

**Міністерство освіти і науки, молоді та спорту України
Тернопільський національний економічний університет
Факультет комп'ютерних інформаційних технологій
Кафедра комп'ютерної інженерії**

До захисту допущено
Завідувач кафедри
комп'ютерної інженерії
к.т.н., доц. О.М.Березький

_____ р.
" ____ " _____

ДИПЛОМНА РОБОТА
освітньо-кваліфікаційного рівня "Магістр"
зі спеціальності 8.05010201 "Комп'ютерні системи та мережі"
на тему:

**ВИМІРЮВАННЯ ДЖИТЕРА СИГНАЛІВ ЦИФРОВИХ
КАНАЛІВ НА ОСНОВІ ФАЗОВОГО АНАЛІЗАТОРА**

Студент групи КСМзм - 51
Прокопчук С.О.

_____ р.
підпис

Науковий керівник
к.ф.-м.н., доцент Касянчук М.М.

_____ р.
підпис

Консультант з нормоконтролю
Березький О. В.

_____ р.
Прізвище, ініціали

Підпис

7. Консультанти по роботі

Розділ	Консультант	Підпис
1		
2		
3		

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№	Назва структурних частин ДР	Термін виконання	Примітка
1	Поняття джитера, його класифікація та загальна методика вимірювання	15.09.2011 – 5.11.2011	
2	Дослідження джитера при семплюванні	6.11.2011 – 31.01.2012	
3	Розробка пристрою для вимірювання джитера на основі фазового аналізатора	1.02.2012 – 23.04.2012	

Завдання прийняв до виконання _____
(підпис)

Керівник дипломної роботи _____
(підпис)

РЕФЕРАТ

Дипломна робота на тему „Вимірювання джитера сигналів цифрових каналів на основі фазового аналізатора” на здобуття освітньо–кваліфікаційного рівня „Магістр” зі спеціальності „Комп’ютерні системи та мережі” написана обсягом 78 сторінок і містить 35 ілюстрацій, 4 таблиці, 2 додатки та 19 джерел за переліком посилань.

Метою роботи є дослідження джитера сигналів цифрових каналів та розробка пристрою для вимірювання джитера на основі фазового аналізатора.

Методи дослідження. Математичні методи дослідження джитера та методи апаратної реалізації.

Здійснено системний аналіз існуючих методів вимірювання джитера цифрових каналів, виявлено їх недоліки та обгрунтовано вибір принципу роботи розробленого пристрою для вимірювання та пригнічення джитера. Проведено дослідження джитера при семплюванні і показано, що зниження впливу джитера від модуляції ультразвукового шуму в звуковий діапазон приблизно пропорційне коефіцієнту оверсемплінга. Запропоновано загальну методологію вимірювання джитера складного каналу. Розроблено пристрій для вимірювання джитера на основі фазового аналізатора, за допомогою якого можна виміряти власний джитер системи передачі, максимально допустимий джитер та передаточну характеристику джитера. Запропоновано метод для зменшення тривалості вимірювання коефіцієнта бітових помилок.

Результати роботи можуть бути використані для завадостійкого кодування, при передачі інформації та цифровій обробці сигналів та зображень.

Можливими напрямками подальших досліджень є дослідження вандера сигналів цифрових каналів та вдосконалення запропонованого приладу.

Ключові слова: ДЖИТЕР, ЦИФРОВИЙ СИГНАЛ, ФАЗОВИЙ АНАЛІЗАТОР, ПЕРЕДАТОЧНА ФУНКЦІЯ, ПРИГНІЧЕННЯ ДЖИТЕРА, КОЕФІЦІЄНТ БІТОВИХ ПОМИЛОК.

ABSTRACT

Diploma work is on a theme „ Measuring jitter signal digital circuits based on phase analyzer” on the Master Diploma Defence from speciality „Computer systems and networks” written on the 78 pages and contains 35 illustrations, 4 tables, 2 supplements and 19 references.

The aim of work is to study jitter signal and digital circuit design device to measure jitter on the basis of phase analyzer..

Research methods. Mathematical Methods jitter and methods of hardware implementation.

Carried out a systematic analysis of existing methods of measuring jitter digital channels, found their disadvantages and feasibility of the choice of the developed device for measuring depression and jitter. A study of jitter at sempluation shown that reducing the impact of jitter modulation of ultrasonic noise in the audible range approximately proportional to the ratio oversample. The general methodology for measuring jitter channel complex. A device for measuring the jitter on the basis of phase analyzer lets you measure your own transmission system jitter, maximum jitter and jitter characteristics of the transfer. A method for reducing the length measurement of coefficient bit errors.

The results may be used for noiseproof encoding during transmission and digital signal processing and imaging.

Possible directions for further research is to investigate wander signals of digital channels and improve the proposed unit.

Keywords: JITTER, DIGITAL SIGNAL, PHASE ANALYZER, TRANSFER FUNCTION, JITTER SUPPRESSION, THE RATE OF BIT ERRORS.

ЗМІСТ

Вступ	7
1 Поняття джитера, його класифікація та загальна методика вимірювання	10
1.1 Поняття джитера, його класифікація та вплив на параметри якості цифрового каналу	10
1.2 Причини виникнення джитера і його типи	13
1.3 Методи виявлення джитера	17
1.4 Необхідність вимірювань джитера та постановка задачі	22
1.5 Загальна методологія вимірювання джитера	26
Висновки до розділу I	28
2 Дослідження джитера при семплюванні	29
2.1 Джитер при семплюванні	29
2.2 Дослідження джитера в частотній області	32
2.3 Конвертори з оверсемплінгом	34
2.4 Гармоніки в конвертерах з нойз-шейпінгом, викликані джитером	36
2.5 Амплітудна модуляція, викликана джитером	38
2.6 Джитер-семплінг в перетворювачах частоти дискретизації	39
2.7 Передаточна функція джитера семплювання	41
2.8 Вплив джитера семплінга на джитер даних	44
2.9 Накопичення джитера	47
2.10 Методологія вимірювання джитера складного каналу	49
Висновки до розділу II	50
3 Розробка пристрою для вимірювання джитера на основі фазового аналізатора	51
3.1 Пристрій аналізатора джитера	51
3.2 Вимірювання власного джитера системи передачі	52
3.3 Вимірювання максимально допустимого джитера	55
3.4 Вимірювання передаточної характеристики джитера	61
3.5 Допуск на джитер	63

3.6 Пригнічення джитера в цифрових системах передачі	65
3.7 Зменшення тривалості вимірювання коефіцієнта бітових помилок	68
Висновки до розділу III	71
Висновки	72
Список використаних джерел	73
Додаток А. Публікація	75
Додаток Б. Довідка про впровадження	78

ВСТУП

Актуальність теми. Цифрові аудіосистеми відрізняються від аналогових двома головними особливостями [1, 2]:

– сигнал, який неперервно змінюється за напругою або струмом в аналоговій формі, у цифровому вигляді подається фіксованим числом дискретних числових значень;

– ці числові значення представляють сигнал не постійно протягом всього часу, а тільки у визначені моменти часу, моменти квантування.

Зазвичай моменти квантування визначаються аналогово–цифровим (АЦП) і цифро–аналоговими (ЦАП) перетворювачами [3], які служать для перетворення сигналу з аналогової форми в цифрову і навпаки. Ці пристрої найчастіше мають задаючий генератор для управління частотою квантування або дискретизації [4]. Моменти квантування також можуть задаватися перетворювачем частоти дискретизації – SRC, який використовує математичні обчислення для трансформації цифрового сигналу однієї частоти в іншу [5]. У разі, якщо немає фізичного пристрою, що задає моменти квантування, обчислювальний процес виробляється з використанням віртуального тактового генератора. Цифрове аудіо не сприймає багато недоліків аналогового запису і аналогової передачі сигналу: спотворення, шуми на лінії, шуми плівки, детонації, взаємне проникнення каналів. І навіть якщо сигнал в цифровій формі не повністю позбавлений від недоліків [6], він безсумнівно дуже стійкий до більшості з таких впливів.

Однак перехід до цифрових методів передачі та комутації крім переваг, обумовлених новими технологіями зв'язку, викликав безліч проблем (нестабільність тактового генератора, падіння характеристик сигналу в кабелі, паразитні наведення), специфічно пов'язаних з принципами передачі сигналів у цифровому вигляді, однією з таких є проблема синхронізації [7, 8]. Серед параметрів, які характеризують сигнал синхронізації можна виділити джитер (фазове тремтіння) [9], який викликаний зміною часу затримок сигналу в ланцюзі з'єднань між компонентами. У цифрових системах передачі джитер присутній завжди, але при перевищенні певного значення він впливає на якість передачі

інформації [10]. Відповідними проблемами цифрової обробки сигналів та зображень займалися такі вітчизняні та зарубіжні вчені: Притуляк Я.Г., Скирта Ю.В., Бакланов І.Г., Колінько Т.М., Сульдін А.В., Фінк Л.М., Канаков В.А., Сухман С.М., Бернов А.В., Шевкопляс Б.В., Jayalath A.D.S., Held G. та інші.

При прийомі послідовного потоку інформації в ідеальному випадку відбувається зчитування інформації в середині тактового бітового інтервалу. Присутність джитера впливає на прийняття рішення про прийнятому біту у відповідному пристрої. При багаторазовій регенерації цифрового потоку джитер зазвичай зростає, що може привести до виникнення бітових помилок (BER) [11], або до повної несправності системи через вихід з ладу системи синхронізації [12]. Можливими причинами є:

- паразитна фазова модуляція в генераторах тактовою частоти;
- вплив шумів і перешкод на ланцюг синхронізації в приймачі;
- зміна довжини тракту передачі;
- зміна швидкості поширення;
- доплерівський зсув від рухомих об'єктів;
- тощо.

Джитер може виникати у випадку самотактуючогося сигналу (наприклад, S/PDIF). Це може привести до помилок у розпізнаванні даних, до збою синхронізації або втрати окремих бітів [13]. Джитер генератора [14] також може погіршувати точність оцифровки в перетворювачах в процесі квантування.

Тому для розвитку систем передачі з кількома ділянками регенерації (ретрансляції) і багатопрогнозових бездротових систем зв'язку дуже актуальною є розробка пристрою для вимірювання і ослаблення джитера.

Мета роботи. Метою даної дипломної роботи є дослідження джитера сигналів цифрових каналів та розробка пристрою для вимірювання джитера на основі фазового аналізатора.

Для вирішення поставленої мети вирішуються наступні **завдання**:

- аналіз відомих методів та методології виявлення і вимірювання джитера сигналів цифрових каналів, обґрунтування необхідності даного вимірювання;

- аналітичне дослідження джитера сигналів цифрових каналів при семплюванні та його впливу на джитер даних;
- розробка методології вимірювання джитера складного каналу;
- розробка пристрою для вимірювання джитера на основі фазового аналізатора та схеми пригнічення джитера;
- дослідження власного джитера, максимально допустимого джитера, передаточної характеристики джитера за допомогою розробленого пристрою.

Об’єкт дослідження. Процес дослідження та вимірювання джитера сигналів цифрових каналів.

Предмет дослідження. Джитер сигналів цифрових каналів.

Методи дослідження. Математичні методи дослідження джитера та методи апаратної реалізації.

Наукова новизна одержаних результатів.

1. Здійснено системний аналіз існуючих методів вимірювання джитера цифрових каналів, що дало змогу виявити їх недоліки та обґрунтувати вибір принципу роботи розробленого пристрою для вимірювання та пригнічення джитера.

2. Проведено дослідження джитера при семплюванні в частотній області та амплітудній модуляції джитера, що дало змогу розробити метод, згідно якого зниження впливу джитера від модуляції ультразвукового шуму в звуковий діапазон приблизно пропорційне коефіцієнту оверсемплінга.

3. Запропоновано загальну методологію вимірювання джитера складного каналу і визначено характеристики, які впливають на загальний джитер складного каналу.

Практичне значення отриманих результатів.

Розроблено пристрій для вимірювання джитера на основі фазового аналізатора, за допомогою якого можна виміряти власний джитер системи передачі, максимально допустимий джитер та передаточну характеристику джитера. Запропоновано метод для зменшення тривалості вимірювання коефіцієнта бітових помилок, згідно якого відносна похибка прогнозування не перевищує 5 %.

1 ПОНЯТТЯ ДЖИТЕРА, ЙОГО КЛАСИФІКАЦІЯ ТА ЗАГАЛЬНА МЕТОДИКА ВИМІРЮВАННЯ

1.1 Поняття джитера, його класифікація та вплив на параметри якості цифрового каналу

Перехід до цифрових методів передачі та комутації крім переваг, обумовлених новими технологіями зв'язку, викликав безліч проблем, специфічно пов'язаних з принципами передачі сигналів у цифровому вигляді [15]. Новим і дуже важливим класом задач в теорії і практиці цифрових телекомунікацій є завдання дискретизації і відновлення сигналів, синхронізації мережі та її стабільності.

Джитером або фазовим тремтінням [4] називається явище фазової модуляції сигналу (як аналогового, так і цифрового). На практиці отримали поширення два основних підходи до визначення джитера - у термінах фази і у термінах частоти [16, 17]. Враховуючи, що параметри частоти і фази пов'язані простим співвідношенням, обидва підходи еквівалентні. Підхід до опису джитера в термінах фазової нестабільності прийнятого цифрового сигналу є поширеним теоретичним описом процесу. Поширення цього підходу привело до появи визначень джитера як фазового тремтіння. Однак для цілей практичного вимірювання параметрів джитера, його розгляд у термінах фази виявився незручним, що пов'язано з об'єктивними труднощами фазових вимірювань. В результаті з'явився прикладний розгляд джитера як варіації частоти прийнятого сигналу. У цьому випадку основними параметрами джитера стають його амплітуда і частота. Такий розгляд отримав широке практичне застосування в методиках вимірювань і в технології аналізу результатів. Природно, варіації фази пов'язані з варіаціями частоти інтегральним співвідношенням, тому обидва підходи в цьому сенсі еквівалентні. Надалі розгляд параметрів буде будуватися в термінах частоти.

Розглянемо функцію нестабільності частоти прийнятого цифрового сигналу (рисунок 1.1). Як відомо, частота сигналу характеризується своїм середнім значенням f і девіацією Δf . Припустимо, що має місце модуляція, при якій

зміна частоти відбувається періодично з періодом T . Тоді, пов'язавши частоту модуляції з періодом зміни частоти $f_d = 1/T$, розрізняють два типи змін частоти:

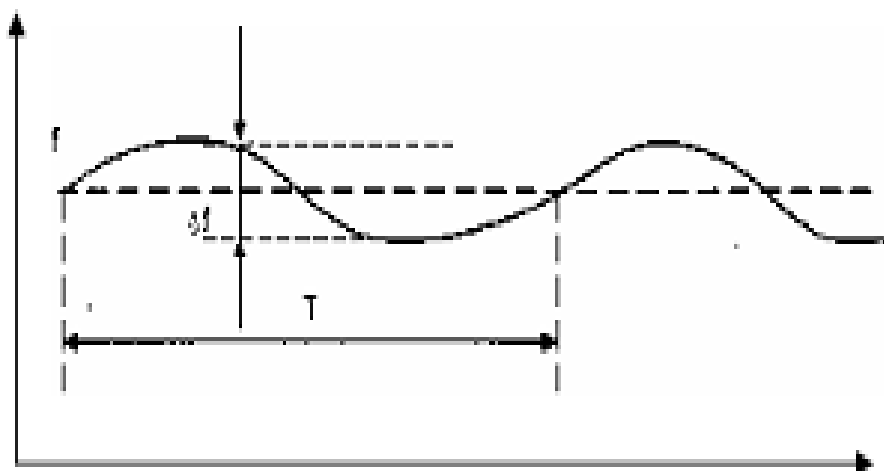


Рисунок 1.1 – Нестабільність частоти прийнятого цифрового сигналу

- швидкі коливання частоти, що характеризуються $f_d > 10$ Гц і власне отримали назву джитера (у вітчизняній термінології - фазового тремтіння), графік якого представлений на рисунку 1.2;
- повільні коливання частоти з $f_d < 10$ Гц, що отримали назву вандера (у вітчизняній термінології - дрейфу фази).

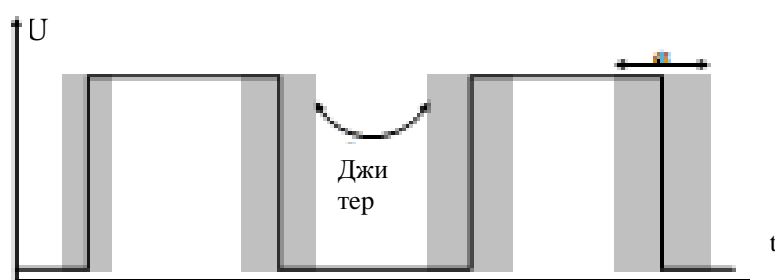


Рисунок 1.2 – Джитер цифрового сигналу

Необхідність поділу девіації частоти на джитер і вандер пов'язана з тим, що ці два параметри зазвичай виникають внаслідок різних причин і по-різному впливають на параметри якості цифрової передачі.

У сучасній технології набула поширення практика вимірювання амплітуди джитера в одиницях часу: абсолютних (зазвичай, в мікросекундах) або в

наведених одиницях - одиничних інтервалах (Unit Interval - UI) [4]. Одиничним інтервалом називається час, необхідний для передачі одного біта інформації при заданій швидкості передачі. Іншими словами:

$$J = T = 1/f_d, [\text{мкс}]; \quad (1.1)$$

$$J = fT = f / fd, [\text{UI}]. \quad (1.2)$$

В подальшому, по можливості, ми будемо використовувати наведені одиниці, оскільки вони найбільш часто зустрічаються.

Розглядаючи вплив джитера на параметри якості сигналів сучасних телекомунікацій, необхідно відзначити, що цей вплив проявляється у двох напрямках:

1) у випадку передачі оцифрованого аналогового сигналу наявність джиттера приводить до того, що відновлений сигнал виявляється нерівномірно дискретизований, що може привести до значних порушень у структурі аналогового сигналу. В основному такий вплив джитер робить на параметри систем з частотним поділом і аналогові канали мереж IDN. Облік впливу джиттера в цьому випадку залежить від його структури: регулярний або нерегулярний джитер. У випадку постійного (регулярного) джитера, обумовленого зазвичай процесами мультиплексування та регенерації, його вплив передбачуваний, носить адитивний характер і компенсується регенераторами і мультиплексорами. Нерегулярний (випадковий) джитер не може бути скомпенсований і розглядається як адитивний шум. Дослідження показали його зв'язок з параметрами теплового шуму і можливість накопичення за потужністю в складеному цифровому каналі. Найбільш істотним вважається процес накопичення регулярного джитера, оскільки регулярний джиттер акумулюється швидше нерегулярного;

2) при передачі даних в цифровій формі джитер, безпосередньо пов'язаний з порушеннями в синхронізації цифрового потоку, приводить до двох ефектів:

а) в процесі регенерації порушення в синхронізації приводять до флуктуацій моментів часу зчитування дискретів щодо моментів часу, відповідних максимальному рівню сигналів на виході демодулятора. В результаті знижується пороговий рівень роботи щодо шумів, що призводить до появи бітових помилок. З точки зору прийнятого нами розділення, такий вплив в більшій мірі пов'язаний з джитером (не вандером);

б) на виході асинхронних мультиплексорів (тобто на вході в комутаційну станцію) наявність джитера в системі синхронізації може привести до переповнення еластичних буферів і просковзуванням із втратами циклової синхронізації, що призводить до значної деградації якості зв'язку. Зазвичай просковзування викликаються вандером.

1.2 Причини виникнення джитера і його типи

Існує кілька основних причин виникнення джитера, які впливають на його структуру і впливають на параметри якості систем зв'язку. Зокрема, виникнення в системі регулярного і нерегулярного джитера обумовлено різними причинами.

1.2.1. Регулярний і нерегулярний джитер, пов'язаний із зовнішніми умовами

Регулярний (системний) джитер зазвичай корелюється з переданими послідовностями бітів. Оскільки затримки при передачі сигналів у скремблері і кодерах зазвичай залежать від типу прийнятої/переданої послідовності, то процеси в мультиплексорах і регенераторах можуть викликати регулярний джитер. Іншою причиною виникнення регулярного джитера можуть бути порушення в каналі передачі, зокрема пов'язані з наявністю перехресних завад, які також вносять регулярний, корельований з послідовностями бітів джитер. Зазвичай регулярний джитер в цьому випадку виникає при неправильній роботі еквалайзерів (виникнення міжсимвольної інтерференції) або порушеннях в налаштуванні ланцюгів відновлення даних і характерний більшою мірою для радіочастотних систем передачі.

Нерегулярний джитер зазвичай обумовлений електромагнітним впливом, а також перешкодами від зовнішніх джерел сигналу, таких як шум, відбиття, перехресні завади або завади по ланцюгах живлення та іншими джерелами електромагнітного поля. У цьому випадку зазвичай спектр сигналу дає інформацію тільки про джерело сигналу, який заважає. Інтерференція з колами живлення 50 Гц і іншими низькочастотними сигналами зазвичай легко ідентифікується, тоді як пошук джерела перешкод від комп'ютерних та обчислювальних систем пов'язаний з аналізом у діапазоні близько 60 МГц і представляє певні складності.

Крім перерахованих причин виникнення джитера в системах зв'язку, є ряд причин, безпосередньо пов'язаних з технологією цифрових телекомунікацій. Такий джитер пов'язаний з алгоритмами, реалізованими в цифрових системах передачі. Відповідно, такий джитер є алгоритмічним.

1.2.2 Джитер стаффінгу

У технології плезіохронної цифрової передачі (PDH) прийнята методика вирівнювання вхідних потоків до мультиплексора за рахунок вставки бітів (методика бітового стаффінгу), яка проводиться у певні проміжки часу зчитування інформації з еластичного буфера. Розглянемо детально цей процес. Для того, щоб процес бітового стаффінгу міг працювати, інформація, яка надходить в приймальний еластичний буфер мультиплексора, приймається з швидкістю, меншою швидкості передачі. Тому двома основними принципами бітового стаффінгу є:

- 1) швидкість зчитування з приймального еластичного буфера повинна бути більшою швидкості запису в буфер;

- 2) вставка бітів (стаффінг бітів) повинна проводитися в заздалегідь встановлені інтервали часу для забезпечення ефективного видалення стаффінгових бітів.

В результаті, бітовий стаффінг призводить до того, що навіть у випадку, якщо вхідний потік до мультиплексора був ідеально дискретизований, то на виході мультиплексора потік буде містити значний джитер вирівнювання

(justification jitter). Цей джитеркомпенсується на приймальній стороні еластичним буфером приймача, принцип роботи якого ґрунтується на використанні петлі фазового автоматичного підстроювання частоти (ФАПЧ). Після видалення стафінгових бітів ФАПЧ підлаштовується під середню швидкість прийому інформації і виробляє зчитування з цією швидкістю. Для найбільш повної компенсації стафінгового джитера використовуються вузькосмугові петлі ФАПЧ. Однак, незважаючи на це, петлі ФАПЧ мають скінченну смугу, тому потік на виході містить стафінговий джитер, який зазвичай має регулярну структуру.

Крім описаного випадку виникнення джитера, на практиці джитер в системах PDH має більш складну структуру, пов'язану з алгоритмом внесення стафінгових бітів тільки в певні часові інтервали, які можуть не збігатися з кратністю різниці швидкостей.

Як приклад процесів, що відбуваються в приймальному буфері, розглянемо передачу/приймом цифрового потоку в системі PDH у випадку, якщо частота вставки стафінгових бітів кратна різниці частот прийому/передачі приймального буфера мультіплексора. В цьому випадку маємо стафінг з відношенням S , що виражається у вигляді дроби з чисельником 1 (рисунок 1.3). При цьому стафінг рівномірний і, зазвичай, в приймальному демультіплексорі добре компенсується. Вихідний потік буде містити стафінговий джитер, обумовлений тільки кінцевою смугою петлі ФАПЧ.

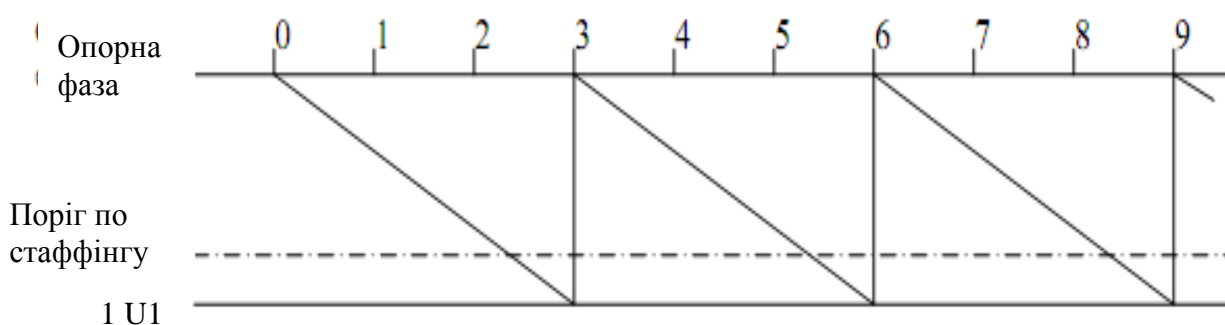


Рисунок 1.3 – Стафінг з відношенням $S=1/3$

У випадку, якщо частота вставки не кратна різниці частот прийому/передачі, то знаменник стафінгового відношення буде виражатися

дробовим числом. В залежності від того, чи знаходиться дробова частина $\{1/S\}$ в межах $0 \leq \{1/S\} \leq 0,5$ або $0,5 \leq \{1/S\} \leq 1$, то структура стаффінга буде різною (рисунки 1.4 та 1.5).

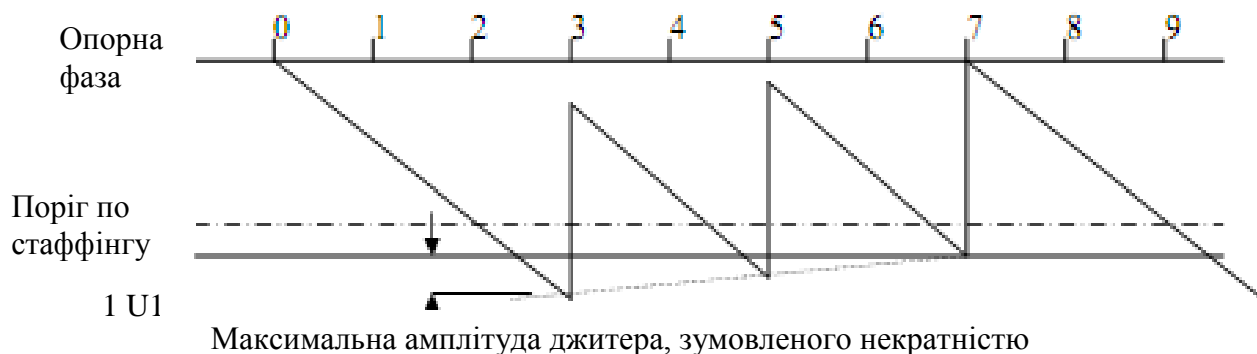


Рисунок 1.4 – Стаффінг з відношенням $\{1/S\}=3/7$

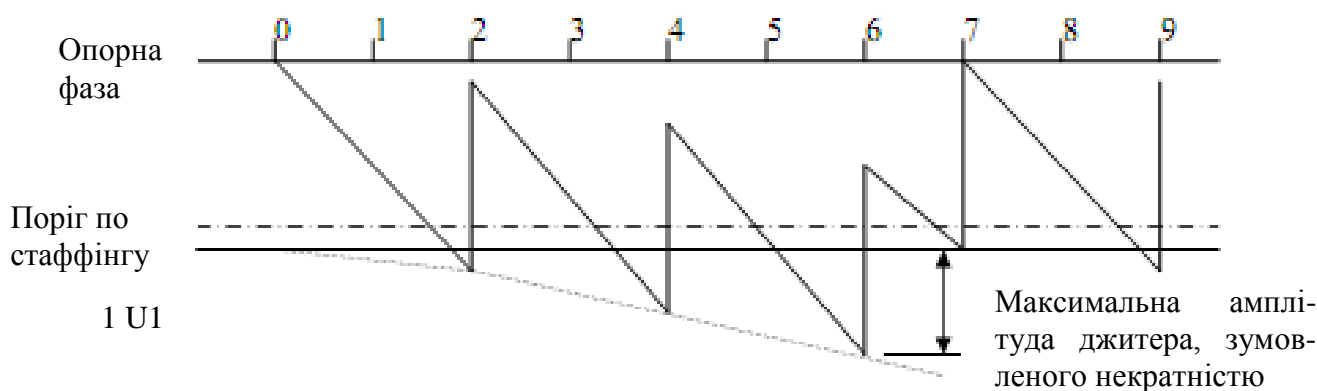


Рисунок 1.5 – Стаффінг з відношенням $\{1/S\}=4/7$

Таким чином, якщо стаффінгове відношення не є простим цілочисельним відношенням, що є більш вірогідним, до стаффінгового джитера додається джитер, обумовлений некратністю швидкостей або джитер очікування (Waiting-Time jitter). Його пікова амплітуда зазвичай дорівнює $J_{max}=(n-1)/m$ для відношення $S=n/m$.

1.2.3 Джитер в системах SDH. Джитер за зсувом покажчиків і джитер завантаження

Технологія SDH передбачає використання для процесів вирівнювання швидкостей алгоритму зсуву вказівників, що можна розглядати як процедуру байтового стаффінга (оскільки розмір покажчика становить один байт чи вісім бітів). Зсув індексу призводить до появи імпульсного джитера у 24 біта (у

теперішній час зміщуються відразу всі три байти покажчика). Потім цей джитер компенсується компонентами системи. Такий джитер називається джитером по зсуву покажчиків (pointer jitter).

Для компенсації розсинхронізації вхідного потоку при завантаженні плезіохронного трафіка у віртуальний контейнер SDH використовується частина заголовка - покажчики. У разі необхідності збільшити кількість цифрових даних, що завантажуються в один контейнер (варіант, коли швидкість прийнятих даних вища стандартної), з покажчика видаляється один байт (тепер 3) і замість нього завантажуються дані. Такий зсув покажчиків називається негативним зміщенням. Якщо прийнятий мультиплексором потік має швидкість, нижчу стандартної, то для компенсації розсинхронізації необхідно зменшити кількість цифрових даних, що завантажуються в один контейнер. У цьому випадку в поле корисного навантаження вставляється покажчик. Таке зміщення покажчика називається позитивним зміщенням. Вказівка на зсув покажчика передається в складі попереднього покажчика. В результаті при розвантаженні плезіохронного трафіка зміщення покажчика буде еквівалентне сплеску джитера на 24 UI. Цей імпульсний джиттер повинен бути компенсований частково мультиплексором введення/виводу (MBB), проте повністю компенсувати джитер практично неможливо, і він зберігається в переданому по мережі SDH трафіку.

Крім джитера по зсуву покажчиків, в системах SDH має місце джитер завантаження (mapping jitter), який пов'язаний з процесами стаффінга, що має місце при завантаженні плезіохронного сигналу в систему SDH. В процесі вивантаження сигналу PDH з SDH виникає джитер завантаження, аналогічний джиттеру PDH.

1.3 Методи виявлення джитера

Джитер цифрового сигналу можна побачити по зміщенню імпульсів, які зсунуті відносно ідеального тактового сигналу. І будь-які правильні вимірювання джитера ґрунтуються на порівнянні сигналу, який піддавався впливу джитера, з ідеальним сигналом. На практиці часто немає ідеального тактового сигналу,

згідно якого можна порівняти випробуваний сигнал. Тому при вимірюванні треба опиратися на сам сигнал, тобто на зміщення джитера відносно самого себе .

Найпростіший і найбільш невдалий приклад такого шляху – це спостереження форми сигналу на осцилографі, підключивши сигнал з джитером до осцилографа, як показано на рисунку 1.6. На жаль, результат вводитиме в оману, і він буде залежати від недосконалості генератора осцилографа [18], а також від спектра джитера сигналу. Замість джитера, такий спосіб показує інтервальне відхилення. Між ними є певний зв'язок, але на деяких частотах джитера не буде видно зовсім, тоді як на інших амплітуда джитера може подвоїтися. Зокрема, якщо мова йде про низькочастотний джитер.

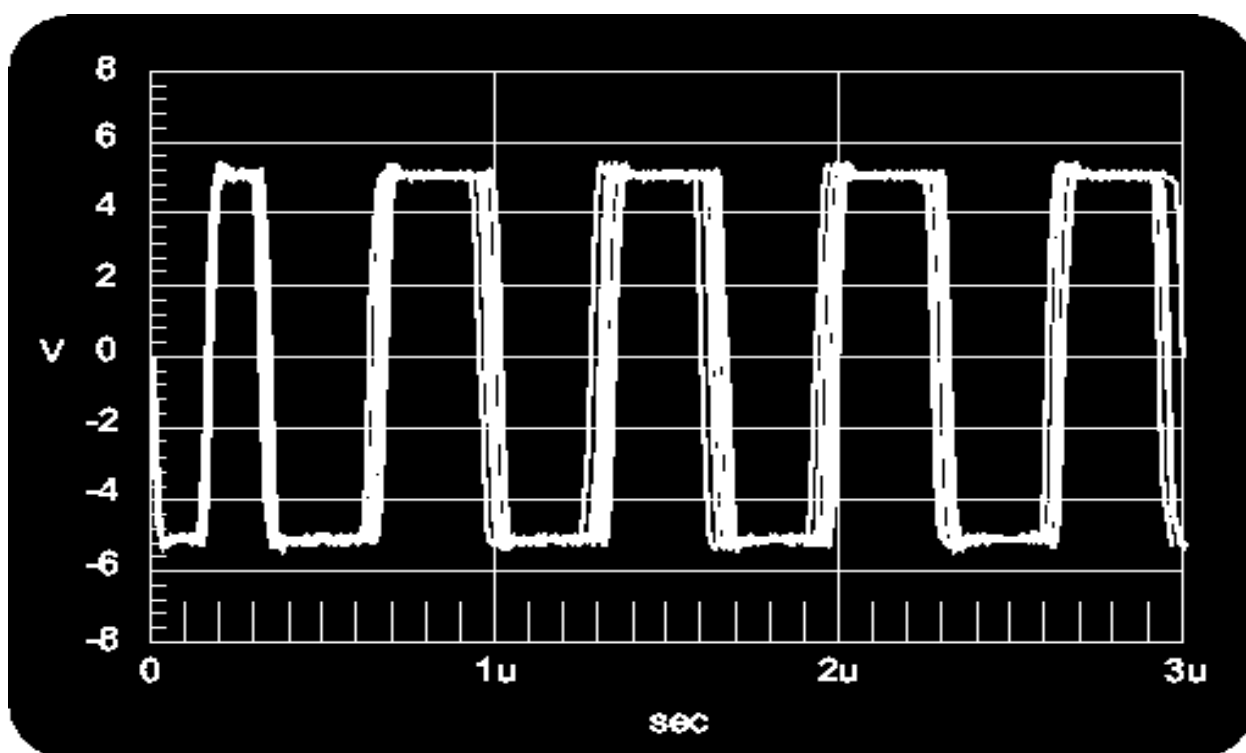


Рисунок 1.6 – Спостереження зміщення фронтів сигналу на осцилографі (неправильний спосіб оцінки джитера)

Замість цього можна земулювати ідеальний тактовий сигнал автопідстроюванням фази відносно низькоджитерного генератора, використовуючи ФАПЧ (PLL). Такий спосіб самоуточнення сигналу аналогічний накладенню високочастотного фільтра з частотою зрізу, рівною частоті зрізу ФАПЧ. Отриманий ідеальний тактовий сигнал можна, наприклад,

використовувати для зовнішньої тактовки осцилографа або як референсний сигнал при перегляді на двохпроменевому осцилографі.

Якщо тактувати осцилограф від референсного сигналу з ФАПЧ і відмасштабувати відображення за часом рівно в один UI, то множина наступних імпульсів буде відображатися як один, накладаючись один на одного через післясвітіння точок люмінофору екрану. Така характерна картинка називається глазковою діаграмою (eye pattern). Величина відкриття ока на діаграмі залежить від зсуву за часом фронтів імпульсу. Вузькість очного просвіту визначає джитер (чим менший просвіт, тим більший джитер).

Використовуючи цифрову обробку сигналу (ЦОС), можна обчислити ідеальний задаючий сигнал усередненням аналізованого сигналу. Після цього є можливість виділити сигнал і його джитер з дуже великою точністю. За цими даними аналізатор може побудувати відхилення імпульсів по амплітуді і часу у вигляді глазкової діаграми (рисунок 1.7); відобразити джитер в тимчасовій області (рисунок 1.8), або, використовуючи швидке перетворення Фур'є (ШПФ), побудувати спектральний розклад джитера (рисунок 1.9).

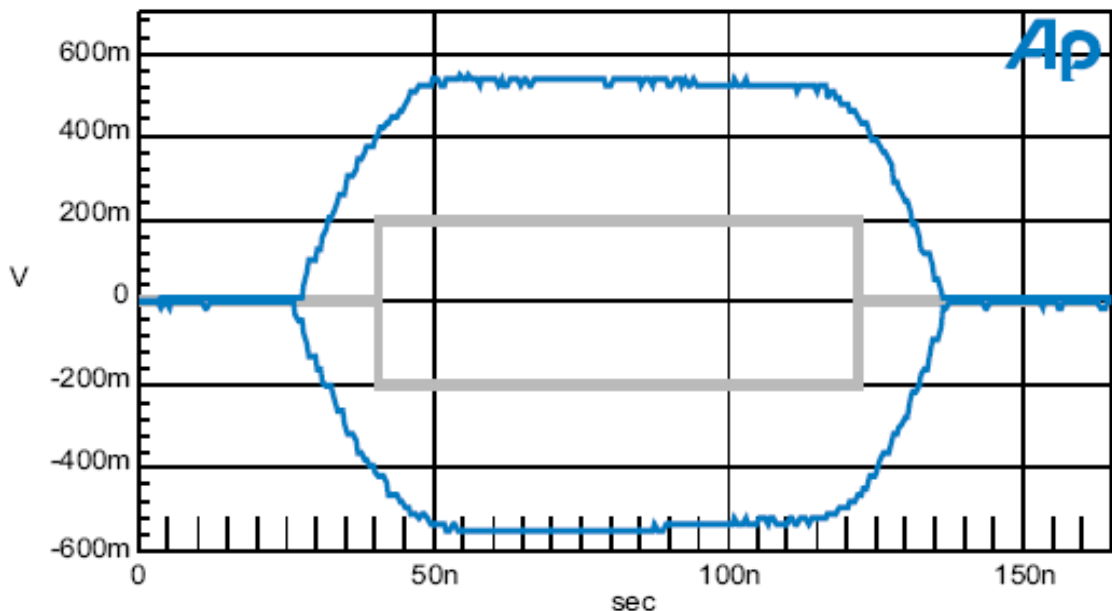


Рисунок 1.7 – Глазкова діаграма, побудована системою APWIN (фігурна лінія сформована тестуючим сигналом; сірий прямокутник показує мінімальний допуск специфікації AES3; в даному випадку фігурна лінія не повинна заходити всередину сірого прямокутника)

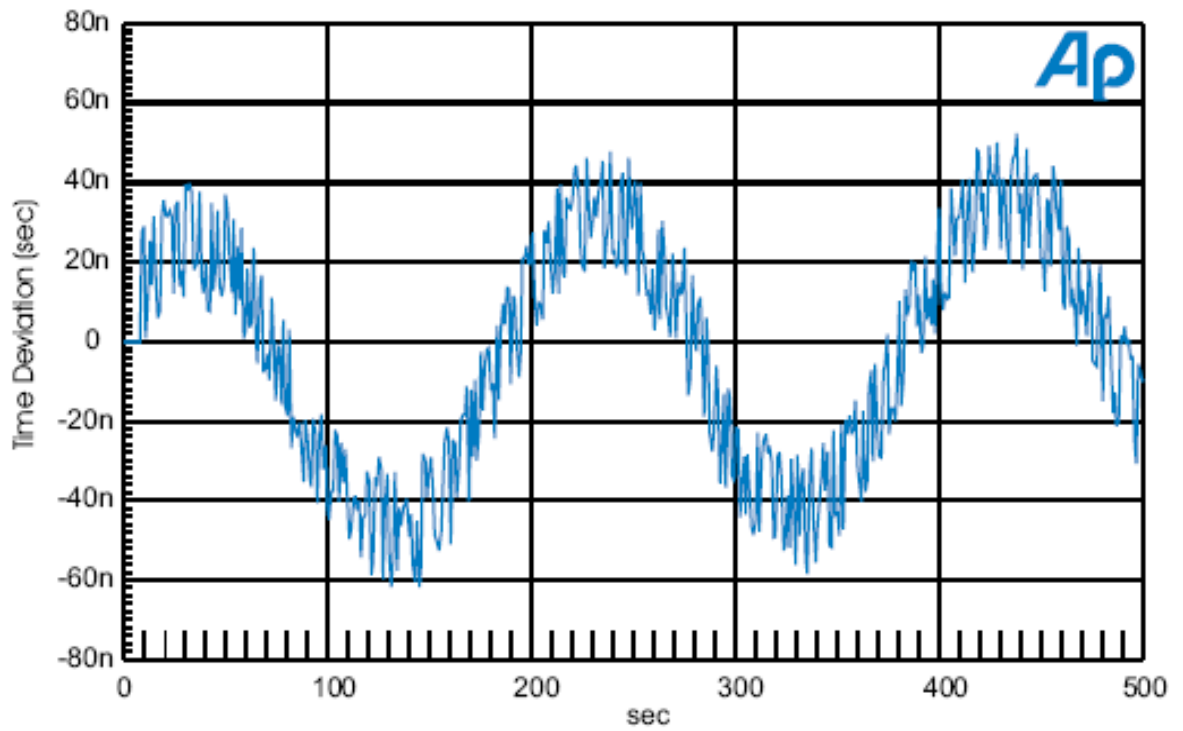


Рисунок 1.8 - Джитер з основною частотою 5 кГц в часовій області

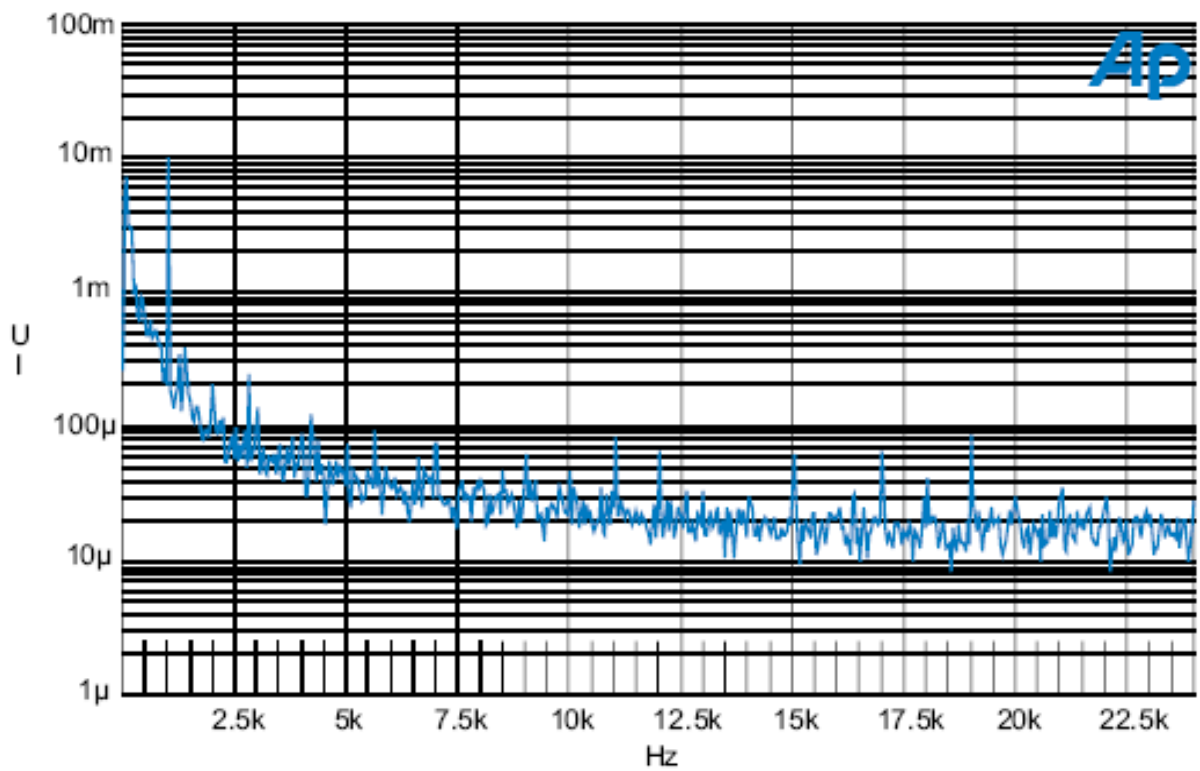


Рисунок 1.9 – ШПФ-аналіз виділеного з сигналу джитера

Джитер може впливати на цифровий сигнал у двох широких областях: під час процесу перетворення аналогового сигналу в цифровий і навпаки, а також під час передачі сигналу цифровому вигляді. Джитером дискретизації або його ще називають джитером семплінга (sampling jitter) називають помилки вибору моментів часу квантування в процесі оцифровки в АЦП при перетворення в аналог в ЦАП або в перетворювачах частоти дискретизації (SRC). Велике значення джитера в перерахованих випадках може привести до відчутного погіршення якості сигналу.

На відміну від поступового погіршення звуку при збільшенні джитера семплінга, при передачі звукових даних велике значення має інтерфейсний джитер, оскільки може привести до втрати цілісності даних. Тому і важливо контролювати значення джитера при передачі даних. Джитер цифрових звукових інтерфейсів повинен знаходитися в певних допусках, щоб його можна було компенсувати на приймаючій стороні.

У багатьох задачах цифрового аудіо важливо синхронно зберігати, передавати і обробляти сигнал на всіх ділянках ланцюжка. Це вимагає стабільної єдиної частоти дискретизації. В інших задачах важливо, щоб частота семплювання сигналу була строго пропорційною іншій частоті, наприклад, частоті кадрів відеоряду, щоб не було розбіжності у відео- та аудіодоріжках. Спосіб управління таймінгом в цьому випадку зветься тактовою синхронізацією (clock synchronization).

Коли тактовий генератор синхронізований із зовнішнім джерелом синхронізації, то додається джитер від генератора синхросигналу. Крім того, джитер може бути доданий на етапі передачі сигналу синхронізації. На щастя, можна відфільтрувати джитер сигналу синхронізації. Знаючи характеристики джитера генератора синхросигналу, можна відфільтрувати джитер на приймальній стороні.

При тактування таким чином від зовнішнього генератора характеристики подавлення джитера істотно впливають на якість звукового сигналу. В інших обставинах це стає не так важливо.

1.3.1 Фазове автоматичне підстроювання частоти (Phase-Locked Loop)

При швидкому обертанні важкого маховика на швидкість його обертання впливають тільки прикладені тривалий час зусилля по прискоренню та сповільненню з повним ігноруванням коротких за часом впливів. Щось подібне спостерігається при роботі схеми ФАПЧ.

На вході ФАПЧ є фазовий детектор, який формує керуючий сигнал на основі порівняння різниці фаз вхідного сигналу і ланцюга зворотного зв'язку. Далі сигнал слідує на фазову настройку частоти (ФНЧ) і генератор керованою напругою (VCO). Управління можливо через наявність ланцюга негативного зворотного зв'язку із заданим коефіцієнтом підсилення (PLL Loop Gain). Якщо фазова різниця дорівнює нулю, то керуючий вплив відсутній, контур замикається. Якщо ж є різниця фаз, то вона управляє джерелом струму, що подає різницевий періодичний сигнал на ФНЧ. Відфільтрований дельта-сигнал управляє генератором VCO, який перетворює напругу в похідну фази за часом, тобто в частоту. Відбувається регулювання частоти таким чином, щоб фазова різниця стала рівною нулю. Відбувається фазове автоматичне підстроювання частоти. ФНЧ вводиться навмисно для досягнення ФАПЧ властивості "маховика". ФНЧ згладжує високочастотні перешкоди у вхідному сигналі і зменшує смугу, в якій частота VCO стабілізується схемою ФАПЧ. На рисунку 1.10 показані передаточні функції ФАПЧ.

Нижче частоти спряження вихід ФАПЧ практично повторює сигнал на вході, при цьому фазовий шум пригнічується. З ростом частоти джитер на виході ФАПЧ буде більшою мірою залежати від власного фазового шуму і меншою – від джитера вхідного сигналу. Ключовий момент у реалізації ФАПЧ приймача або передавача складається в компромісі між власним джитером і його придушенням.

1.4 Необхідність вимірювань джитера та постановка задачі

Методологія вимірювань джитера і вандера до цих пір знаходиться в стадії формування. Якщо параметри помилки в цифровому складеному каналі можуть бути легко розраховані, то процеси формування та передачі джитера в складеному

цифровому каналі, незважаючи на глибокі дослідження в цій галузі, до сих пір до кінця не вирішені. У зв'язку з цим виникає необхідність практичного вивчення норм на джитер в складеному каналі, а також дослідження реальних ситуацій і процесів на мережах. Крім цього, останнім часом з розвитком систем SDH знадобилося додаткове дослідження процесів формування алгоритмічного джитера і аналіз допустимих норм на рівень алгоритмічного джитера в системах SDH.

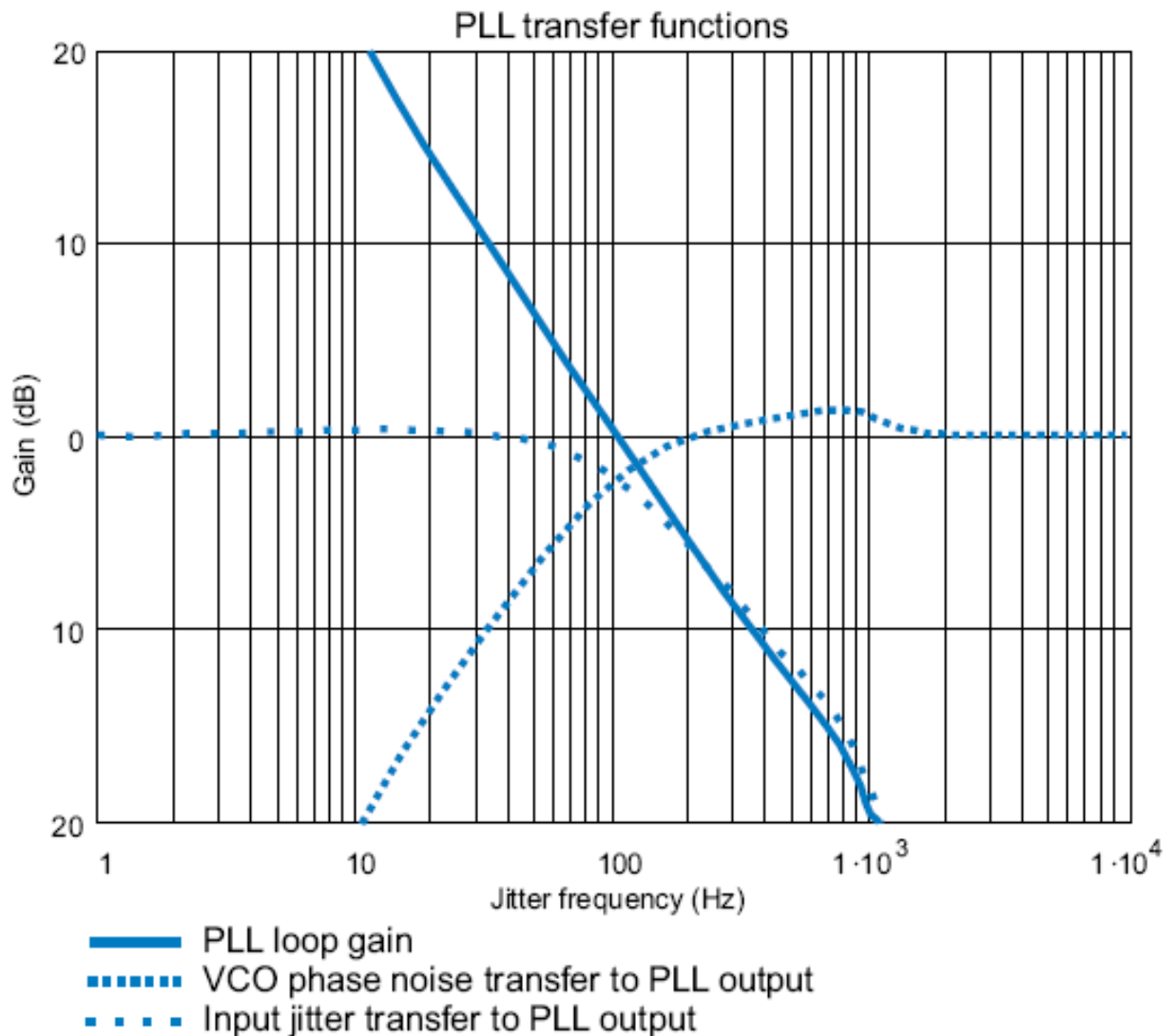


Рисунок 1.10 – Передаточні функції ФАПЧ

Складність методології вимірювань джитера привела до полеміки щодо необхідності експлуатаційних вимірювань цього параметра при обслуговуванні мереж зв'язку.

Для обґрунтування необхідності вимірювань джитера слід зазначити, що цей параметр, також як і параметри фазової стабільності і фазових шумів, являє

велике значення для сучасних телекомунікацій. Як було описано вище, джитер в системі передачі може привести до істотного зниження стійкості роботи системи передачі до шуму і привести до збільшення параметра BER. Якщо тестування параметра по BER дає в цьому випадку лише індикаційне розуміння типу "Хороша/погана якість", то вимірювання джитера забезпечують пошук і виявлення причини деградації якості. Безумовно, джитер тут виступає як вторинний параметр по відношенню до основного параметру якості - BER, проте дані вимірювань джитера можуть бути використані для превентивних заходів по забезпеченню якості цифрової передачі.

У деяких випадках високий рівень джитера призводить до збою в ланцюгах ФАПЧ приймачів, в результаті виникають бітові помилки у вигляді окремих помилок або навіть послідовностей помилок різної довжини. У цьому випадку вимірювання рівня джитера забезпечують безпосередню локалізацію причини деградації якості.

Нарешті, одним з ефектів накопиченого складовими системи передачі джитера є те, що його вплив на параметри системи передачі може не проявлятися протягом довгого часу. В результаті невелике збільшення джитера або зміна іншого параметра призводить до різкого погіршення параметрів якості. Такий ефект порогового впливу параметрів взагалі характерний для цифрових систем передачі, але особливо він важливий для джитера.

Противники вимірювань джитера висували такі аргументи на захист своєї позиції:

1) джитер у цифрових системах передачі є вторинним параметром і пов'язаний з параметром якості цифрової передачі тільки побічно;

2) найбільша полеміка велася щодо можливих превентивних заходів при виявленні джитера. Дійсно, чи можна будь-яким способом усунути наслідки джитера? Що повинен робити оператор, якщо він виявив джиттер в каналі, що не відповідає нормі? Ймовірна відповідь - нічого. Дійсно, якщо джитер призводить до помилок у цифровій системі передачі, то це означає, що приймальні петлі ФАПЧ не забезпечують достатньої стійкості до джитеру в

каналі, рішенням тут може бути або усунення джитера, або заміна петлі ФАПЧ. Ні те, ні інше в реальній практиці експлуатації неможливо;

3) алгоритмічний джиттер в системах PDH і SDH викликаний процесами розсинхронізації вхідних потоків в мультиплексори вводу/виводу. Тому можна розглядати джиттер як вторинний параметр по відношенню до параметрів системи синхронізації. В результаті виникла концепція "виміру системи синхронізації замість вимірювань джиттера";

4) особливо гостра полеміка щодо необхідності вимірювань джиттера велася при розробці методології експлуатаційних вимірювань систем SDH. Тут джиттер набагато вищий, ніж алгоритмічний джиттер, пов'язаний з бітовим стаффінгом, і має яскраво виражену імпульсну структуру при сильному впливі на параметри системи цифрової передачі. Суть питання полягала в тому, чи необхідно його міряти безпосередньо як параметр сигналу, або достатньо виміряти рівень зміщення покажчиків, безпосередньо пов'язаний з параметром джитера, а потім перерахувати отриманий результат на рівень джитера на виході.

Труднощі аналізу полеміки пов'язані ще і з тим, що вона велася в основному компаніями, які або реалізували, або не реалізували можливості вимірювань джитера в своїх приладах і системах, і тому цю полеміку важко було назвати об'єктивною.

Слід зазначити, що обидві сторони не заперечували актуальності контролю джитера як параметра функціонування сучасної цифрової системи передачі. Питання полягало в доцільності вимірювань джитера при експлуатації, коли необхідно вимірювати не всі найбільш суттєві параметри, а тільки ті, які повинні допомогти оператору в обслуговуванні мережі. Важливість джитера як експлуатаційного параметра якраз і була поставлена під сумнів. Захисники концепції вимірювань джитера доводили необхідність експлуатаційних вимірювань цього параметра, противники вимірювань відводили вимірам джитера область системних вимірювань разом з вимірами фазової стабільності і параметрів фазових шумів. Також необхідно зазначити, що стосовно необхідності експлуатаційних вимірювань вандера такої полеміки не було, оскільки сама

методологія вимірів вандера досить проста і може бути реалізована в портативних експлуатаційних тестерах.

Як завжди, в таких випадках питання було вирішене ринковими методами - в даний час на міжнародному ринку присутні обидва класи приладів: потужні аналізатори з функцією аналізу джитера та портативні експлуатаційні прилади з функцією вимірювання тільки вандера. Наявність на ринку обох класів обладнання дає можливість операторам вибирати між функціональністю і вартістю.

У вітчизняній практиці полеміки щодо експлуатаційних вимірювань джитера не було. При розробці норм на параметри каналів PDH і SDH джиттер був включений як обов'язковий параметр вимірювань. Це призвело до ряду негативних явищ:

- частина обладнання міжнародних фірм - виробників виявилася викинутою з ринку, що спричинило за собою монополізм, оскільки залишилися декількох фірм;

- для проведення вимірювань оператори були змушені закупувати потужні аналізатори, що не для всіх операторів виявилось можливим. В результаті багато операторів змушені були взагалі відмовитися від вимірювань параметрів PDH/SDH, хоча могли б виконати більше 80% вимірювань з використанням портативних приладів.

1.5 Загальна методологія вимірювання джитера

Розглядаючи загальну методологію вимірювань джитера, необхідно ще раз відзначити, що вона до цих пір не встановилася, тому в цьому розділі потрібно розглянути деякі принципи методології вимірювань, які найбільш часто використовуються в сучасній практиці.

Як було описано вище, основними параметрами джитера є амплітуда і частота. Джиттер вимірюється як пікова величина відхилення фази (частоти), приведена до довжини періоду передачі даних. Основною одиницею джитера є одиничний інтервал UI. Використання відносних одиниць UI дозволяє

порівнювати параметр джитера для каналів різних рівнів ієрархії PDH/SDH. Для точного вимірювання джитера необхідно точно визначити ширину смуги частот вимірювань. В іншому випадку неможливо оцінити вплив джитера на параметри системи передачі в силу різних властивостей проходження джитера по каналах зв'язку на різних частотах та різного ступеня впливу на інформаційні та синхронізуючі сигнали. Найбільш природним способом організації вимірювань джитера в цьому випадку можна було б вважати спектральний аналіз джитера з використанням частотно-селективного приймача. Однак такий метод вимірювання не знайшов поширення в практиці експлуатаційних вимірювань, так як його реалізація в приладах виявилася занадто дорогою. В даний час метод спектрального аналізу використовується в декількох вимірювальних системах для лабораторного аналізу джитера.

У практиці експлуатаційних вимірювань набула поширення методика, яка складається з двох вимірювань, що розрізняються використовуваними фільтрами. Цей метод вимірювань дає менше інформації про джитер, ніж його спектральний аналіз, однак він дозволяє отримати важливі результати і економічно більш ефективний. Метод був схвалений ІТУ-Т, який розробив рекомендації по параметрах фільтрів. Для проведення вимірювань були визначені фільтри, що забезпечують вимірювання низькочастотних і високочастотних компонентів джитера (фільтри HP1 і HP2 відповідно). Параметри фільтрів представлені на рисунку 1.11.

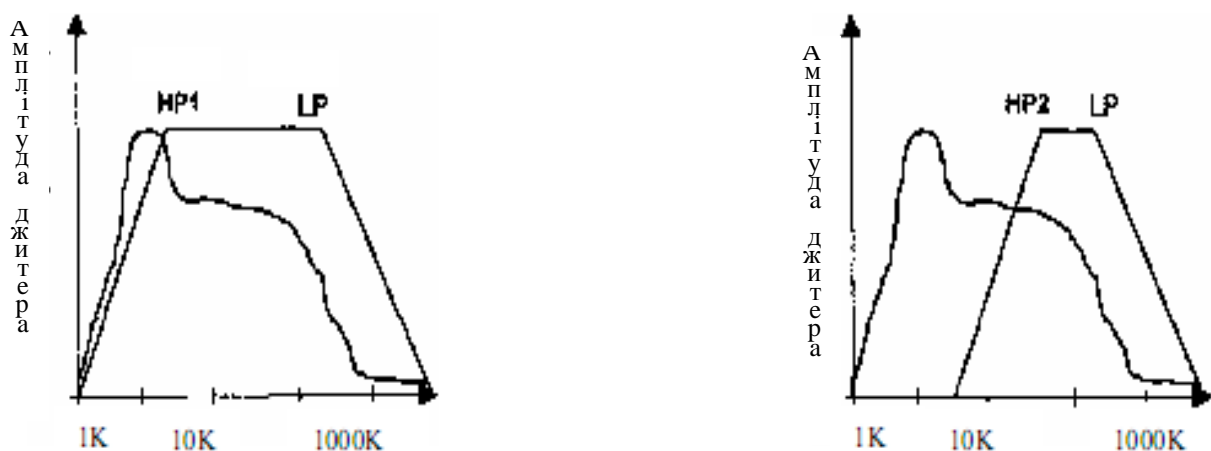


Рисунок 1.11 – Параметри фільтрів, які використовуються при вимірюваннях джитера

При вимірах джитера розрізняють такі вимірювання:

- власного джитера системи передачі;
- максимально допустимого джитера (MTJ);
- передавальної характеристики джитера (JTF).

Окремою групою вимірювань є вимірювання вандера. Нижче ці групи вимірювань будуть розглянуті докладніше.

Висновки до розділу I

1. Розглянуто поняття джитера, його класифікацію та вплив на параметри цифрового каналу.

2. Проаналізовано методи вимірювання джитера та обгрунтовано необхідність його вимірювання.

3. Розглянуто загальну методологію вимірювання джитера.

4. Проаналізовано причини виникнення джитера та здійснено постановку задачі.

2 ДОСЛІДЖЕННЯ ДЖИТЕРА ПРИ СЕМПЛЮВАННІ

2.1 Джитер при семплюванні

Джитером при семплюванні або джитер-семплінгом (sampling jitter) називають зсув у часі моментів квантування в процесі оцифровки в АЦП, при перетворенні в аналог в ЦАП або в асинхронних перетворювачах частоти дискретизації (ASRC). У перших двох випадках джитер, головним чином, пов'язаний з недосконалістю тактового сигналу, що задає моменти семплювання (sample clock signal). Для ASRC неточність визначається похибкою обчислень при визначенні значення в новий момент часу. Тактовий генератор в такому випадку стає віртуальним.

Розглянемо приклади, коли тактовий сигнал береться від зовнішнього джерела. У цифрових магнітофонах і процесорах об'ємного звуку, задаючий сигнал для семплювання виділяється з вхідного цифрового потоку. В інших випадках сигнал семплювання АЦП синхронізується із зовнішнім сигналом або перетактовується від іншого референсного джерела через асинхронні конвертори частоти семплювання (ASRC).

Джитер цього зовнішнього джерела можна побачити, виміряти й описати. Однак це не є джитер-семплінг. Зовнішнє джерело може внести вклад у джитер-семплінг, але цей внесок залежить від властивостей ланцюга відновлення (або алгоритму перерахунку) між зовнішнім джерелом і реальним сигналом, що задає моменти семплювання. Тобто від власного джитера, ланцюгів пригнічення джитера і різних нелінійних проявів.

Для початку розглянемо джитер-семплінг у часовій області. Вплив отримання значення сигналу в неправильний момент часу можна досить просто оцінити вносеною амплітудною помилкою. Будь-який сигнал, який не є постійним струмом, змінюється в часі. Таким чином, помилки моментів семплювання приведуть до неправильних значень амплітуди. Як показано на рисунку 2.1, помилки значень амплітуди пропорційні швидкості зміни або нахилу звукового сигналу. Найбільші помилки спостерігаються для сигналів великої частоти і амплітуди. В даних прикладах частота оцифровки постійна,

але семпльований сигнал відрізняється по частоті та амплітуді. Відмітимо, що помилка визначення амплітуди сигналу при оцифровці з джитером (точка J) збільшується з ростом швидкості зміни сигналу.

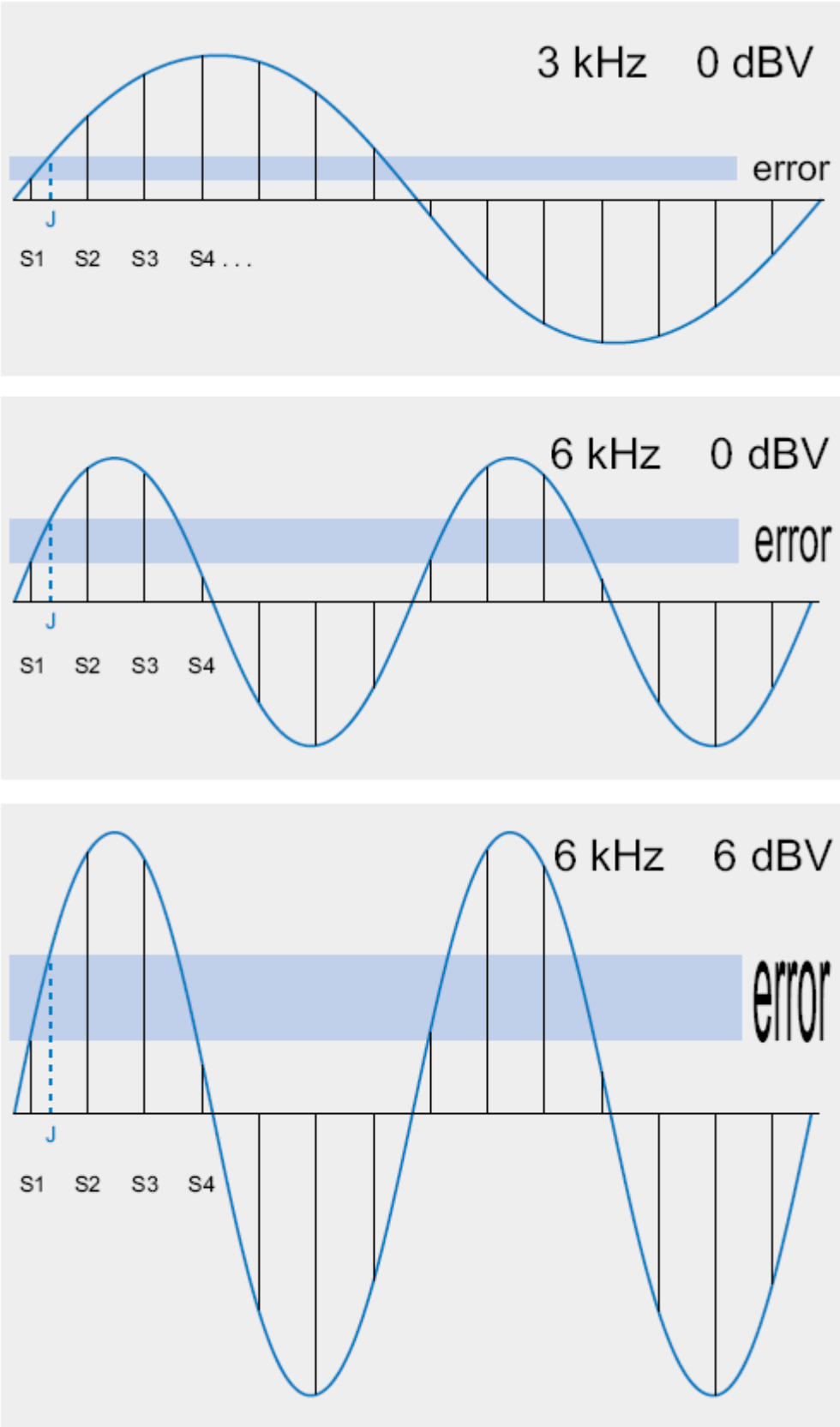


Рисунок 2.1 – Дослідження помилок значень амплітуди

Рисунок 2.2 показує результат впливу випадкового джитер-семплінга на чистий тон, який має середньоквадратичне значення амплітуди 2 В і частоту 1 кГц. Сигнал помилки пороховано при впливі випадкового джитера з розподілом Гауса з амплітудою 10 нс. Моделювання сигналів з цими параметрами дало графік помилки для кожного семпла при частоті дискретизації 176,4 кГц, яка відображає роботу ЦАП з 4-х кратним оверсемплінгом, наприклад, в CD-плеєрі.

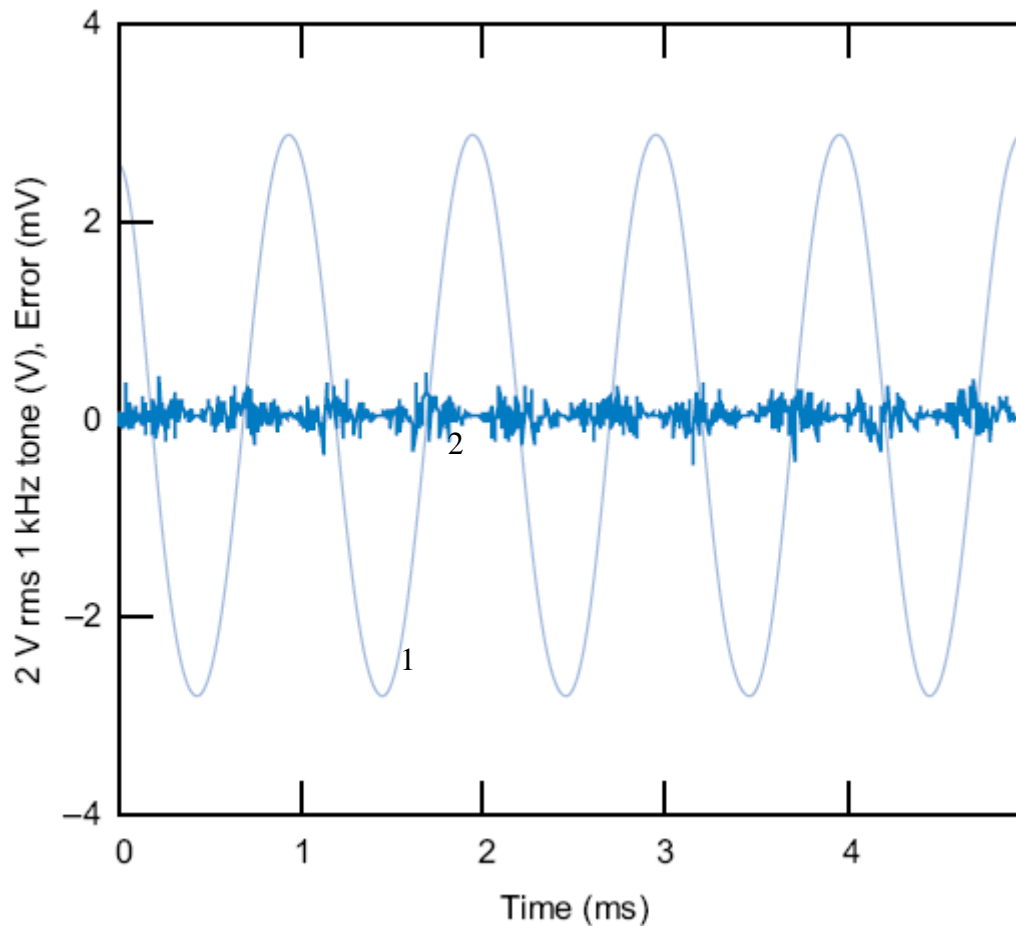


Рисунок 2.2 – Джитер-семплінг синусоїдного сигналу 1 кГц (1 - сигнал, 2 - помилки, внесені джитером і збільшені в 1000 разів для наочності)

Слід відзначити, як інтермодулюють сигнал помилки і тон сигналу. Помилка від джитера пропорційна нахилу сигналу. У результаті мінімум помилки перебуває в піку сигналу, де нахил - горизонтальний.

Середньоквадратичне (rms) значення помилки, обчислене моделюванням, становить 124 мкВ, або -84 дБ щодо амплітуди тону. Унаслідок частоти дискретизації 176.4 кГц сигнал помилки досить рівномірно розподілений в смузі 88.2 кГц. Якщо перенести це на номінальну смугу звукових частот 20 кГц, то

рівень шуму буде дорівнювати 60 мкВ, що становить 90,5 дБ щодо рівня тону вихідного сигналу.

Такий метод аналізу впливу джитера можна використовувати для оцінки прийняттого рівня джитера будь-якого виду. Нескладно вирахувати такий рівень джитера, який, у найгіршому разі, призведе до помилки, яка дорівнює інтервалу квантування амплітуди. Розглянемо, наприклад, найгірший випадок повноамплітудного синуса 20 кГц при 16 бітах. Максимальний нахил:

$$2\pi FA = 4.1(\text{нс})^{-1}, \quad (2.1)$$

де $F = 20$ кГц - частота сигналу;

$A = 2^{15} = 32768$ - пікове значення амплітуди сигналу.

З цього випливає, що піковий рівень джитера не повинен перевищувати 244 пс. Але ця межа, скоріше, умовна і не має відношення до чутливості помилки, що залежить від спектрального складу сигналу помилки.

2.2 Дослідження джитера в частотній області

Інший підхід до оцінки впливу джитера полягає в розгляді його як процесу модуляції сигналу і аналізу частотних складових. Математично є простий зв'язок між спектральними компонентами джитера і спектром звукового сигналу. Якщо сигнал засемпльований з помилками моментів часу оцифровки, то вплив проявиться в модуляції сигналу за часом. Математично це можна записати у вигляді формули, у якій вихідний сигнал $v(t)$ є зміщеним по часу вхідним сигналом, а його зміна і є джитером:

$$v(t) = v(t - \Delta t). \quad (2.2)$$

Можна проаналізувати результат, розглядаючи синусоїдальний джитер частоти ω_j і пікову амплітуду J :

$$\Delta t = j(t) = J/2 \cdot \sin(\omega_j t). \quad (2.3)$$

Нехай вхідний сигнал є синусоїдальним коливанням:

$$v(t) = A \cdot \cos(\omega_i t). \quad (2.4)$$

Тоді формули (2.1)-(2.4) можна об'єднати і перегрупувати так:

$$v(t) = A \cdot \cos(\omega_i t) \cdot \cos J\omega_j/2 \cdot \sin(\omega_j t) + A \cdot \sin(\omega_i t) \cdot \sin J\omega_j/2 \cdot \sin(\omega_j t). \quad (2.5)$$

Амплітуда джитера (зазвичай, менша 10 нс) набагато менша, ніж період сигналу (який, зазвичай, більший 40000 нс). Результат невеликої модуляції сам по собі малий, і для таких випадків можна застосувати наближення для малих значень кута: $\cos J\omega_j/2 \cdot \sin(\omega_j t) \sim 1$; $\sin J\omega_j/2 \cdot \sin(\omega_j t) \sim J\omega_j/2 \cdot \sin(\omega_j t)$.

Використовуючи це, формула (2.5) стає такою:

$$v(t) = A \cos(\omega_i t) + A \cdot J\omega_j/4 \cdot \cos((\omega_i - \omega_j) \cdot t) - A \cdot J\omega_j/4 \cdot \cos((\omega_i + \omega_j) \cdot t). \quad (2.6)$$

Таким чином, вихідний сигнал містить вхідний сигнал плюс два компоненти з частотами, зміщеними від частоти сигналу на частоту джитера, а їх амплітуди залежать від значень амплітуд джитера і основного сигналу. Цей результат можна використати для оцінки потенційної чутності продуктів модуляції внаслідок джитера

Рисунок 2.3 ілюструє даний ефект на реальному сигналі. Вхідний сигнал 10 кГц, джитер - 3 кГц. Дві складових сигналу, зміщених на 3 кГц від основного, розташовуються вище і нижче за спектром. На графіку також є екстремум поблизу 10 кГц. Цей ефект обумовлений невеликим низькочастотним шумовим джитером в даному конкретному випадку.

Відношення сигналу до кожного окремого бічного доповнення вимірюється в дБ і має вигляд:

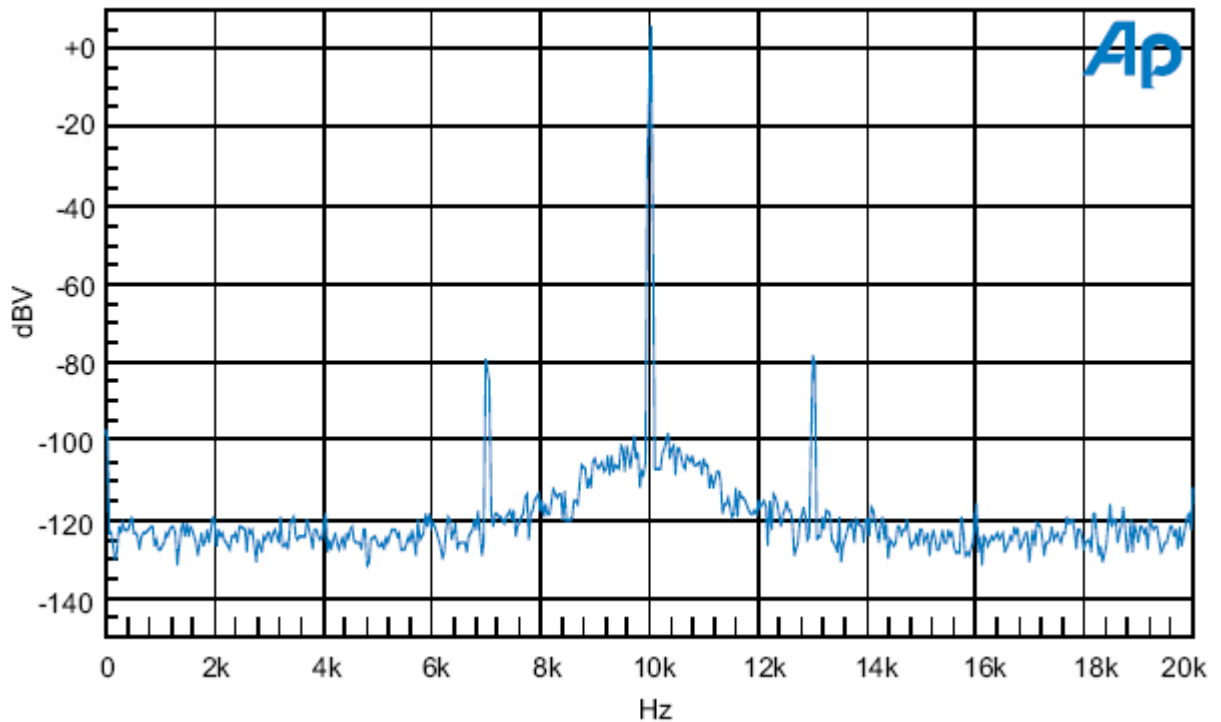


Рисунок 2.3 - Продукти модуляції внаслідок джитера

$$R_{\text{singleband}} = 20 \lg (J\omega_i/4). \quad (2.7)$$

Такий результат впливу синусоїдальних компонент джитера. Використовуючи аналіз Фур'є, більш складні сигнали можуть бути розкладені на синусоїдальні компоненти, до яких може бути застосована ця формула. Для зручності формулу можна перетворити додаванням рівнів обох бічних смуг для обчислення сумарної помилки і, використовуючи значення рівня джиттера J_n в наносекундах і частоти f_i в кГц, можна отримати:

$$R_{\text{doubleband}} = 20 \cdot \lg(J_n f_i) - 104. \quad (2.8)$$

2.3 Конвертори з оверсемплінгом

Вплив джитера на конвертори може бути складніший, ніж просто тимчасова модуляція сигналу, описана вище. Разом з корисним сигналом можуть бути вибрані і інші сигнали (наприклад, ультразвукові шуми, що виникають в

низькорозрядних конверторах з найшвейпінгом). В деяких випадках мають місце і додаткові модуляційні процеси.

Конвертори з оверсемплінгом оперують з семплами на набагато більших частотах, ніж вимагає смуга, що оцифровується. Коефіцієнт оверсемплінгу зазвичай лежить в межах від 2 до 256. При високих коефіцієнтах використовується найшвейпінг, дуже важлива технологія, що забезпечує низькі витрати для перетворення високої роздільної здатності, хоча найшвейпінг може давати свій побічний ефект.

Так як джитер розподілений по всій смузі до половини частоти семплювання, то джитер в конверторах з оверсемплінгом поширюється відповідно також в більшій смузі, ніж зазвичай. Помилка, викликана джиттером, також розподілена в більшій смузі. Проілюструємо це: нехай сигнал 1 кГц був оцифрований з 1 нс рівномірним по спектру шумоподібним джиттером. За підрахунками, це дасть помилку з рівнем 104 дБ нижче корисного сигналу. Значення цієї помилки залишиться тим же, незалежно від частоти дискретизації конвертора.

В ЦАП з 4-х кратним оверсемплінгом помилка буде лежати в чотири рази більшому частотному діапазоні в порівнянні з конверторами без оверсемплінга. У відеоапаратурі, зазвичай цікавить діапазон виключно 20 Гц - 20 кГц, так що потужність сигналу помилки в цьому діапазоні зменшується вчетверо. Чверть потужності означає половину за рівнем, в результаті помилка нижча на 6 дБ в порівнянні з конверторами без оверсемплінга.

На рисунку 2.4 показано величину помилки конверторів без оверсемплінга та з чотирьохкратним оверсемплінгом. Потужність джитера в слуховій області знижена

Однак джитер рідко буває розподілений рівномірно. Зазвичай, присутні домінуючі низькочастотні компоненти в зв'язку з типовим розподілом фазових шумів генераторів, а також через фільтрації високочастотних складових в ланцюгах відновлення. Оверсемплінг не знизить ефект такого низькочастотного джитера.

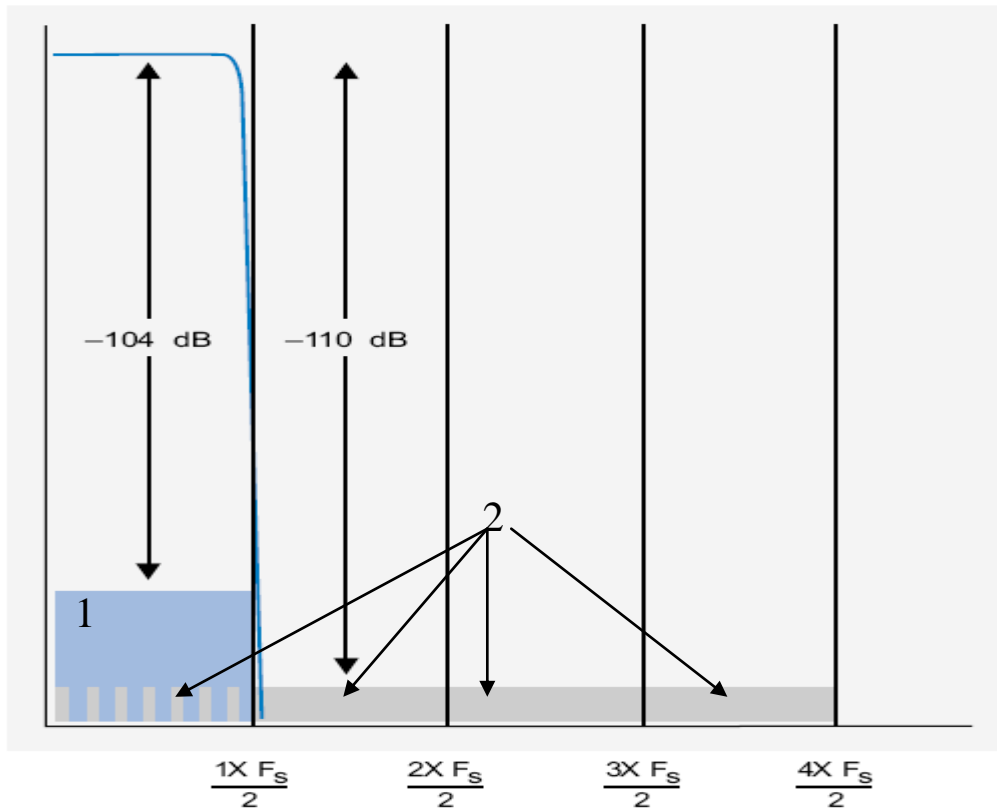


Рисунок 2.4 – Визначення величини помилки конверторів: 1 – без оверсемплінга; 2 – з чотирьохкратним оверсемплінгом

2.4 Гармоніки в конвертерах з нойз-шейпінгом, викликані джитером

В однобітних конвертерах з нойз-шейпінгом можна спостерігати тони з дуже низьким рівнем. Для спостереження явища використовувався ЦАП без використання технологій зменшення джиттера. Згадані тони виникали внаслідок модуляції керуючої напруги. Однак вони зникали при використанні в пост-фільтрі операційних пристроїв з більшою швидкістю і меншими спотвореннями. Очевидно, ефект був викликаний нелінійністю в менш якісних операційних пристроях, від чого ультразвукові шуми від джитера виявилися в області чутності при демодуляції. Дана модуляція ближча до фазової, ніж амплітудної. Це призводить до асиметрії верхньої та нижньої паразитних бічних смуг. Модуляція джитера приводить до появи бічних смуг у протифазі. Якщо вони мають рівну амплітуду, то взаємно пригнічуються при демодуляції.

Зазвичай джитер не створює паразитні тони у відсутності сигналу. Модульовані бічні смуги можуть давати гармоніки, якщо джиттер синусоїдальний, але вони обов'язково є бічними смугами модульованого сигналу.

2.4.1 Нойз-шейпінг і однобітні перетворювачі

Для високих значень коефіцієнта оверсемплінга кількість біт зменшено, а шуми квантування витісняються за межі звукової смуги. Ця технологія має безліч переваг, але виробляє ультразвуковий шум. Його рівень залежить від інтервалу квантування. Для однобітних перетворювачів шум дорівнює повній амплітуді сигналу.

Джитер впливає на ультразвукові шуми так само, як і на корисний сигнал. Продукти модуляції можуть потрапити в звуковий діапазон, а так як ультразвукові шуми присутні навіть у разі низького рівня сигналу, то витіснення шумів в нечутну область (нойз-шейпінг) втрачає всі переваги. Цей ефект дає зростання власних шумів і, таким чином, зниження динамічного діапазону конвертора.

Для кількісної ілюстрації проблеми розглянемо ультразвуковий шум, вироблений в дельта-сигма перетворювачі (не важливо, АЦП або ЦАП) в режимі 48 кГц з 64-кратним оверсемплінгом. Цей ультразвуковий шум розташований вище звукової області і триває до половини частоти дискретизації, тобто до 1,5 МГц. Для 1 нс джитера наступна формула показує приблизне значення ефектів модуляції:

$$20\lg(1\text{нс}\times 1000\text{кГц})-104=-44, \text{ дБ}, \quad (2.9)$$

Так як цей шум розташовується в діапазоні до 1,5 МГц, то його рівень в звуковій області буде менший від зазначеного. У разі рівномірного по спектру джитера він буде приблизно на 20 дБ менше, а в разі розподілу $1/f$ падіння збільшиться до 40 дБ. Залишений шумовий поріг на спектрі складе -84 дБ за абсолютним значенням.

2.5 Амплітудна модуляція, викликана джитером

Ще одним методом вирішення відносно високої чутливості до джитера в зв'язку з модуляцією ультразвукових шумів квантування. Мова про комбінацію часової та амплітудної модуляції. На рисунку 2.5 показаний спектр продуктів поєднання амплітудної та часової модуляції ультразвукового джитера з ультразвуковим шумом.

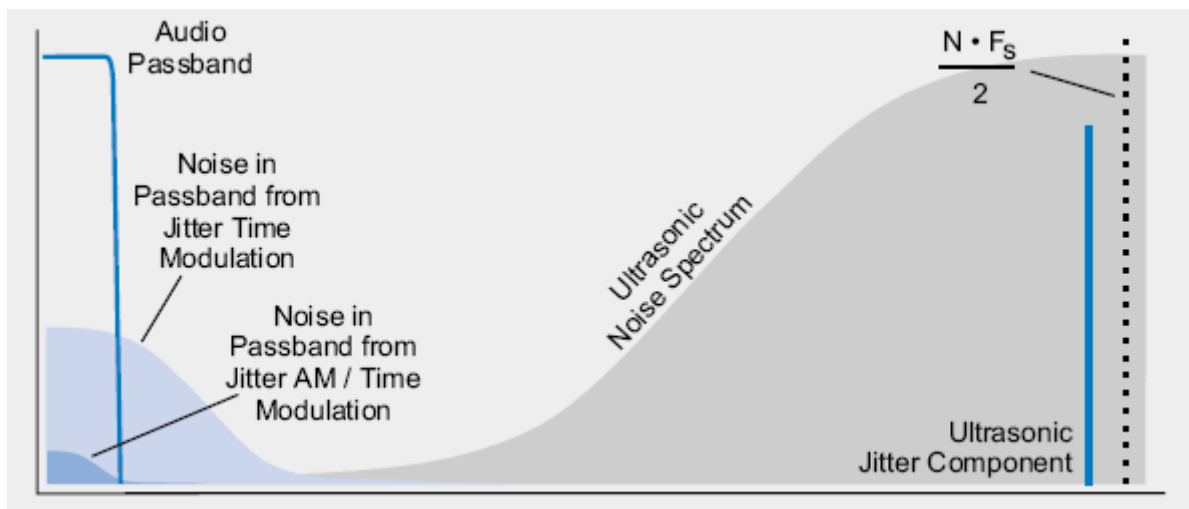


Рисунок 2.5 - Спектр продуктів поєднання амплітудної та часової модуляції ультразвукового джитера з ультразвуковим шумом

Зазвичай ЦАП має вихід по струму або по напрузі, що не залежить від частоти дискретизації. Однак ЦАП використовує, скоріш за все, частину заряду на кожен семпл, ніж струм або напруга, тому струм збільшується із збільшенням частоти. В цих умовах джитер при семплюванні виробляє ефект амплітудної модуляції, об'єднаний з часовою модуляцією.

З таким типом ЦАП джитер справить ефект амплітудної модуляції на виході:

$$v(t) = A \cdot \cos(\omega_i t) - A \cdot J\omega_i/4 \cdot \cos((\omega_i - \omega_j)t) - A \cdot J\omega_i/4 \cdot \cos((\omega_i + \omega_j)t). \quad (2.10)$$

Ця амплітудна модуляція об'єднується з чистим джитером. В результаті виходить:

$$v(t)=A \cdot \cos(\omega_i t)+A \cdot J(\omega_i-\omega_j)/4 \cdot \cos((\omega_i-\omega_j)t)-A \cdot J(\omega_i+\omega_j)/4 \cdot \cos((\omega_i+\omega_j)t). \quad (2.11)$$

Бічні смуги цієї комбінації тепер масштабуються з частотами $(\omega_i-\omega_j)$ і $(\omega_i+\omega_j)$, а не з модульованою частотою ω_i . Так як різницеві частоти розкидані набагато далі, це знижує вплив джитера на звукову область в тій же мірі, в якій ультразвукові компоненти віддалені від звукової області. Цей метод зниження впливу джитера від модуляції ультразвукового шуму в звуковий діапазон приблизно пропорційний коефіцієнту оверсемплінга, наприклад 256:1.

2.6 Джитер-семплінг в перетворювачах частоти дискретизації

Перетворювачі частоти дискретизації (SRC) використовуються для конвертації сигналу з однієї частоти семплювання в іншу. Перетворення включає інтерполяцію між точками семплювання вхідного потоку для отримання значень в нових точках. Коли дві частоти дискретизації мають цілочисельний множник, то нові значення можуть бути знайдені без похибки. В цьому випадку перетворення можна зробити без джитера, але вхід і вихід потрібно синхронізувати.

Для прикладу при переведенні частоти з 44.1 кГц в 96 кГц можна використовувати співвідношення 320/147. Таймінг вихідного потоку може братися з вхідного, так кожні 147 вхідних семплів відповідають 320 вихідних. Коефіцієнти інтерполяційного фільтра можуть обчислюватися, виходячи з цього точного співвідношення. Цей тип SRC називають синхронним перетворенням частоти дискретизації (SSRC).

Часто вихідна частота не може бути прив'язана до вхідної. Крім цього, деяке обладнання розроблене для забезпечення гнучкого довільного співвідношення між входом і виходом. У цих випадках перетворення складніше. Воно включає в себе алгоритм, що відслідковує співвідношення між входом і виходом, ґрунтуючись на поточному часі надходження семпла. Цей вид SRC називають асинхронним перетворювачем частоти дискретизації (ASRC).

Алгоритм, який обчислює часове співвідношення в ASRC, бере за вхід таймінг одного з потоків і вимірює за допомогою більш високої частоти відповідний коефіцієнт по відношенню до іншого потоку. Джитер при вимірюванні залежить, крім того, і від роздільної здатності вимірювального приладу.

Нехай при конвертації з 48 кГц в 96 кГц вимірювальний прилад працює на частоті 256×96 кГц. В цьому випадку амплітуда джитера становить 40 нс і вже закладена в алгоритм відслідковування часу. Це потенційне джерело джитера квантування може мати чіткі спектральні компоненти: якщо смуга сигналу 48 кГц на 5 мільйонних часток нижче, а частота 256×96 кГц на 6 мільйонних часток нижче, то в цьому випадку 40 нс джиттер буде мати пилоподібний вигляд з частотою приблизно 25 Гц.

Алгоритм визначення таймінгів ASRC має свою характеристику пригнічення джитера, яку можна змоделювати як НЧ-фільтр з певною частотою зрізу. Однак, оскільки це числовий процес, якщо пристрій має достатню математичну роздільну здатність, то частота зрізу може бути встановлена в дуже низьке значення. Це означає потенційну здатність ASRC до високого пригнічення джитера.

Так як ASRC стають дешевшими, передискретизація виглядає як економічне рішення для пригнічення джитера в ЦАП. Вихідна частота може братися від низькоджитерного кварцового генератора, а вхідні дані можуть бути перетворені в цю частоту в ASRC. Вимірювання перед ЦАП може виявити зниження джитера.

Однак, крім того, для розрахунків необхідно провести відповідний перерахунок всередині ASRC. Так як джитер ASRC - це чисте відхилення числового значення в алгоритмі, то його не можна виміряти безпосередньо. Але можна простежити ефект від цього на високих частотах, подавши на цифровий пристрій ВЧ-тон.

2.7 Передаточна функція джитера семплювання

Найчастіше зручно виявити показники джитера пристрою, будь то АЦП, ЦАП або ASRC, за допомогою передаточної функції, що дозволяє простежити вплив на звуковий сигнал. Для ASRC це, ймовірно, єдиний метод.

Рисунок 2.6 показує частотний спектр виходу ЦАП при подачі 12кГц синусоїдального сигналу амплітудою 3 дБ. В якості опорного сигналу для ЦАП був узятий сигнал цифрового інтерфейсу. Вплив широкосмугового джитера привів до підвищення шумового порогу рівномірно у всій смузі частот. Придушення джитера не має рівного частотного відгуку. Так як наведений джитер рівномірний, то і модуляція від нього також рівномірна. Можна вирішити, що в цьому випадку немає пригнічення джитера.

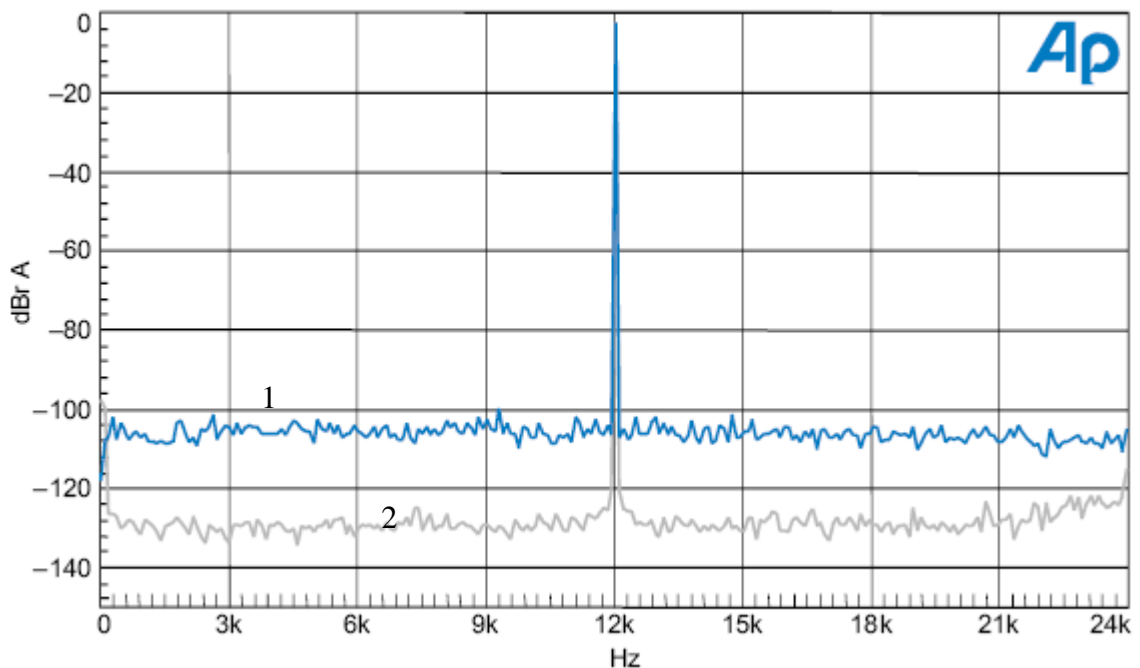


Рисунок 2.6 - Спектр виходу ЦАП при подачі синусоїдального сигналу частотою 12 кГц та амплітудою 3 дБ за наявності (1) та при відсутності широкосмугового джитера амплітудою 9,8 нс

Але тест аналогового тракту System Two показав, що незважене співвідношення сигнал/шум складає 96 дБ без впливу джиттера і 80 дБ в його присутності. Звідси випливає, що джитер впливає до +10 кГц і -12кГц зміщення складає 1,32 нс, або 12 пс/Гц.

Більш точне вимірювання можна зробити при впливі синусоїдального джитера. Це добре показує рисунок 2.7, на якому показаний спектр виходу ЦАП при подачі синусоїдального сигналу частотою 12 кГц за наявності синусоїдального джитера частотою 5 кГц тривалістю 3.5 нс та при його відсутності. Сигнал помилки - в основному, це бічні смуги – на 71,4 дБ нижчий тестового тону. Обчислюючи за відповідними формулами, можна отримати значення джитера 3,5 нс. Саме це значення джитера впливало на цифровий сигнал. Це означає, що на частоті 5 кГц пригнічення джитера відсутнє, весь джитер інтерфейсу перетворився у джитер-семплінг ЦАП. Екстремум близько 12 кГц – це низькочастотний шум генератора джитера.

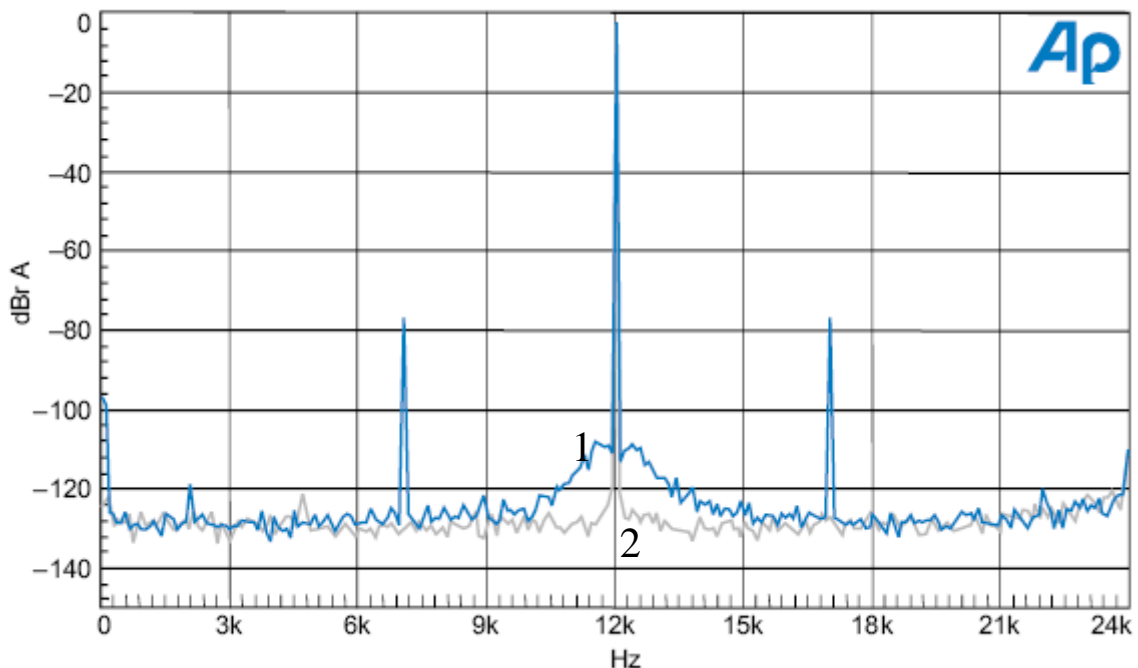


Рисунок 2.7 - Спектр виходу ЦАП при подачі синусоїдального сигналу частотою 12 кГц за наявності синусоїдального джитера частотою 5 кГц тривалістю 3.5 нс (1) та при його відсутності (2)

Як приклад того, як може змінюватися результат, ті ж тести були повторно проведені з іншим пристроєм. Рисунок 2.8 показує, що бічні смуги частотою 5 кГц значно нижчі в порівнянні зі спектром на рисунку 2.6, а високочастотні компоненти від широкосмугового джитера знижені в порівнянні зі спектром, зображеним на рисунку 2.7.

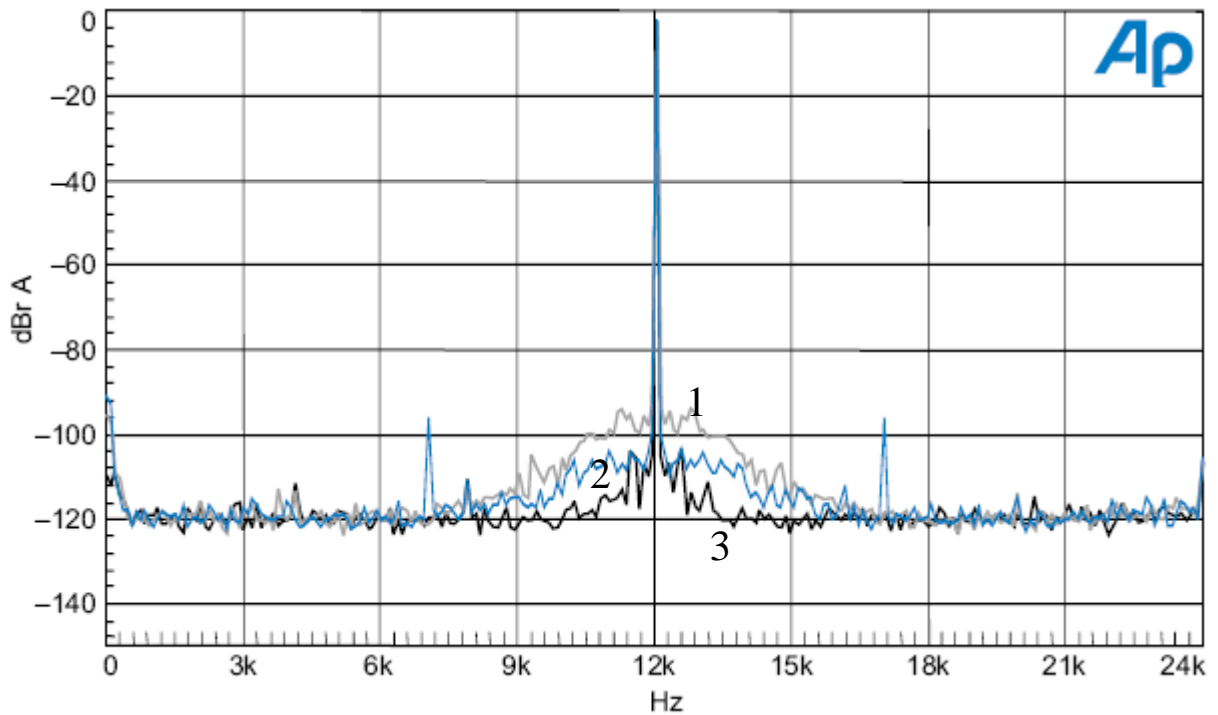


Рисунок 2.8 - Спектр синусоїдального сигналу частотою 12 кГц з широкосмуговим джитером тривалістю 9.8 нс (1); з синусоїдальним джитером тривалістю 3.5 нс (2); сигнал без джиттера (3)

Широкосмугові компоненти на рисунку 2.8 в дійсності мають більший рівень там, де джитер недостатньо пригнічується, на низьких частотах, що ближчі до частоти тону 12 кГц. Видимий джитер-семплінг збільшується в порівнянні з попередніми результатами, але не внаслідок посилення джиттера. Широкосмуговий джитер взаємодіє з приймачем цифрового сигналу і ланцюгом відновлення. Якщо, наприклад, ланцюг відновлення використовує тактовий сигнал 48 кГц від приймача, а джитер має смугу 200 кГц, то джитер в області 24 кГц - 200 кГц згортається в діапазон 0 - 24 кГц. Це збільшує щільність шуму джиттера в діапазоні 24 кГц на $10 \cdot \lg(200/24) = 9,2 \text{ дБ}$.

На графіку є значний низькочастотний джитер навіть без додавання джиттера від інтерфейсу, і в разі додавання синусоїдальний низькочастотний джитер ще збільшується. Цей ефект можна пояснити лінійною передаточною функцією джиттера, це власний низькочастотний джитер. Зростання джиттера при

подачі синусоїдального джитера 5 кГц можливе внаслідок низькочастотного шуму генератора джитера, який використовувався для моделювання.

2.8 Вплив джитера семплінга на джитер даних

J-test є тестом для цифрового AES3 сигналу, створений для максимізації взаємного впливу даних і в той же час забезпечення високорівневого основного тону. Цей тест моделює найгірший випадок впливу джитера даних. Сигнал складається з двох складових, перша - меандр без дизеринга з періодом 4 семпли. Циклічна послідовність в шістнадцятковій системі наступна:

C00000 (-0.5)

C00000 (-0.5)

400000 (+0.5)

400000 (+0.5)

Після перетворення в аналог при частоті 48 кГц цей сигнал стане синусоїдою з амплітудою -3.01 дБ і частотою 12 кГц. Хоча це виглядає як меандр з амплітудою -6.01 дБ, в коректно обмеженій по спектру системі значення чітко означають синусоїду амплітудою -3.01 дБ.

Друга складова сигналу - 24-бітний меандр з амплітудою, що визначає молодший значущий біт (LSB). Чергуються наступні значення:

000000 (0)

FFFFFF (-1 LSB)

Цей меандр повторюється на низькій частоті. Частота не настільки важлива, але для 48 кГц зазвичай використовують 250 Гц, що робить сигнал синхронним з блоком даних у AES3 з 192 семплів.

У підсумку всі сигнали з'єднуються в наступний цикл 24-бітових значень тривалістю 192 семпли:

C00000 C00000 400000 400000 (x 24)

BFFFFFF BFFFFFF 3FFFFFF 3FFFFFF (x 24)

Це низькочастотне взаємне чергування в значеннях 22 бітів виробляє компоненти джитера на 250 Гц і на непарних гармоніках цієї частоти. На рисунку

2.9 зображений графік спектру, отриманий за допомогою Audio Precision System Two, в якому використовується 384-семплова версія сигналу з низькою частотою 125 Гц. Міжсимвольна інтерференція викликана моделюванням проходження сигналу по кабелю. Треба враховувати, що вісь амплітуди на графіку відкалібрована в наносекундах. Тест проводився на 48 кГц. Компонент на 125 Гц має амплітуду 19,91 нс. Амплітуда спостережуваного джитера в інтерфейсі склала приблизно 35 нс, показаний графік джитера тієї частини сигналу, де амплітуда має менше значення.

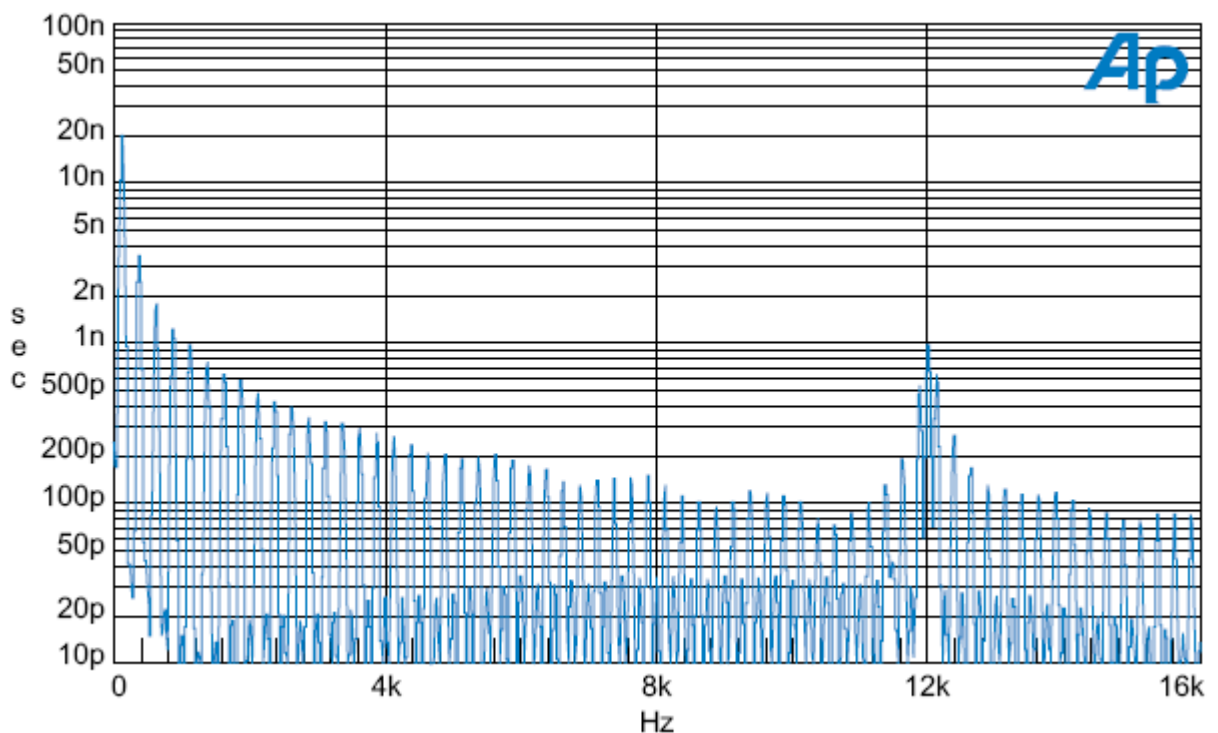


Рисунок 2.9 – Графік спектра 384-семплової версія сигналу з низькою частотою 125 Гц

Графік на рисунку 2.10 показує спектр аналогового виходу першого тестового пристрою з застосуванням *J*-тесту. Нобхідно відзначити, що бічні смуги від джитера точно слідуєть спектру інтерфейсного джитера, що означає сприйнятливість тестованого пристрою до джитера даних в інтерфейсі. Вид кожної бічної смуги відповідає спектру інтерфейсного джитера на рисунку 2.9, так що можна зробити висновок, що в цьому діапазоні немає фільтрації джитера. Бічні смуги 125 Гц кожна приблизно на 70 дБ нижче амплітуди

основного тону (67 дБ, якщо рахувати по парах). Це відповідає такій амплітуді джитера семплінгу для зазначеної частоти: $\text{antilog}((104-67)/20)/12=6$ нс.

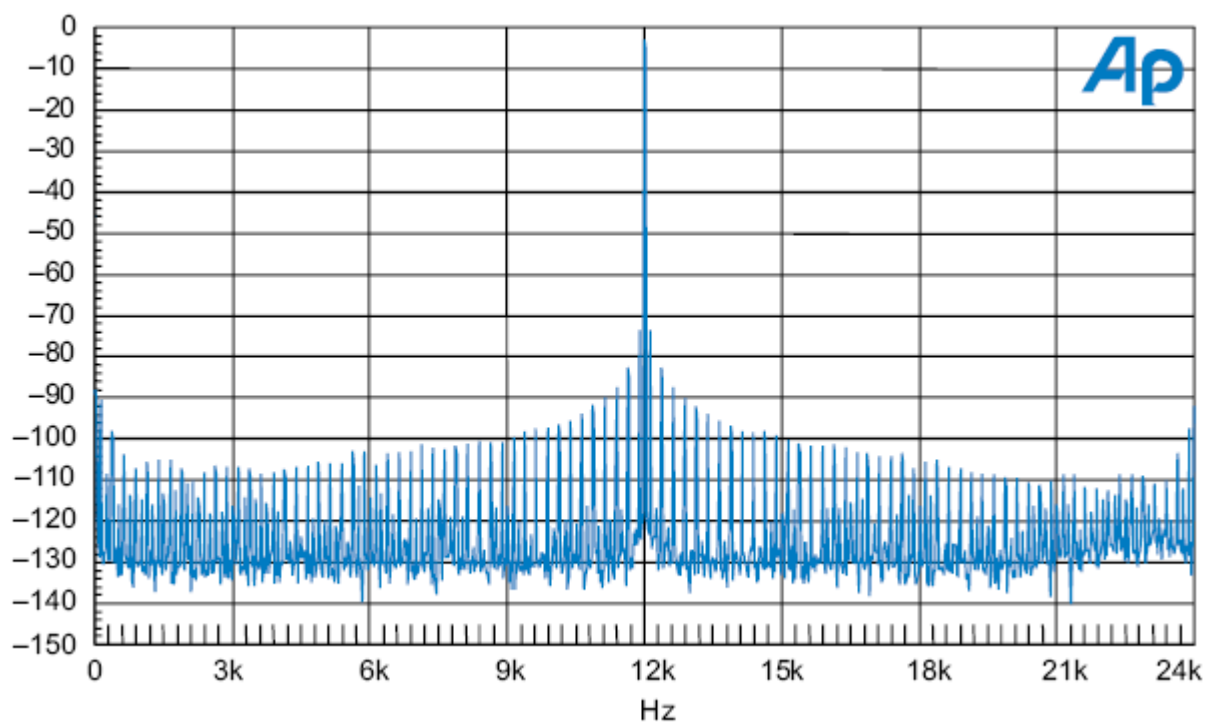


Рисунок 2.10 - Спектр аналогового виходу тестового пристрою з застосуванням *J*-тесту

Описані методи дозволили знайти нижній рівень джитера, який стає чутним - близько 10 нс. Був проведений тест з сигналом 17 кГц високого рівня. На музиці джитер був непомітний, починаючи з 20 нс і нижче.

Крім того, була розроблена модель чутності джитера на основі гіршого випадку одиничного звукового тону з урахуванням ефекту маскування, згідно якої можна було зробити такі висновки: теорія маскування говорить про те, що максимальна кількість джитера, яка не дає чутного ефекту, залежить від його спектра. На низьких частотах цей рівень становить понад 100 нс з різким відсіканням, починаючи зі 100 Гц до нижньої межі, близько 1 нс на 500 Гц, далі падіння з нахилом 6 дБ на октаву приблизно до 10 пс на 24 кГц для систем, де звуковий сигнал знаходиться на 120 дБ вище порога чутності.

Це може здатися зайвою перестраховкою, однак міркування про те, що джитер семплінга нижчий 100 Гц буде на 40 дБ менше чутний в порівнянні з

джитером понад 500 Гц дуже корисно при визначенні відносної значущості низькочастотного і високочастотного джитера семплінга.

2.9 Накопичення джитера

При з'єднанні цифрових звукових пристроїв в ланцюжок кожен наступний пристрій синхронізується від попереднього і вносить свій вклад у джитер. Кожен пристрій додає власний джитер, а кожен сполучний кабель вносить джитер, що утворюється в кабелі при передачі. На кожному етапі джитер може підсилитися або ослабнути. Цей процес називають накопиченням джиттера (jitter accumulation). Ефект залежить від характеристик кожного пристрою і структури даних на кожній стадії, і в самому гіршому випадку джитер накладається в найбільш небажаний варіант. Як показано в таблиці 2.1, це може призвести до значного посилення джитера, незважаючи на всього кілька стадій передачі сигналу.

Таблиця 2.1 – Накопичення джитера в залежності від його підсилення та кількості пристроїв

Підсилення джитера пристрою, дБ	Загальний джитер (J) після 3 етапів	Загальний джитер (J) після 4 етапів	Загальний джитер (J) після 5 етапів
0 (ідеал)	$3J$	$4J$	$5J$
1	$3,8J$	$5,4J$	$7,1J$
3	$6,2J$	$10,2J$	$15,8J$
6	$13,9J$	$29,8J$	$61,4J$

Для підрахунку максимального значення візьмемо джитер на частотах, нижчих частоти зрізу передаточної функції, тобто там, де пригнічення джитера відсутнє. Прийmemo для спрощення, що всі пристрої мають однакову кількість джитера J (джитер в кабелі і власний джиттер). Також нехай кожен пристрій підсилює джитер попередньої стадії на те ж саме значення, беручи до уваги, що

підсилення можливе тільки для частот джитера поблизу максимуму передаточної функції.

Таблиця 2.1 відображає сумарний джитер для трьох ланцюжків пристроїв у вигляді множника J . Як видно, у випадку відсутності підсилення (0 дБ) вихідний джитер просто додається. Однак це справедливо тільки для частот, нижчих граничної. На більш високих частотах джитер пригнічується, так що зростання значно сповільнюється.

Підсилення більше 0 дБ відображає явище підйому джитера передаточної функції, який відбувається тільки поблизу частоти зрізу. При широкосмуговому джитері буде підсилена тільки невелика частина сигналу, проте є причини, чому джиттер концентрується у районі підйому.

По-перше, джитер даних дає вузькі по спектру компоненти. Для низьких рівнів сигналу джитер буде пов'язаний із знаком сигналу, так як при наближенні сигналу до нуля старші значущі біти даних змінюються одночасно. Якщо по інтерфейсу передається сигнал однієї частоти низької амплітуди, що виникає в кабелі, джитер прагне до меандру на цій частоті. Найчастіше максимум на спектрі збігається з підйомом в передаточній функції джитера.

У ланцюзі пристроїв з відновленням зі схожими характеристиками ефект повторюється на кожному етапі. Рядок із значенням 6 дБ в таблиці відображає рівень підйому джитера обладнання, розробленого до того, як про цю проблему стали серйозно замислюватися. Як показано в таблиці, в такому випадку сумарний джитер досягає величезних значень, незважаючи на невелике число стадій.

Зазвичай, ознакою ненормального рівня накопичення джитера служить часта втрата даних або постійний зрив синхронізації. На жаль, такі ситуації складно відтворити і служба технічної підтримки тут виявляється безсилою. Починаючи з 1997 року, специфікація AES3 має параграфи, які присвячені потенційній проблемі накопичення джитера. Основний з них визначає, що всі пристрої повинні обмежити підсилення джитера значенням 2 дБ для будь-яких частот.

Крім того, є встановлене значення пригнічення джитера, якому повинні задовольняти відповідні пристрої. Обумовлено значення як мінімум в 6 дБ для частот вище 1 кГц. Ця частота набагато нижче, ніж частота зрізу шаблону допуску на джитер, так що пристроям необхідний передавальний тактовий сигнал, відмінний від відновленого, який визначається допуском на джитер.

2.10 Методологія вимірювання джитера складного каналу

Вище розглядалася методологія вимірювання джитера для простих ділянок цифрових систем передачі та окремих пристроїв у складі таких каналів. У реальній практиці зазвичай доводиться мати справу зі складними каналами цифрових систем передачі. В цьому випадку практично неможливо визначити точно норми на джитер. Це обумовлено самою природою джитера і його зв'язком з фазовими характеристиками поширення сигналу. При розробці методології вимірювань параметрів джитера в складному каналі цифрових систем передачі зазвичай розглядаються моделі взаємовпливу параметрів різних систем передачі. На підставі аналізу розглянутих процесів розробляються норми на параметри цифрової системи передачі та методологія їх вимірювань.

Таким чином, загальна методологія вимірювань параметрів джитера в складному каналі знаходиться поки в стадії дослідження. Можна виділити лише кілька основних підходів до розгляду джитера в складеному каналі:

- 1) при розробці норм на параметри джитера в каналі останні повинні специфікувати в залежності від швидкості цифрової передачі;
- 2) джитер не обов'язково накопичується в цифровій системі по заданому закону. Деякі пристрої в цифровій системі передачі, такі як обладнання TDM (Time Division Multiplexing), мультиплексори і т.д., можуть виступати в ролі компенсаторів джитера;
- 3) якщо джитер у вхідному потоці перевищує допустимий параметр MTJ пристрою, то у системі можуть виникнути бітові помилки. Тому при розгляді цифрової системи передачі необхідно розраховувати ймовірність перевищення джитером межі MTJ;

4) довжина ділянок цифрової системи передачі практично мало впливає на параметр джитера, набагато сильніше на цей параметр впливає склад системи передачі та характеристики пристроїв, які входять до неї.

Практично всі перераховані вище параметри пристроїв (власний джитер, МТJ і JTF) впливають на сумарний параметр джитера в складному каналі.

Висновки до розділу II

1. Здійснено дослідження джитера при семплюванні в частотній області, в конверторах з оверсемплінгом та з нойз–шейпінгом, а також в перетворювачах частоти дискретизації.

2. Досліджено виникнення амплітудної модуляції, викликаной джитером.

3. Проведено дослідження передаточної функції джитера семплювання та накопичення джитера в залежності від різних факторів.

4. Запропоновано методологію вимірювання джитера складного каналу.

3 РОЗРОБКА ПРИСТРОЮ ДЛЯ ВИМІРЮВАННЯ ДЖИТЕРА НА ОСНОВІ ФАЗОВОГО АНАЛІЗАТОРА

3.1 Пристрій аналізатора джитера

Структурна схема аналізатора джитера представлена на рисунку 3.1. Зовнішній сигнал, який містить джитер, може містити довгі послідовності нулів. Тому на вході аналізатора джитера ставиться конвертор дані/сигнал синхронізації, який перетворить довільний цифровий сигнал в сигнал, стан якого регулярно змінюється (наприклад, альтернативну послідовність 1010). В основі пристрою конвертора лежить принцип швидкодіючої петлі ФАПЧ. В результаті конвертор забезпечує виділення інформації про джитер на фазовому детекторі, проте сам конвертор вносить власний джитер деякого рівня. Для вимірювання джитера використовується опорний фазостабільний сигнал. Для його первинної обробки в склад аналізатора включена повільна петля ФАПЧ, що визначає фазу внутрішнього генератора синхросигналу (опорного сигналу фазового детектора). Залежність параметра джитера від часу виходить шляхом простого порівняння фаз двох сигналів. Отримана інформація фільтрується, дані про позитивний і негативний джитера обробляються окремо. ФНЧ 10 Гц виділяє сигнал для вимірювання вандера. Для виявлення імпульсного джитера в системах SDH використовується цифрова фільтрація з високою роздільною здатністю. Деякі компанії використовують аналогові фільтри джитера. В цьому випадку час обробки даних істотно збільшується, точність вимірювань зменшується, ймовірна ситуація, коли аналізатор, побудований на такому принципі не забезпечує вимірювання імпульсного джитера

Зазвичай функція залежності джитера от часу доступна для подальших процесів обробки з вихода демодулятора. В цьому випадку підключення селективного мілівольметра або аналізатора спектра до вихода демодулятора дає можливість точного спектрального аналізу джитера.

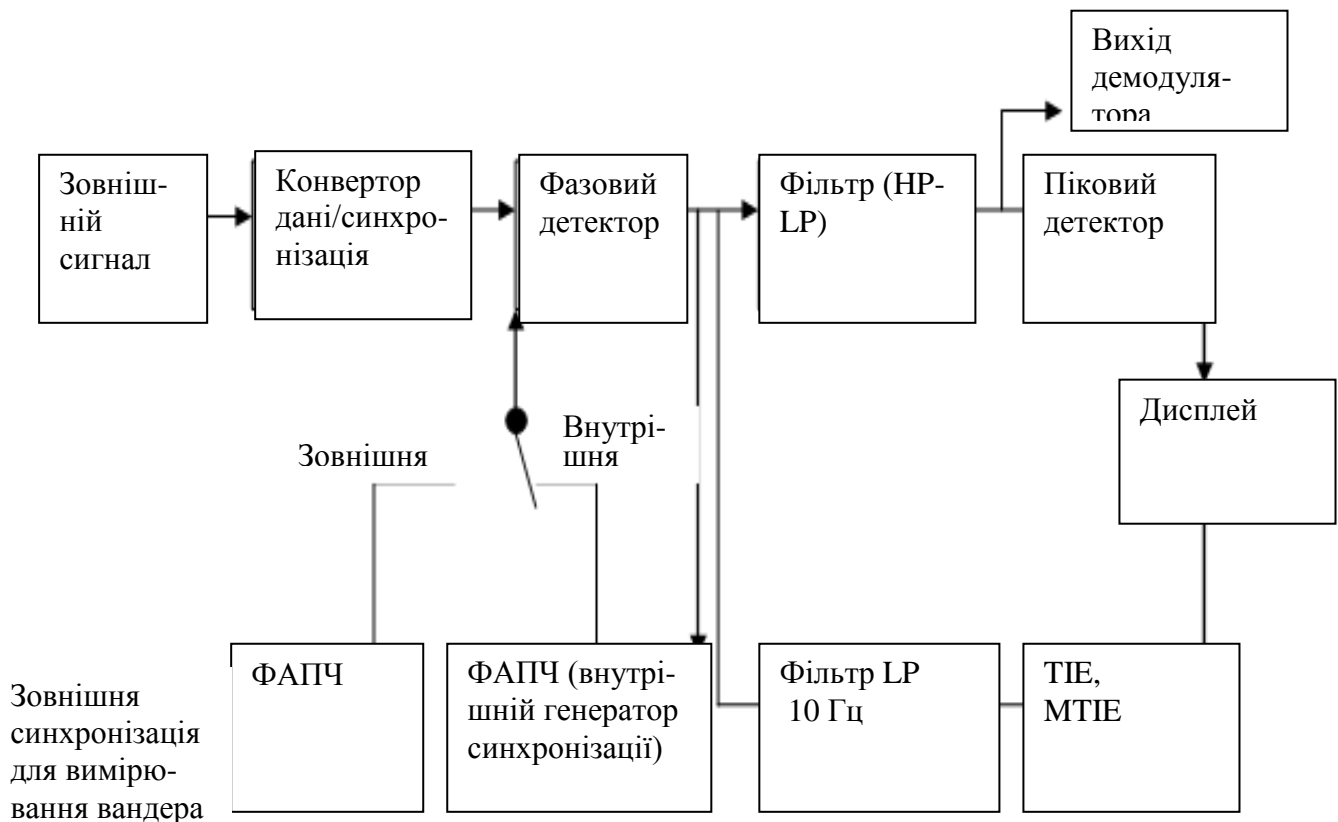


Рисунок 3.1 – Схема аналізатора джитера

3.2 Вимірювання власного джитера системи передачі

Власним джитером системи передачі називається рівень джитера на виході системи за умови фазостабілізованого сигналу (сигналу без джитера) на вході системи.

Норми на рівень власного джитера в цифрових системах передачі PDH/SDH визначаються ІТУ-Т в рекомендаціях G.823, G.783 і G.825. Власний джитер в цифровій системі передачі повинен знаходитися в межах маски на джитер, представленої на рисунку 3.2. Норми на параметри маски залежать від рівня ієрархії каналу і представлені у відповідності з перерахованими рекомендаціями в таблиці 3.1 (STM – синхронний транспортний модуль – стандартний цифровий канал в системі SDH).

Вимірювання власного джиттера можуть відноситися як до каналу або ділянки цифрової системи передачі, так і до окремого пристрою. Як видно з

рисунка 3.2 і таблиці 3.1, допустимий рівень власного джитера на високих частотах у цифрових системах передачі досить низький.

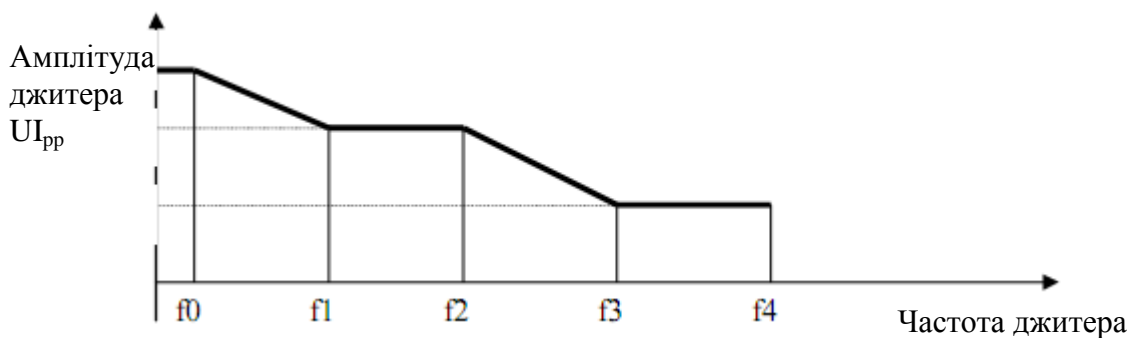


Рисунок 3.2 - Маска на норми рівня власного джитера в цифровій системі передачі

Таблиця 3.1 – Норми на параметри маски в залежності від швидкості передачі

Швидкість, кбіт/с	U_{ipp} від f_1 до f_2	U_{ipp} від f_3 до f_4	f_1 , кГц	f_2 , кГц	f_3 , кГц	f_4 , кГц
Рекомендація G 823 (для систем PDH)						
2048	1,5	0,2	0,02	2,4	18	100
8448	1,5	0,2	0,02	0,4	3	400
34368	1,5	0,15	0,1	1,0	10	800
139264	1,5	0,075	0,2	0,5	10	3500
Рекомендація G 783 (для систем SDH)						
2048	0,4	0,075	0,02		18	100
8448	0,4	0,075	0,1		10	800
139264	0,4	0,075	0,2		10	3500
Рекомендація G 825 (для систем SDH)						
STM-1	1,5	0,15	0,5		65	1300
STM-4	1,5	0,15	1		250	5000
STM-16	1,5	0,15	5		1000	2000

Вимірювання власного джитера виконуються з використанням сигналу реального або імітованого навантаження. Найбільш часто вимірювання

виконуються з імітацією реального навантаження. В результаті виникають широкі можливості суміщення вимірювань джитера і вимірювань параметра помилки з відключенням каналу. Найбільш часто така технологія вимірювань використовується при проведенні приймально-здавальних випробувань каналів системи передачі. Вимірювання власного джитера з використанням реального навантаження виконуються зазвичай при експлуатаційному моніторингу каналів. Доцільність вимірювань з реальним навантаженням пояснюється тим, що при цих вимірюваннях виключається фактор впливу генератора на параметр джитера.

Метод вимірювання полягає в демодуляції джитера навантаження на виході мережевого стику, його виборчої фільтрації і вимірюванні ефективного або амплітудного значення синусоїдального джитера. Схема організації вимірювань представлена на рисунку 3.3.

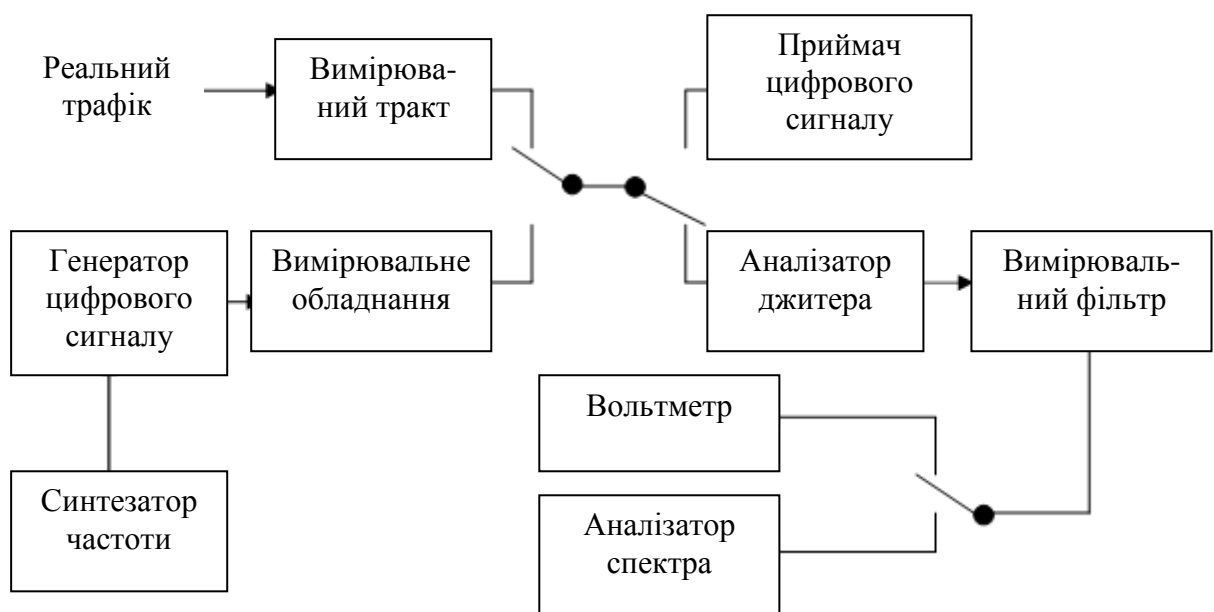


Рисунок 3.3 – Схема організації вимірювання власного джитера

Додатковий синтезатор, показаний на рисунку 3.3, служить для більш точного визначення використовуваних при вимірюванні частот. Додатковий аналізатор спектра забезпечує детальний спектральний аналіз вихідного джитера.

Основним фактором впливу на вимірювання параметрів власного джитера є вплив самого вимірювального приладу на результат. Як було показано вище, вимірювані параметри джитера можуть бути дуже малими, тому основною

вимогою до аналізатора джитера, є малий рівень власного джитера. Сучасний дизайн кіл дозволяє досягти високої фазової стабільності модулів аналізатора - близько 1 mUI. Деякі фірми-виробники в якості аналізаторів джитера використовують аналізатори з власним джитером до 50 mUI і більше. Такий власний джитер не дає можливості проведення реальних вимірювань джитера системи.

Власний рівень джитера вимірювального приладу впливає на результати вимірювань. Проблема полягає в тому, що власний джитер приладу і вимірюваний джитер системи передачі підсумовуються складним чином в залежності від спектра й фази сигналу. Сучасний рівень технології не дозволяє створити аналізатор з параметром власного джитера, рівним 0 UI, тому власний джитер приладу завжди впливає на результати вимірювань. Для компенсації власного джитера приладу ряд фірм-виробників використовують програмні обчислювальні процедури при обробці даних. Такий метод виявляється неефективним, оскільки вимірюваний джитер залежить не тільки від якості кіл аналізатора, але і від циклової структури потоку і складу сигналу навантаження. В результаті методика програмної компенсації призводить до значної похибки вимірювань, помилок при вимірюваннях, невідтворюваності результатів.

Таким чином, єдиним способом досягнення точності при вимірюваннях джитера є висока якість аналізатора, що забезпечує малий рівень власного джитера. Це основна причина того, що вимірювання джитера різко збільшують вартість аналізатора та його габарити. Реалізувати в належній мірі вимірювання джитера в портативних і дешевих приладах виявляється практично неможливим.

3.3 Вимірювання максимально допустимого джитера

Перевірка працездатності цифрового каналу або тракту при максимально допустимому входному джиттері (Maximum Tolerable Jitter - MTJ) проводиться шляхом подачі на вхід каналу вимірювального сигналу з заданим рівнем джитера. Значення і частота стресового джитера встановлюються відповідно до норм на

максимально допустимий розмах синусоїдального фазового тремтіння на вході. Вимірювання відбуваються на виході каналу або тракту при одночасному вимірюванні параметра помилки.

Схема вимірювання допустимого значення джитера на вході цифрового каналу, тракту або апаратури представлена на рисунку 3.4. Параметр МТJ визначається як амплітуда синусоїдального джитера, який, будучи поданим на вхід тракту або апаратури, викликає задане погіршення показника помилок. Тому основу схеми вимірювань, представлену на рисунку 3.4, складає генератор цифрових сигналів (зазвичай генератор ПСП), на вхід якого подається сигнал від синтезатора з перетворенням АМ/ФМ, що еквівалентно внесенню джитера. На виході прийнятий цифровий потік вимірюється за допомогою аналізатора цифрового каналу з фіксуванням помилок в каналі.

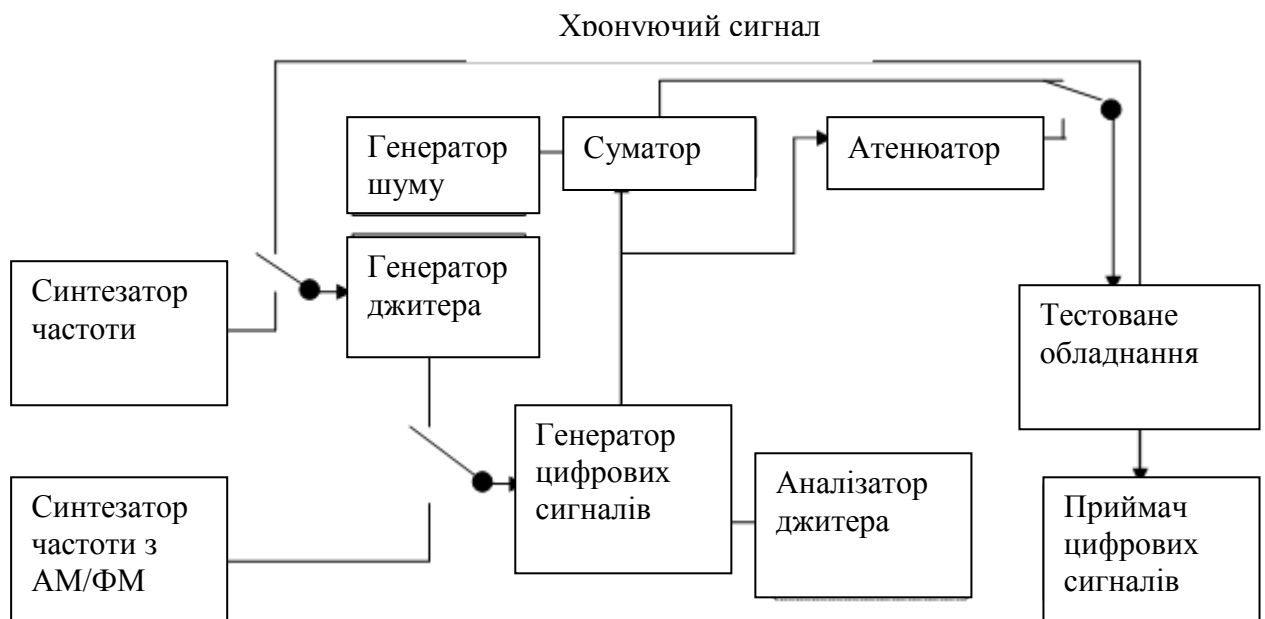


Рисунок 3.4 - Схема організації вимірювань параметра МТJ (за критерієм збільшення BER)

Методика вимірювань досить проста:

- на вимірюване обладнання/канал подається тестовий сигнал (зазвичай, ПСП) з внесеним джитером на певній частоті;
- потім амплітуда внесеного джитера варіюється, а на виході вимірюваного обладнання/каналу вимірюється параметр помилки;

- за одним з описаних нижче критеріїв робиться висновок про максимально допустимий джитера для даної частоти;
- вимірювання повторюються для іншої частоти;
- в результаті виходить залежність амплітуди максимально допустимого джитера (МТJ) від частоти для даного вимірюваного обладнання, яка і є предметом вимірювань.

Нормоване погіршення показника помилок може виражатися у вигляді двох критеріїв: збільшення коефіцієнта помилок по бітам (BER) і моменту появи помилок. При проведенні вимірювань необхідно розглянути обидва критерії, оскільки допуск на вхідне фазове тремтіння вимірюваного об'єкта визначається, в основному, двома факторами:

- здатністю схеми відновлення синхросигнала точно відновлювати цей цифровий сигнал з інформаційного потоку з джитером і, можливо, з іншими погіршеннями якості (спотворення імпульсів, перехідний вплив, шум і т.д.). Для визначення МТJ з цього фактору необхідно підключити до входу генератора джитера відновлений синхросигнал з відповідного виходу тестованого обладнання;
- здатністю витримувати динамічно мінливу швидкість вхідного цифрового інформаційного сигналу.

Критерій збільшення BER дозволяє визначати вплив джитера на схему відновлення хронуєчого сигналу приймача, що дуже важливо для оцінки першого фактора. Критерій появи помилок рекомендується для оцінки другого чинника.

3.3.1 Метод за критерієм збільшення параметра BER

Критерій збільшення BER для вимірювань МТJ визначається як амплітуда джитера (на заданій частоті), що подвоює BER, яка обумовлено певним зменшенням відношення сигнал/шум. Процедура методу поділяється на два етапи. На першому етапі визначаються два значення BER залежно від відношення сигнал/шум в еталонних точках вимірюваного каналу. При нульовому джитері до сигналу додається шум або сигнал послаблюється до отримання потрібного

початкового BER. Потім шум або згасання сигналу знижується до моменту, коли BER зменшиться в 2 рази.

На другому етапі на певній частоті у випробувальний сигнал вводиться джитер до моменту отримання спочатку обраного значення BER. Введений еквівалентний джитер являє собою точну і відтворювальну міру параметра МТJ. Другий етап методу повторюється для достатньої кількості частот, щоб вимірювання точно показувало постійний допуск синусоїдального вхідного джитера для об'єкта випробувань у використуваному діапазоні частот. Вимірювальний пристрій має забезпечувати генерування сигналу із змінним джитером, отримання необхідного відношення сигнал/шум в інформаційному сигналі і вимірювання BER об'єкта випробувань.

На рисунку 3.4 представлена схема вимірювання, що застосовується для методу за критерієм збільшення BER. Додатковий частотний синтезатор забезпечує більш точне визначення частот, що використовуються для вимірювання. Додатковий аналізатор джитера може застосовуватися для контролю амплітуди виробленого фазового тремтіння.

3.3.2 Метод з використанням критерію появи помилок

Критерій появи помилок для вимірювання МТJ визначається як найбільша амплітуда джитера на заданій частоті, що забезпечує, в кінцевому рахунку, не більше двох секунд з помилками. Секунди підсумовуються у послідовних 30-секундних інтервалах, протягом яких амплітуда джитера зростала.

Запропонований метод полягає у зміні частоти внесеного джитера і у визначенні критичної амплітуди допустимого джитера для кожної частоти і амплітуди фазового тремтіння випробувального сигналу, що забезпечує дотримання критерію появи помилок. Метод включає в себе наступні операції:

- виключення «перехідної області» амплітуди джитера, в якій припиняється безпомилкова робота;

- вимірювання окремих секунд з помилками протягом 30 с для кожного збільшення амплітуди джитера, починаючи з "перехідної області";

- визначення для кожної частоти найбільшої амплітуди джитера, при якій сумарне число секунд з помилками не перевищує двох.

Процес повторюється для числа частот, достатнього для того, щоб вимірювання точно відображало допустимий для об'єкта випробувань синусоїдальний вхідний джитер в заданому діапазоні частот. Аналізатор при цьому повинен виробляти сигнал з керованим джитером і вимірювати кількість секунд з помилками, обумовлених цим джитером (схема на рисунку 3.5).



Рисунок 3.5 - Схема організації вимірювань параметра МТД (за критерієм виникнення помилок)

3.3.3 Структура маски МТД

Розглянемо форму маски на максимально допустимий рівень джитера (МТД) і різні фактори, що впливають на неї. У більшості аналізаторів МТД форма маски задається самим оператором в залежності від типу вимірюваного обладнання. Проілюструємо це на прикладі мультиплексора введення/виводу системи PDH, схема якого представлена на рисунку 3.6.

Склад характеристики МТД мультиплексора визначається багатьма факторами. На низьких частотах основним фактором впливу є ширина смуги ФАПЧ демультимплексора. Для збільшення стійкості роботи до джитера на вході мультиплексора використовується еластичний буфер. Друга "сходинка" визначається процесами стафінга і його внеском в параметр джитера. Оскільки смуга стафінга порівняно вузька (кілька кілогерц), то його вплив буде домінувати у середній зоні характеристики. Нарешті, третя "сходинка" характеристики визначається впливом ланцюга відновлення синхронізації.

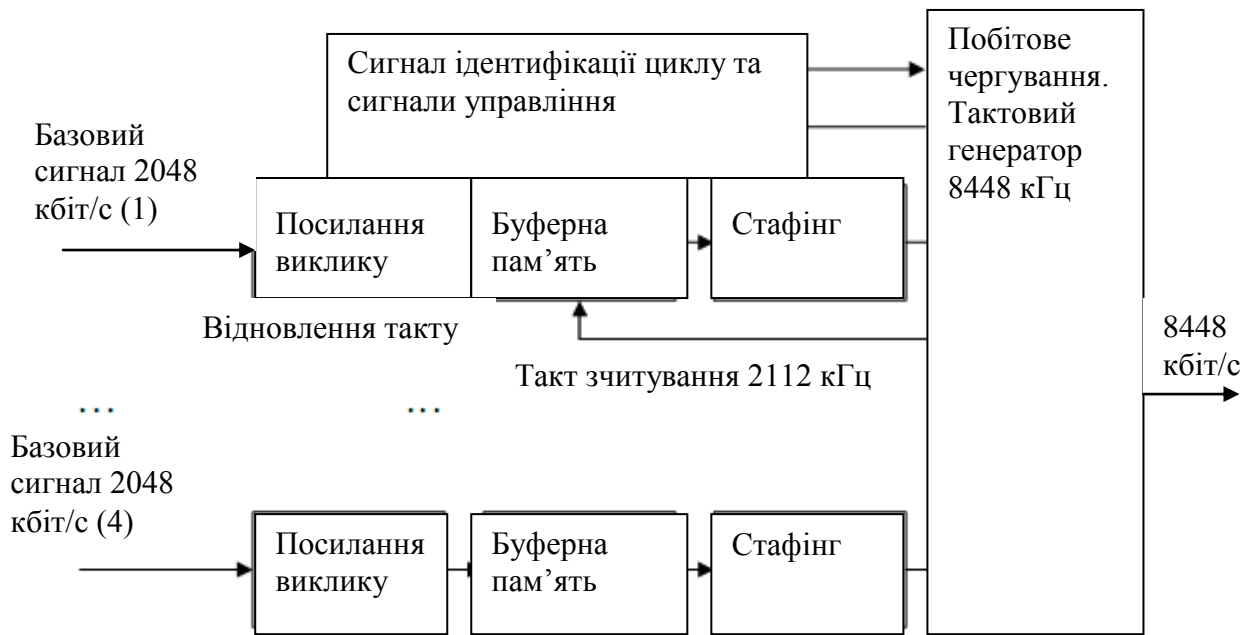


Рисунок 3.6 - Схема мультиплексора вводу/виводу системи PDH

Всі три перераховані характеристики увійшли до складу вимог до стійкості до джитеру мультиплексорів PDH. Ці вимоги були визначені ITU-T в рекомендаціях серії G.7xx. Маска MTJ ITU-T представлена на рисунку 3.7.

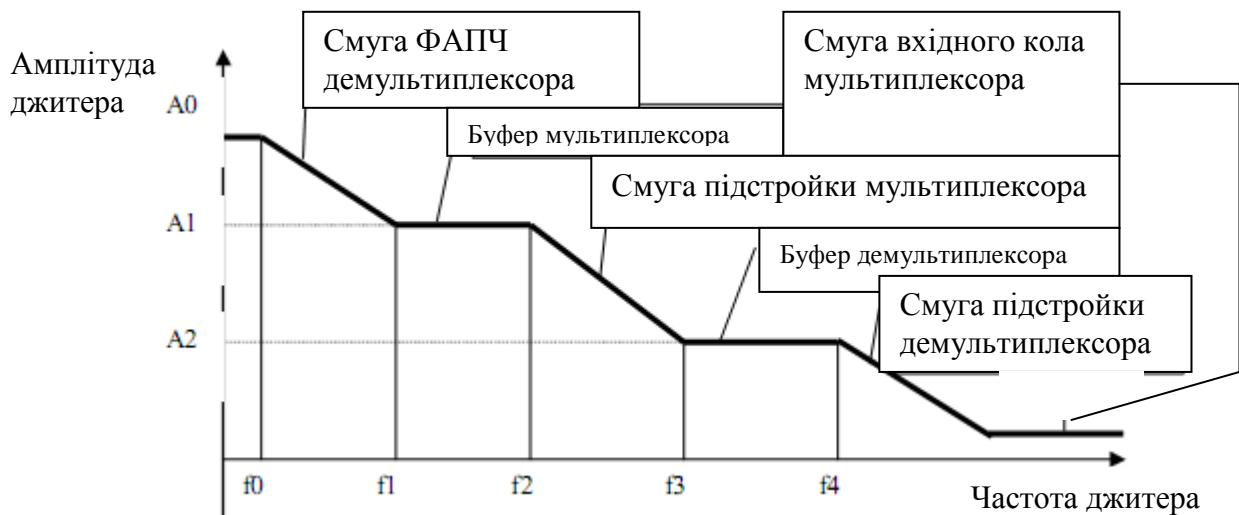


Рисунок 3.7 - Параметр MTJ по синусоїдальному джитеру мультиплексора PDH

3.4 Вимірювання передаточної характеристики джитера

Передаточна характеристика джитера (JTF - Jitter Transfer Function) визначається як зведена різниця між джитером на виході і джитером на вході пристрою / каналу:

$$JTF(f_i) = 20 \lg [J_{out}(f_i) - J_{in}(f_i)] / J_{in}(f_i). \quad (3.1)$$

Так як і параметр MTJ, параметр JTF вимірюється на певній частоті. В якості прикладу на рисунку 3.8 представлена схема вимірювання параметра JTF мультиплексора SDH. Аналізатор JTF в цьому прикладі входить до складу аналізатора SDH.

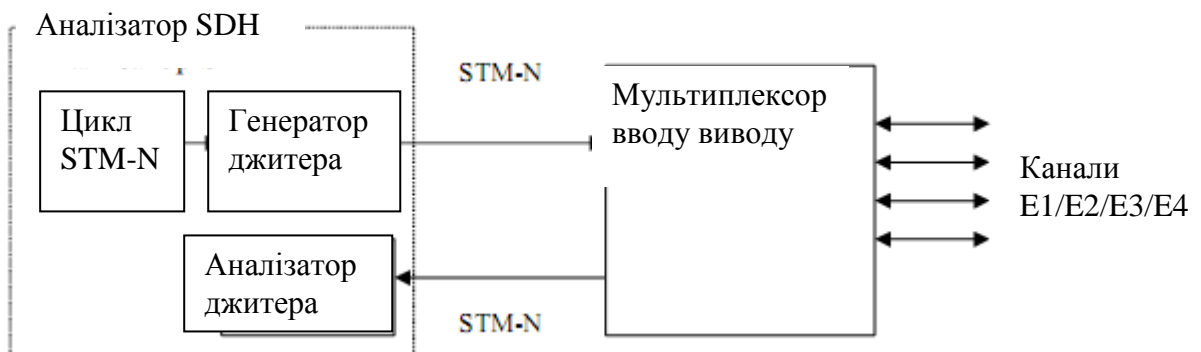


Рисунок 3.8 - Схема вимірювання параметра JTF

Принцип організації вимірювання досить простий: у вхідний цифровий потік додається джитер певної амплітуди і аналізується джитер на виході. Варіація частоти дає характеристику залежності параметра JTF від частоти.

На результати вимірювань істотний вплив роблять власний джитер пристрою/каналу і джитер, внесений аналізатором JTF.

На відміну від маски MTJ, маска JTF являє собою дві залежності для верхнього і нижнього рівнів JTF. Реальна крива параметра JTF повинна розташовуватися між двома кривими маски (рисунок 3.9).

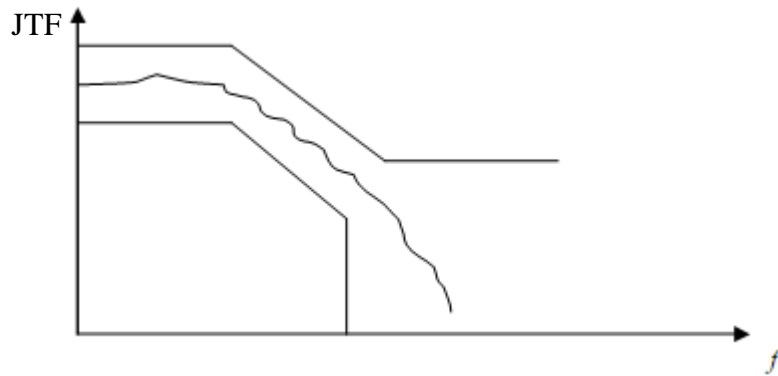


Рисунок 3.9 - Вигляд маски параметра JTF

Наявність нижньої межі маски JTF пояснюється характером взаємодії джитера в сигналі при передачі даних і сигналі синхронізації. Бітові помилки виникають, коли тимчасове співвідношення між даними і швидкістю відліку, яка визначається з даних, порушується. Джитер даних у межах смуги пропускання ланцюгів ФАПЧ на вході системних компонентів майже повністю додається до синхросигналів, тому часове співвідношення між тактом і даними зберігається. Джитер стає критичним, якщо його частоти близькі до частот розділу або виходить за межі смуги пропускання ФАПЧ. В цьому випадку тільки частина джитера даних передається синхросигналу, приводячи до спотворення часового співвідношення. Очевидно, що спроби пригнітити джитер на низьких частотах, в смузі роботи ФАПЧ, порушують нормальну роботу цих пристроїв.

При синхронізації пристрою від зовнішнього джерела джитер може вплинути на вихідний цифровий сигнал. В результаті джитер цифрового виходу дорівнює комбінації цього отриманого і власного джитера пристрою. Хоча залежність між вхідним і вихідним джитерами може бути досить складною, можна наближено розглянути передачу як простий лінійний процес. Оскільки передаточна функція джитера (jitter transfer function) дорівнює відношенню вхідного джитера до вихідного, то вона буде представлятися як функція частоти джитера. Це відношення ще називають коефіцієнтом посилення джитера (jitter gain) на даній частоті.

Рисунок 3.10 показує передаточну функцію джитера для ФАПЧ з частотою зрізу 100 Гц. Потрібно звернути увагу, що на частотах, нижчих частоти зрізу, коефіцієнт посилення рівний приблизно 0 дБ. Вище частоти зрізу ФАПЧ починає

зменшувати джитер з нахилом характеристики 6 дБ на октаву. Дана схема має ФНЧ другого порядку в ланцюзі зворотного зв'язку з частотою зрізу 1 кГц, так що вище цієї частоти нахил посилюється і стає рівним 18 дБ.

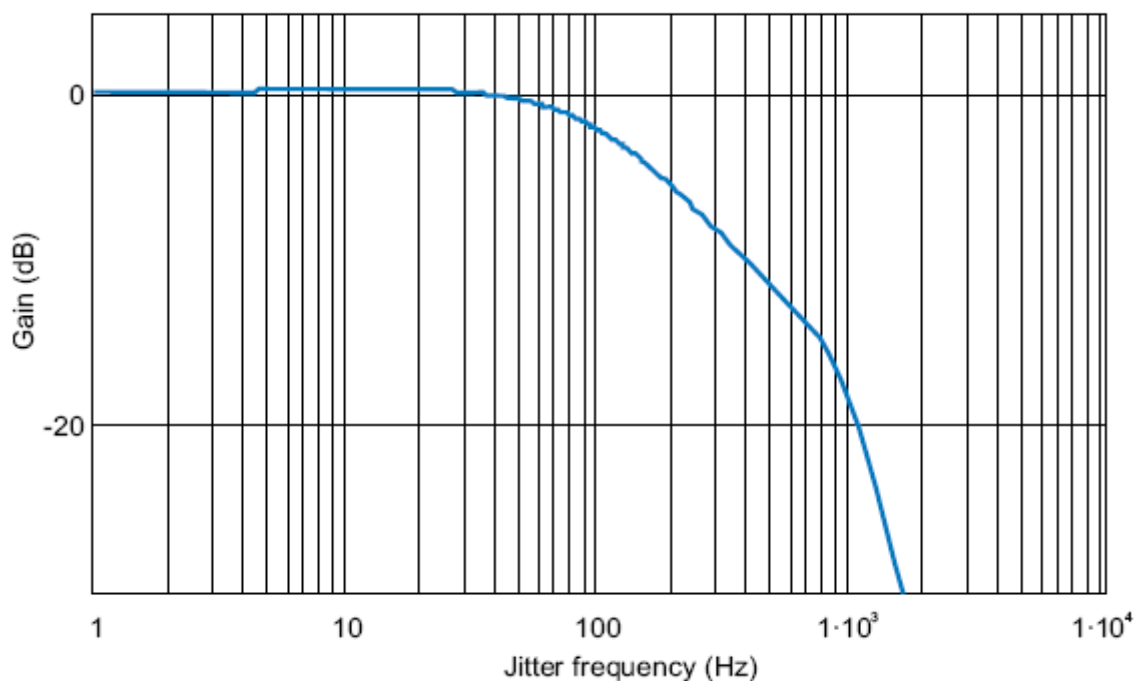


Рисунок 3.10 – Передаточна функція джитера

Крім того, нижче частоти зрізу коефіцієнт посилення досягає максимального значення, приблизно рівного 0.5 дБ. Подібне невелике посилення цілком звичайне явище для частот, трохи менших частоти зрізу. Це явище носить назву пікового джитера або сплеску джитера (jitter peaking). Воно виникає через особливості фазової характеристики ланцюга зворотного зв'язку ФАПЧ.

Стандарт AES3 обмежує коефіцієнт посилення джитера значенням +2 дБ.

3.5 Допуск на джитер

Приймач (ресивер) цифрового звукового сигналу AES3 повинен мати можливість декодування інтерфейсних сигналів, у яких присутній невеликий рівень джитера в порівнянні з довжиною імпульсів, які необхідно декодувати. У міру збільшення рівня джитера ресивер починає неточно декодувати сигнал, а згодом втрачає можливість його декодувати взагалі - часом викликаючи

тимчасове припинення звуку або навіть повністю втрачаючи захоплення цифрового сигналу. Максимальний рівень джитера до початку появи помилок в даних називається допуском на джитер (jitter tolerance).

Однак ФАПЧ має властивості низькочастотного фільтра аналогічно маховику: вона реагує на зміни, які повільніші, ніж значення частоти зрізу, і не звертає уваги на більш швидкі зміни.

Отже, допуск на джитер не залежить від частоти джитера вище частоти зрізу ресивера, але при зменшенні швидкості тремтіння фази (тобто частоти джитера) ресивер має більше шансів відстежити ці вимірювання. Це означає, що при низьких швидкостях джитера ресивер може зреагувати на більші значення джитера, тому допуск на джитер зростає.

У міру наближення частоти джитера до частоти зрізу допуск істотно зменшується. Це відбувається тому, що резонанси у ресивері призводять до того, що узгодження між відхиленням часу синхронізації передачі вхідних даних і приблизного підрахунку часу синхронізації самим ресивером, виходить гірше, ніж якби ресивер зовсім не реагував би на джитер.

Специфікації інтерфейсу AES3 визначають шаблон допуску по джитеру, показаний на рисунку 3.11. Допуск задається в інтерфейсних одиницях, UI. Лінія на графіку показує нижню межу допуску по джитеру ресивера до синусоїдального джитера на частоті, відкладеній по осі X. При побудові шаблону розуміється, що у ресивера частота зрізу більша приблизно на 8 кГц. Це означає, що ФАПЧ ресивера не зможе придушити джитер нижче цієї частоти, тому сигнал з джитером пройде далі. Якщо необхідно значне зниження джитера, то потрібно використовувати другу ФАПЧ з меншою частотою зрізу.

На жаль, лінійна теорія передачі джитера не враховує нелінійних залежностей. Так, фазовий детектор ФАПЧ часто має мертву точку, де втрачається чутливість до невеликих фазовим відхилень. У результаті спостерігається дрейф сигналу на виході ФАПЧ, поки фазовий детектор не запрацює і не внесе корекцію. Цей дрейф викликає періодичне зміщення вперед і назад, породжуючи джитер.

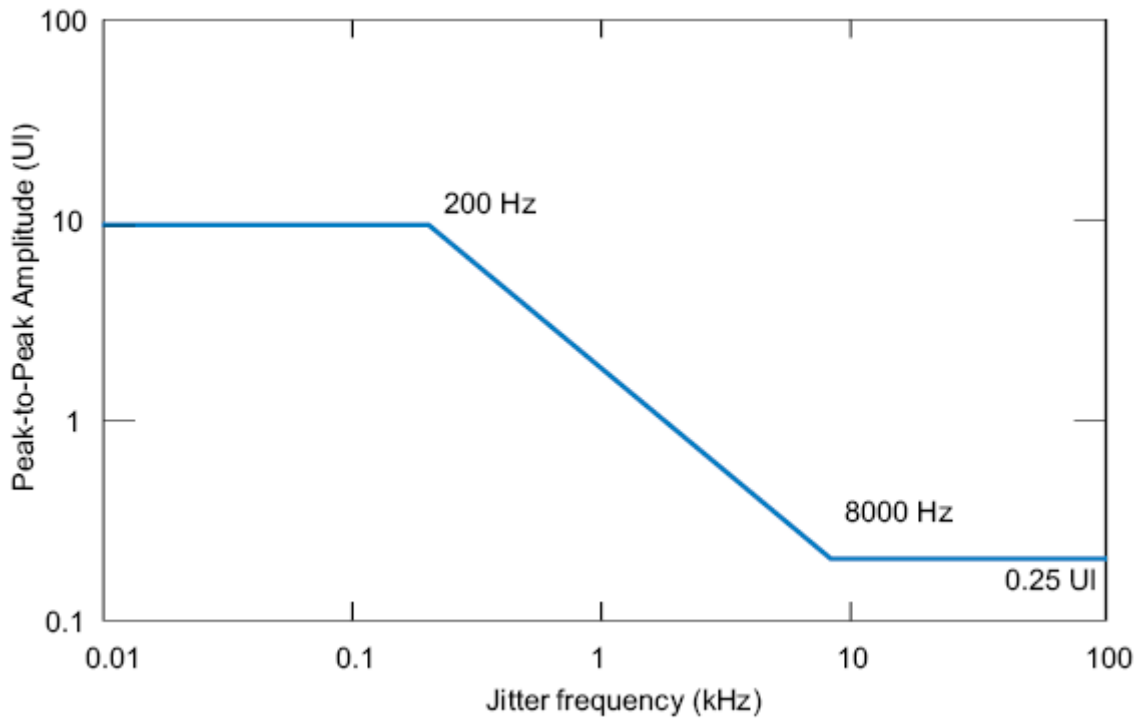


Рисунок 3.11 – Шаблон допуску джитера

Ще одна причина виникнення джитера через нелінійності - це аліазинг (ефект, який приводить до накладання, нерозрізнюваності різних неперервних сигналів при їх дискретизації) високочастотних компонентів джитера, що переносить паразитні компоненти у низькочастотний діапазон при роботі ФАПЧ. Наприклад, при передачі сигналу з частотою семплювання 48 кГц по інтерфейсу AES3 складова джитера на 47 кГц дасть паразитну компоненту інтермодуляції на частоті 1 кГц в діапазоні, де джитер не пригнічується ФАПЧ. При вимірюванні передаточної функції джитера це призведе до різкого збільшення коефіцієнта посилення джитера, кратного частоті семплювання.

3.6 Пригнічення джитера в цифрових системах передачі

При прийомі послідовного потоку інформації в ідеальному випадку відбувається зчитування інформації в середині тактового бітового інтервалу. Однак присутність джитера істотно впливає на прийняття рішення про прийнятий біт у відповідному пристрої. При багаторазовій регенерації цифрового потоку джитер, зазвичай зростає, що може привести до виникнення бітових помилок

(BER), або до повної несправності системи через вихід з ладу системи синхронізації.

Тому для розвитку систем передачі з кількома ділянками регенерації (ретрансляції) і багатопрогових бездротових систем цим досить актуальною є розробка пристрою для ослаблення джитера.

Методом пригнічення джитера є перетактовка вхідного цифрового потоку іншою тактовою частотою, отриманою з вхідної частоти і яка має істотно менше значення джитера.

Друга тактова частота отримується за допомогою фазового автопідстроювання частоти з вузькою петлею.

Система ФАПЧ представлена на рисунку 3.12 і складається з керованого напругою генератора ГУН, що формує частоту вихідного сигналу, імпульсно-фазового детектора ІФД, що порівнює вхідну частоту з вихідною, і петлевого фільтра ФНЧ, який забезпечує плавну зміну вихідної частоти.

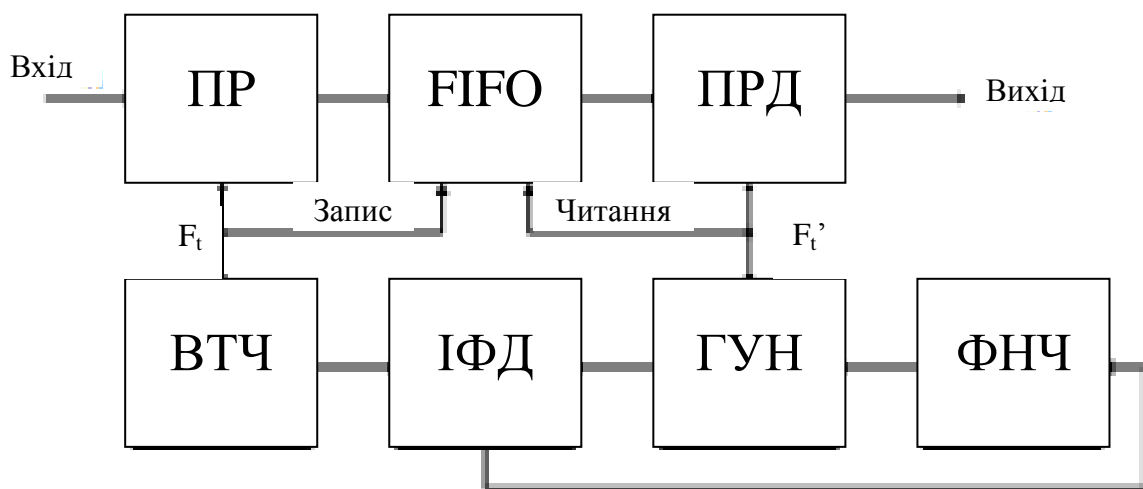


Рисунок 3.12 – Схема пригнічувача джитера

Дані, що надходять з виходу приймача, записуються в буфер еластичної пам'яті FIFO по тактам F_t , а зчитування з буфера і передача даних відбувається відповідно з тактами F_t' . При передачі цифрових потоків з швидкістю E_1 , E_2 і E_3 згідно з рекомендацією G.703 допустиме відхилення частоти не перевищує $\pm 50 \cdot 10^{-6}$, тому можливе використання в якості ГУН генератора на основі

кварцового резонатора, що дозволяє досягти досить стабільної частоти з малим джитером.

При використанні FIFO є достатній час для відстеження відхилень тактової частоти, крім того, при цьому відбувається також пригнічення джитера. Чим більший об'єм буфера FIFO, тим більшу амплітуду джитера здатний витримати пристрій.

Аналіз стійкості системи до впливу джитера проводиться шляхом збільшення джитера вхідного потоку до появи бітових помилок. На рисунку 3.13 показана передаточна характеристика по джитеру для розробленого пристрою пригнічення джитера при синусоїдальному впливі з частотою 400 Гц (глибина буфера FIFO пристрою дорівнює 16 комірок). По осях відкладена амплітуда джитера в тактових інтервалах, значення коефіцієнта помилок K показані для довідки. З графіка видно, що джитер, амплітуда якого менше 6 тактових інтервалів, повністю пригнічується пристроєм. Подальше збільшення амплітуди, очевидно, призводить до переповнення буфера FIFO і тому пригнічення джитера стає неможливим, тому часто виникають бітові помилки, викликані просковзуванням.

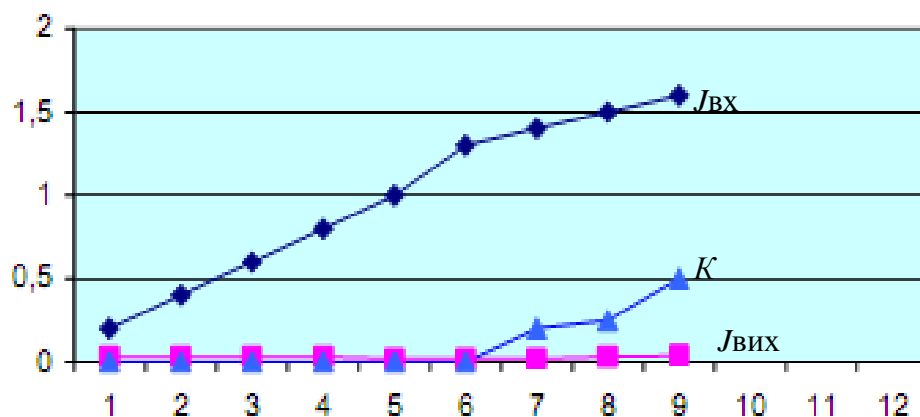


Рисунок 3.13 – Передаточна характеристика по джитеру частотою 400 Гц

Таким чином, досягнуто суттєве зниження джитера. В деяких випадках для бездротових систем зв'язку пригнічення джитера еквівалентно підвищенню чутливості приймача.

На основі описаного вище принципу, вибравши підвищену швидкість F_t , можлива побудова відповідної системи передачі з додатковими функціями, тобто, можлива організація сервісного каналу обслуговування за рахунок утвореної додаткової пропускну здатності. Використання цього сервісного каналу для віддаленого моніторингу та телекерування радіорелейними системами зв'язку являє собою окрему, досить перспективну задачу.

3.7 Зменшення тривалості вимірювання коефіцієнта бітових помилок

В сучасних телекомунікаційних системах в якості середовища передачі інформації, як правило, використовується радіоканал. Відповідно, головною перевагою такого підходу є мобільність абонентів, а недоліком - низька завадостійкість. Одним з основних методів оцінки якості роботи телекомунікаційних систем є вимірювання коефіцієнта бітових помилок $BER=n/N$, де n – кількість помилок, N - кількість переданих бітів. Ця величина залежить від цілого ряду чинників: джитера, вандера, параметрів завадостійкого кодування, виду модуляції, способу демодуляції, відношення сигнал/шум в каналі зв'язку SNR.

Однією з головних проблем, що виникають під час вимірювання досить малих значень величини BER при відносно високому рівні достовірності (Confidential Level, CL), є його велика тривалість. У таблиці 3.2 представлені результати розрахунків нормованої тривалості псевдовипадкової послідовності від кількості помилок та рівня достовірності.

Таблиця 3.2 - Залежність нормованої тривалості псевдовипадкової послідовності від кількості помилок та рівня достовірності

n	$CL = 90\%$	$CL = 95\%$	$CL = 99\%$
	$N \times BER$		
0	2.3	3	4.61
1	3.89	4.74	6.64
2	5.32	6.3	8.4

Одним з основних методів зменшення тривалості вимірювання BER є каліброване зменшення SNR. При зменшенні SNR збільшується кількість помилок прийому і, відповідно, збільшується очікуване значення BER. Це відповідно призводить до зменшення тривалості тестування. Зменшувати SNR можна двома способами: калібровано зменшуючи потужність сигналу або вводячи в канал зв'язку додаткового джерела завад. Більш широкого застосування на сьогоднішній день знайшов перший спосіб, оскільки він дозволяє забезпечити більшу точність вимірів.

Структурна схема системи зв'язку, досліджуваної в даній роботі, представлена на рисунку 3.14.

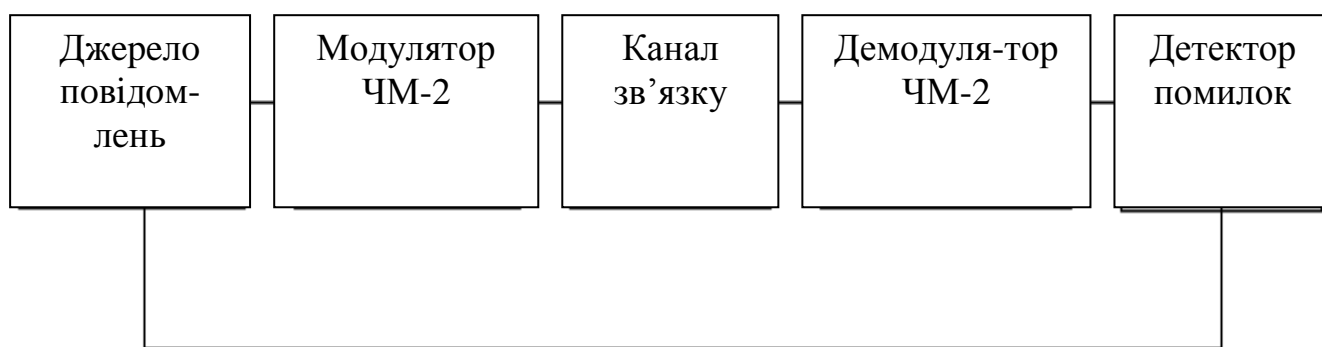


Рисунок 3.14 - Структурна система досліджуваної системи зв'язку

Джерело повідомлень являє собою генератор псевдовипадкової послідовності біт. Модулятор ЧМ-2 здійснює кутову модуляцію. Канал зв'язку представлений джерелом адитивного білого шуму. Демодулятор ЧМ-2 здійснює відновлення сигналу, а детектор помилок, в свою чергу, побітно порівнює передану і прийняту послідовності сигналів. Кожна різниця у рівні трактується ним як помилка.

Отже, прогнозування величини коефіцієнта бітових помилок буде відбуватися таким чином. Нехай відношенню сигнал/шум h_1^2 відповідає ймовірність неправильного прийому p_1 , а відношенню сигнал/шум h_2^2 - коефіцієнт бітових помилок p_2 . Причому величини h_1^2 і h_2^2 пов'язані між собою співвідношенням: $N = \frac{h_2^2}{h_1^2}$.

Між величинами p_1 і p_2 існує такий зв'язок: $p_2 = p_1 \cdot e^{-0,44 \sqrt{N-1} D_1^2 - 0,66 \sqrt{N-1} \cdot h_1}$. Таким чином, помірявши величину коефіцієнта бітових помилок p_1 при низькому відношенні сигнал/шум h_1^2 , можна легко розрахувати ймовірність помилок p_2 при відношенні сигнал/шум на вході демодулятора $h_2^2 = N \cdot h_1^2$.

При використанні даного методу робиться припущення, що тепловий Гаусовий шум на вході приймача є головним джерелом бітових помилок у цифровій системі зв'язку.

Тепер, використовуючи описаний вище метод, можна виробити прогнозування величини BER і отримати оцінки внесеної ним похибки. Результати розрахунків представлені у таблиці 3.3. При розрахунках приймалося, що $h_1^2 = 1$.

Таблиця 3.3 - Прогнозоване значення BER та відносна похибка прогнозування

n	Виміряне значення BER	Прогнозоване значення BER	Відносна похибка прогнозування
1	0,218864	0,218932	0,009213
2	0,13134	0,132707	0,010414
3	0,08554	0,084667	0,010207
4	0,054888	0,055459	0,01041
5	0,037325	0,036944	0,010211
6	0,025934	0,024906	0,03962
7	0,017817	0,016944	0,049036
8	0,012268	0,01161	0,053677
9	0,008496	0,008002	0,058236
10	0,005999	0,005542	0,076114

Очевидно, що при збільшенні значення n збільшується і похибка, яка вноситься прогнозуванням. Виходячи з цього, рекомендується здійснювати прогнозування для $n \leq 7$, так як в цьому випадку відносна похибка прогнозування не перевищує 5%.

Висновки до розділу 3

1. Розроблено пристрій аналізатора джитера на основі фазового аналізатора, за допомогою якого було виміряно власний джитер системи передачі, максимально допустимий джитер та передаточну характеристику джитера.

2. Розроблено схему пригнічення джитера в цифрових системах передачі інформації.

3. Розроблено рекомендації по зменшенню тривалості вимірювання коефіцієнта бітових помилок при наявності джитера.

ВИСНОВКИ

1. Здійснено системний аналіз існуючих методів вимірювання джитера цифрових каналів, що дало змогу виявити їх недоліки та обґрунтувати вибір принципу роботи розробленого пристрою для вимірювання та пригнічення джитера.

2. Проведено дослідження джитера при семплюванні і показано, що згідно запропонованого методу зниження впливу джитера від модуляції ультразвукового шуму в звуковий діапазон приблизно пропорційне коефіцієнту оверсемплінга 256:1.

3. Запропоновано загальну методологію вимірювання джитера складного каналу, яка знаходиться на стадії дослідження, і визначено характеристики, які впливають на загальний джитер складного каналу.

4. Розроблено пристрій для вимірювання джитера на основі фазового аналізатора, за допомогою якого можна виміряти власний джитер системи передачі, максимально допустимий джитер та передаточну характеристику джитера.

5. Запропоновано метод для зменшення тривалості вимірювання коефіцієнта бітових помилок, згідно якого відносна похибка прогнозування не перевищує 5 %.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.

1. Парфенов Ю.А., Мирошников Д.Г. Последняя миля на медных кабелях. – М.: ЭКО-ТРЕНДЗ, 2001. – 391 с.
2. Зюко А. Г., Кловский Д. Д., Назаров М.В., Финк Л. М. Теория передачи сигналов: Учебник для ВУЗов. – М.: Связь, 1980 г. – 248 с.
3. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. – М.: Советское радио, 1970. – 728 с.
4. Канаков В.А. Новые технологии измерения в цифровых каналах передачи информации. Учебно-методический материал по программе повышения квалификации «Современные системы мобильной цифровой связи, проблемы помехозащищенности и защиты информации». – Нижний Новгород: ННПУ, 2006. – 91 с.
5. Хелд Г. Технологии передачи данных. СПб.: Питер, 2003. – 720 с.
6. Колинко Т. Измерения в цифровых системах связи. К.: Век+, 2002. – 320 с.
7. Сухман С.М., Бернов А.В., Шевкопляс Б.В. Синхронизация в телекоммуникационных системах. Анализ инженерных решений. – М.: Эко-Трендз, 2003. - 272 с.
8. Бакланов И.Г. Методы измерений в системах связи. – М.: ЭКО-ТРЕНД, 2007. – 196 с.
9. Mike Peng Li. Jitter, Noise, and Signal Integrity at Hight Speed. – Prentice Hall, 2008. – 368 p.
10. Скирта Ю.В. Подавление джиттера в цифровых системах передачи. – М.: Связь, 2004. – 284 с.
11. Шкуренко А.Г. Уменьшение длительности измерения коэффициента битовых ошибок в радиоканале данных системы связи // Автоматизация технологичних об'єктів та процесів. – Донецьк (ДонНТУ), 2011. – С.221-223.
12. Sklar B. Digital Communications: Fundamentals and Applications. New Jersey: Prentice Hall, 1998. – 773 p.
13. Wolaver D.H. Measure Error Rates Quickly and Accurately // Electronic Design. – 1995. – №7. – С. 89–98.

14. Tian Xia, Jien-Chung Lo. Time-to-voltage converter for on-chip jitter measurement. – IEEE Transactions on instrumentation and measurement. – 2001. – P.5–11.
15. Wolfgang Maichen. Digital Timing Measurement. – Netherlands: Springer, 2006. – 250 p.
16. Mhd Zaher Al Sabbagh, B.S. Phase/frequency detector and charge pump design for digital video broadcasting for handheld's phase-locked-loop systems. – Thesis. – 2007. – 44 p.
17. Tsan-Huei Wu. Low-cost jitter measurement technique for phase-locked loop. – Thesis. – 2004. – 90 pg.
18. Горшков А. П. Аппаратура для частотных и временных измерений. – М: Советское радио, 1991. – 336 с.
19. Методичні рекомендації до виконання дипломної роботи з освітньо-кваліфікаційного рівня „магістр”. Спеціальність „Комп'ютерні системи та мережі” / М.П.Карпінський, О.М.Березький, Р.Б.Трембач, Н.М.Васильків / Під. ред. М.П.Карпінського – Тернопіль: ТНЕУ, 2008. – 41 с.