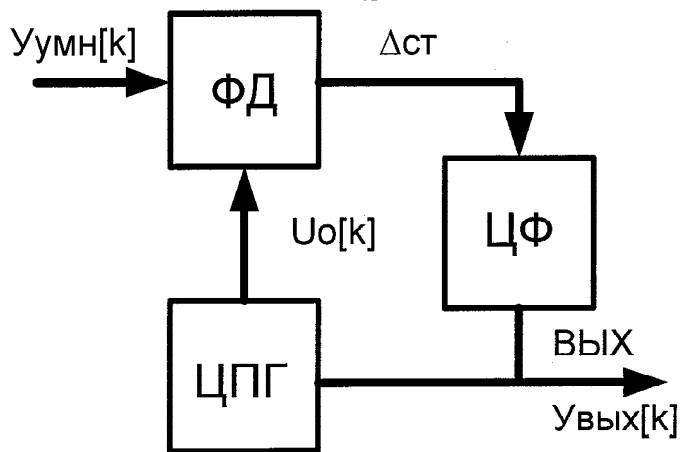
50



Фиг.1



Фиг.3



Фиг.4