ВСЕСОЮЗНЫЙ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ИНСТИТУТ МЕТРОЛОГИИ им. Д. И. МЕНДЕЛЕЕВА

ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ ТЕОРИИ И ТЕХНИКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР

Выпуск 137 (197)

ВСЕСОЮЗНЫЙ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ИНСТИТУТ
МЕТРОЛОГИИ имени Д. И. МЕНДЕЛЕЕВА

ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ ТЕОРИИ И ТЕХНИКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР

Выпуск 137 (197)

Под редакцией доктора техн. наук Е. Д. Колтика

«ЭНЕРГИЯ»
ЛЕНИНГРАДСКОЕ ОТДЕЛЕНИЕ
1972

6П2.1.06
Т78

Для современной измерительной техники характерно быстрое развитие и внедрение на практике измерительных систем как средств измерения наибольших информационных и функциональных возможностей, занимающих значительное место при решении ряда производственных и научно-исследовательских задач. В связи с этим с каждым годом растет число публикаций, посвященных проблемам разработки и использования измерительных систем. Более того, термин «измерительная система» узаконен ГОСТ 16263—70.

В то же время и теоретические исследования, и научно-методические разработки в области измерительных систем пока существенно отстают от требований практики. Достаточно остро стоит вопрос обеспечения процессов проектирования и эксплуатации измерительных систем со стороны теоретической и прикладной метрологии; терминология, нормирование метрологических свойств, методология испытаний аттестации и, поверки — таков далеко не полный перечень основных задач.

Настоящий сборник, посвященный теории и технике измерительных систем, состоит из трех разделов: в первом — собраны материалы по общим вопросам и элементам теории систем, второй раздел посвящен методам исследования метрологических свойств и характеристик звеньев систем, третий — содержит публикации о новых разработках и исследованиях отдельных приборов и измерительных преобразователей. Вопросы поверки в сборнике не затрагиваются.

Ответственный редактор
доктор техн. наук, профессор В. О. АРУТЮНОВ

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ

УДК 62—791.2 : 001.4

Л. И. ДОВБЕТА, Я. Г. НЕУЙМИН, Б. А. ШКОЛЬНИК

ВНИИМ

О ТЕРМИНОЛОГИИ В ОБЛАСТИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

Устойчивой тенденцией последнего десятилетия является ускоренное развитие теории и техники нового класса средств измерений — измерительных систем [1—11], их широкое внедрение в практику производства и научных исследований. Отсутствие единой терминологии в этой новой области измерительной техники является причиной неоднозначного понимания, неправильного применения понятий.

Например, наряду с термином «измерительная система» употребляется термин «информационно-измерительная система» [2, 5, 7], при этом в оба понятия во многих случаях вкладывается по существу одинаковое содержание. Отсутствует единое представление об основных функциях измерительных систем. Введенный в 1970 г. ГОСТ 16263—70 «Метрология. Термины и определения» {п. 5.24}, охватывающий широкий класс средств измерений (меры, измерительные приборы, установки и т. д.), дает следующее определение измерительной системы *: «Совокупность средств измерений (мер, измерительных приборов, измерительных преобразователей) и вспомогательных устройств, соединенных между собой каналами связи, предназначенная для выработки сигналов измерительной информации в форме, удобной для автоматической обработки, передачи и (или) использования в автоматических системах управления».

В соответствии с этим определением в состав измерительной системы, помимо средств измерений, входят каналы связи и «вспомогательные устройства», не являющиеся средствами измерений. Поскольку, однако, вспомогательные устройства зачастую занимают в измерительных системах значительное место как по роли в процессе получения измерительной информации, так и по объему аппаратуры, это понятие требует расшифровки. В общем случае измерительная система, помимо собственно средств измерения, может содержать (отдельные или объединенные в подсистемы) средства передачи, обработки, отображения и регистрации измерительной информации. Одной из терминологических задач является определение подсистем, их функций и входящих в них элементов.

Авторами предлагается проект «Измерительные системы. Термины и определения», который является попыткой унифицировать терминологию применительно к измерительным системам. С учетом замечаний и предложений заинтересованных организаций этот проект может стать дополнением ГОСТ 16263—70. В основу данного проекта терминологии были положены следующие принципы:

1) в словник включались лишь те понятия и определения, которые практически необходимы при разработке и исследовании измерительных систем, но отсутствуют, либо недостаточно точно определены в ГОСТ 16263—70;

---

* Ссылки на термины и определения ГОСТ 16263—70 даны в фигурных скобках, а на термины предлагаемого проекта — в круглых скобках.

2) для каждого понятия, как правило, предлагается только один термин;

3) термины, широко используемые в теории и технике измерительных систем, заимствованные из смежных областей науки и техники (теории связи, теории автоматического регулирования и др.) без изменения смыслового содержания, в словник не включались;

4) предлагаемые термины и определения соответствующих им понятий группировались по четырем разделам: общие понятия и классификация, структурные элементы, состояния и процессы, параметры и свойства.

Рассмотрим подробнее некоторые важнейшие, по нашему мнению, термины и их определения.

Определение понятия измерительной системы в предлагаемом проекте по существу совпадает с [5.24]. Однако авторами предпринята попытка уточнить и расширить это определение за счет:

а) более широкого понимания целевой функции системы («получения измерительной информации» взамен «выработки сигналов измерительной информации в форме удобной. . .» [5.24]);

б) более точного определения неотъемлемых элементов системы, которые не входят в класс средств измерения («дополнительных технических средств» вместо «вспомогательных устройств»).

По мнению авторов, распространенный в литературе термин «измерительно-информационные системы» (или «информационно-измерительные системы») [2—5] правомерен лишь в тех случаях, когда в системе обращается и поступает на выход информация не только измерительная, но и другая (диспетчерская, командная и др.). Таким образом, измерительно-информационные системы лежат за пределами класса средств измерения; однако, ввиду широкого распространения этого термина, он включен в настоящий проект.

Термины (1.2)—(1.8) относятся к важнейшим разновидностям измерительных систем.

Предлагаемый термин «объект измерений» (1.9) заимствован из практики разработки измерительных систем, предназначенных для научных исследований сложных физических объектов, когда путем измерений определяется ряд взаимосвязанных свойств и характеристик исследуемого объекта.

Термины (1.10), (1.11), относящиеся к информационным процессам в измерительных системах, используются в отечественной, а также в зарубежной литературе [11].

Понятие звена (1.12) применяется при анализе и синтезе измерительных систем и широко используется на практике.

Термины, предлагаемые во втором разделе и связанные главным образом со структурными элементами систем, также заимствованы из практики их разработки и исследования. Многие из этих терминов, например, «канал связи» (2.4), «линия связи» (2.12) и другие употребительны в смежных областях науки и техники. Однако соответствующие одинаковым терминам понятия не совпадают и требуют новых определений, которые предлагаются в проекте.

Термин (2.9) дан в ГОСТ 16263—70. Тем не менее авторы сочли необходимым несколько уточнить определение, так как понятие передающего преобразователя оказывается оторванным от понятий среды распространения (2.11) и приемного преобразователя (2.10).

Термины третьего раздела связаны с понятиями, характеризующими определенные стороны функционирования измерительных систем. Термин «статический режим измерений» (3.6) выделяется в том отношении, что он применим не только к системам, но и к другим средствам измерения (измерительным преобразователям, приборам).

Количественные характеристики статического режима определяют границы применимости методов описания и исследования процесса измерения и погрешности измерения.

В четвертом разделе «Параметры и свойства» особого внимания заслуживают термины (4.1) и (4.8). Понятие информационной производительности, которое для каждого конкретного случая может быть охарактеризовано количественной мерой, является наиболее общей информационной характеристикой измерительной системы в целом. Мера информационной производительности представляет собой

Измерительные системы. Термины и определения

Термин	Определение
1. Общие понятия и классификация	
1.1. Измерительная система [5.24]	Совокупность средств измерений [5.1] (мер [5.2], измерительных приборов [5.6], измерительных преобразователей [5.17]) и дополнительных технических средств, соединенных между собой каналами связи (2.4), предназначенная для получения измерительной информации [2.13]
1.2. Разомкнутая измерительная система	Измерительная система, в которой отсутствуют обратные связи выходов (2.16) со входами (2.15)
1.3. Замкнутая измерительная система	Измерительная система, в которой имеются обратные связи выходов со входами
1.4. Локальная измерительная система	Измерительная система, в которой погрешность, вносимая каналами связи, пренебрежимо мала, и не применяются специальные преобразования сигналов для передачи измерительной информации Примечание. В случае, если измерительная информация снимается только визуально, понятие локальной измерительной системы совпадает с понятием измерительной установки [5.23]
1.5. Дистанционная измерительная система	Измерительная система, в которой погрешность, вносимая каналами связи, существенна, но специальные преобразования сигналов для передачи по каналам связи не применяются
1.6. Телеизмерительная система. Телеметрическая система	Измерительная система, в которой сигналы измерительной информации [2.14] подвергаются специальным преобразованиям для передачи по каналам связи.
1.7. Автономная измерительная система	1) В информационном смысле: измерительная система, не связанная непосредственно с другими измерительными системами и (или) системами управления; 2) В энергетическом смысле: измерительная система, имеющая собственные источники энергоснабжения
1.8. Неавтономная измерительная система	1) В информационном смысле: измерительная система, непосредственно связанная с другими измерительными системами и (или) системами управления; 2) В энергетическом смысле: измерительная система, питаемая от внешних источников энергоснабжения
1.9. Объект измерений	Физический объект, для определения характеристик которого организуется процесс измерений
1.10. Технологическая схема	Схема, отображающая взаимосвязь процессов сбора и обработки измерительной информации

Продолжение

Термин	Определение
1.11. Алгоритм обработки измерительной информации	Последовательность операций обработки измерительной информации
1.12 Звено измерительной системы	Устройство или совокупность функционально связанных устройств, входящих в состав измерительной системы и обладающих нормированными метрологическими характеристиками
1.13. Измерительно-информационная система	Совокупность средств измерений и дополнительных технических средств, соединенных между собой каналами связи, предназначенная для получения измерительной и иной информации
2. Структурные элементы	
2.1. Измерительный канал	Совокупность измерительных преобразователей, каналов связи и дополнительных технических средств, обеспечивающая получение информации о значениях одной измеряемой величины
2.2. Подсистема отбора	Совокупность первичных преобразователей [5.18]
2.3. Подсистема связи	Совокупность каналов связи (2.4) и дополнительных технических средств, обеспечивающая передачу информации между звеньями измерительной системы
2.4. Канал связи	Совокупность устройств и физических сред, предназначенная для передачи сигналов между двумя звеньями измерительной системы. П р и м е ч а н и е. В нескольких различных каналах может использоваться одна и та же линия связи (2.12) и, наоборот, один канал может использовать несколько линий связи
2.5. Непрерывный канал связи	Канал связи, в котором сигналы имеют вид непрерывных функций времени
2.6. Импульсный канал связи	Канал связи, в котором сигналы имеют форму импульсов
2.7. Импульсный цифровой канал связи	Канал связи, в котором измерительная информация передается посредством кодовых комбинаций импульсов
2.8. Импульсный аналоговый канал связи	Импульсный канал связи, в котором параметры импульсов или (и) импульсных последовательностей являются непрерывными функциями значений передаваемых величин
2.9. Передающий преобразователь [5.20]	Измерительный преобразователь, предназначенный для преобразования сигналов в форму, необходимую для их передачи в среду распространения (2.11)
2.10. Приемный преобразователь	Преобразователь, предназначенный для преобразования сигналов, поступающих непосредственно из среды распространения

Продолжение

Термин	Определение
2.11. Среда распространения	Физическая среда, обеспечивающая пространственный перенос сигналов измерительной информации от передающего к приемному преобразователю
2.12. Линия связи	Совокупность передающего и приемного преобразователей и связывающей их среды распространения
2.13. Подсистема управления	Совокупность технических средств, предназначенная для ручного или (и) автоматического изменения параметров и режимов измерительной системы
2.14 Подсистема контроля	Совокупность технических средств, предназначенная для определения состояния измерительной системы
2.15. Вход канала (звена) измерительной системы	Элемент канала (звена) измерительной системы, к которому приложен рассматриваемый сигнал
2.16. Выход канала (звена) измерительной системы	Элемент канала (звена), в котором наблюдается реакция канала (звена) на рассматриваемый сигнал
3. Процессы и состояния	
3.1. Обработка измерительной информации	Преобразование сигнала измерительной информации с целью выделения необходимой ее части Примечание. Обработка может совмещаться с другими преобразованиями сигналов измерительной информации (например, фильтрация с усилением)
3.2. Отображение измерительной информации	Преобразование сигналов измерительной информации в форму, удобную для восприятия ее человеком
3.3. Регистрация измерительной информации	Преобразование измерительной информации в форму, обеспечивающую ее хранение и дальнейшее использование
3.4. Уплотнение линии связи	Объединение нескольких измерительных каналов в одной линии связи
3.5. Опрос измерительных преобразователей	Поочередное подключение измерительных преобразователей к общему измерительному преобразователю или каналу связи
3.6. Статический режим измерений	Режим измерений, в котором динамическая погрешность [9.10] пренебрежимо мала по сравнению со статической погрешностью [9.8]
3.7. Режим контроля	Вспомогательный режим, предназначенный для определения состояния измерительной системы.
4. Параметры и свойства	
4.1. Информационная производительность измерительной системы	Наибольшее теоретическое количество измерительной информации, перерабатываемое системой в единицу времени
4.2. Пропускная способность измерительного канала	Наибольшее теоретическое количество измерительной информации, пропускаемой каналом в единицу времени

Продолжение

Термин	Определение
4.3. Цикл опроса измерительного преобразователя	Интервал времени между двумя последовательными опросами измерительного преобразователя
4.4. Время опроса измерительного преобразователя	Время подключения измерительного преобразователя в одном цикле опроса
4.5. Частота опроса преобразователя	Число опросов преобразователя в единицу времени
4.6. Частотный диапазон канала	Диапазон частот, в пределах которого канал (звено) обладает нормированными метрологическими свойствами
4.7. Помехозащищенность измерительного канала	Способность измерительного канала противостоять внешним помехам

важнейший обобщенный критерий, необходимый для сравнения различных средств измерения, для сопоставления вариантов в процессе разработки, а в ряде случаев и для получения абсолютных оценок объема измерительной информации.

В заключение считаем необходимым заметить, что широкая критика предлагаемого проекта является непременным условием успешного продолжения и завершения этой работы.

ЛИТЕРАТУРА

1. ГОСТ 16263—70. Метрология. Термины и определения. Комитет стандартов, мер и измерительных приборов при СМ СССР, М., 1970.
2. Карандеев К. Б., Цапенко М. П. Измерительные информационные системы. «Информация и кибернетика», 1967.
3. Земельман М. А., Кипаренко В. И. Состояние и задачи метрологии ИИС. «Автометрия», 1967, № 5.
4. Сотсков Б. С. Основные направления научных исследований в области измерений и измерительных информационных систем, «Автометрия», 1969, № 5.
5. Бутусов И. В. Измерительные информационные системы. «Недра», 1970.
6. Агалецкий П. Н. Метрология и измерительная техника. Итоги науки и техники. Изд. ВИНИТИ, 1969.
7. Забиякин Г. И. Многоканальные регистрирующие устройства и цифровые вычислительные машины в физике низких энергий. «Приборы и техника эксперимента», 1966, № 1.
8. Цветков Э. И. Некоторые проблемы системотехнического подхода к синтезу сложных многофункциональных измерительных систем. Сб. докладов II Всесоюзного симпозиума. «Методы представления и аппаратурный анализ случайных процессов и полей». Изд. СО АН СССР, 1969.
9. Шенброт И. М., Гинзбург М. Я. Расчет точности систем централизованного контроля. «Энергия», 1970.
10. Цапенко М. П. Измерительные информационные системы. Доклад на III Всесоюзной НТК по электроприборостроению. Изд. ВНИИЭП, 1970.
11. Bendat J. Piersol A. Measurement and analysis of Random Data, N.—Jork, 1966.

12. Терминология по теории информации и теории систем, NTZ, 1970, № 5.
13. Handbook of Telemetry and Remote Control. Mc. Craw Hill, 1967.
14. Карпюк Б. В., Цапенко М. П. Об измерительных информационных системах. «Автометрия», 1965, № 2.
15. Никольс М. Х., Раух Л. Л. Радиотелеметрия. Изд-во иностр. лит., 1958.
16. Фремке А. В. Телеизмерения. «Высшая школа», 1968.
17. Берталанфи Л. Общая теория систем — критической обзор. В сб.: «Исследования по общей теории систем. «Мир», 1969.
18. Холл А. Д., Феджин Р. Е. Определение понятия системы. «Исследования по общей теории систем.». «Мир», 1969.
19. БСЭ, 2-е изд. т. 39, стр. 158.

Поступила в редакцию
15/IV 1971 г.

УДК 62—791.2 : 001.4

Л. И. ДОВБЕТА

ВНИИМ

К ОПРЕДЕЛЕНИЮ ПОНЯТИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ

Расширение круга условий и областей применения средств измерений усложнение измерительной техники привело к появлению понятия измерительная система. В практике проектирования и использования средств измерений в результате неправильного употребления этого понятия возникает ряд недоразумений. Первое удовлетворительное определение термина «измерительная система» дано в ГОСТ 16263—70 [1]. Однако, по нашему мнению, это определение несколько сужает данное понятие и поэтому нуждается в уточнении.

В технике измерений понятие «система» впервые было применено в сочетании «измерительная информационная система» [2]. В дальнейшем этот термин получил широкое распространение в литературе; толкование его было дано в работах [3, 4]. Ранее понятие «система» получило широкое применение в радиотелеизмерительной технике [5, 6]. Как правило, использование термина не сопровождалось конкретными определениями и объяснениями. Основным критерием «системности» средства измерений являлся неопределенный («большой») уровень сложности. В этом смысле «система» противопоставлялась понятию «прибор».

В то же время с резким увеличением количества разнородных средств измерения, как автономных, так и в составе сложных систем управления, повышением требуемой точности измерений, усложнением самих средств и расширением круга условий их применения значительно усложнилась их разработка и изготовление. Обеспечение этими средствами всех отраслей промышленности и науки требует систематизации самих средств, четкой градации этапов их проектирования и изготовления. В первую очередь необходимо точное определение понятий, обозначающих основные средства измерений. Это поможет не только правильно определить сложность работ и регулировать отношения между заказчиком и исполнителем, но и позволит исполнителю обоснованно привлекать для разработки тот или иной математический аппарат, а также те или иные критерии для оценки средства измерений.

В настоящее время начинают складываться основы общей теории систем [7]. Пока нет общепринятого определения понятия «система», хотя и существует несколько таких определений, дополняющих друг друга. Так, в БСЭ (2-е изд., т. 39, стр. 158) дано такое определение: «система — объективное единство закономерно связанных друг с другом предметов, явлений, а также знаний о природе и обществе». В работе [8] под системой понимается «множество взаимозависимых объектов вместе с отношениями между объектами и между их свойствами». Объекты здесь — просто части или компоненты системы, а отношения суть такие, с помощью которых система объединяется в одно целое. Таким образом, эти и другие определения подчеркивают, что понятие системы включает не только совокупность каких-то объектов, но и совокупность связей между ними, т. е. для описания системы наряду с описанием ее составных частей и их свойств требуется описание отношений этих частей и свойств и их взаимодействия. Так, например, недостаточно указать на наличие в измерительной системе первичного преобразователя, предварительного усилителя, фильтра, нормирующего усилителя и регистрирующего прибора,— надо также указать, каким образом они сочетаются, т. е. насколько согласованы их входные и выходные характеристики и как они изменяются при соединении.

Опираясь на общие определения понятия «система», попытаемся установить отличительные признаки измерительной системы и уточнить определение в ГОСТ 16263—70. Будем называть объекты, составляющие систему, узлами или звеньями; специальные устройства, применяемые для связи между звеньями или для согласования их входных и выходных характеристик,— средствами связи. Необходимо подчеркнуть, что понятие средства связи включает в себя не только специальные устройства, но и правила сочетания различных звеньев средства измерений и алгоритмы (или условия) их совместного использования.

Очевидно, что первым отличительным признаком измерительной системы следует считать наличие нескольких составных частей, простых средств измерений с определенными параметрами входных и выходных цепей. Иногда возникают затруднения, связанные с установлением необходимых границ отдельных звеньев в сложных измерительных комплексах. Основным критерием здесь является функциональное назначение частей аппаратуры. В ряде случаев границы устанавливаются по расположению отдельных блоков, их конструктивному исполнению.

Уточняющим (субъективным) признаком отдельной составной части системы должно быть наличие проверяемых (нормируемых) параметров (характеристик) звена системы на стадии его изготовления, выпуска с завода и эксплуатации. При проектировании сложных устройств этот признак поможет избежать затруднений при определении средства измерений на различных этапах его проектирования, когда система может оцениваться в целом по общим входным и выходным характеристикам.

Следует подчеркнуть требования общности цели всех производимых измерений для данной совокупности средств, составляющих систему. Такой целью могут являться или измерения одной величины, или одновременные измерения одной величины разными способами, или одновременные измерения нескольких величин, связанных единством объекта или процесса (характеризующих параметры одного объекта или связанного комплекса объектов).

Вторым отличительным признаком системы можно считать наличие в ее составе средств связи (средств передачи сигналов измерительной информации). Действительно, объединение совокупности средств измерения в единое целое, позволяющее определять устройство как систему и обеспечивающее эффективность достижения общей цели, невозможно без средств связи между отдельными звеньями совокупности, причем с усложнением отдельных звеньев и увеличением их числа усложняются средства связи и увеличивается их значение для системы.

Особенность современных измерительных систем заключается в том, что во многих случаях результаты измерений используются непосредственно в системах автоматического управления и измерительная информация представляется в форме, удобной для таких систем, но неудобной для непосредственного восприятия оператором (ввод в вычислительную машину, кодирование и запись). Однако системы могут выдавать измерительную информацию и в форме, удобной для непосредственного восприятия оператором — при различных исследованиях, контроле технологического процесса и т. д.

Дополнительной чертой современных измерительных систем является наличие развитых устройств передачи, регистрации и обработки (с целью получения результатов косвенных измерений) сигналов измерительной информации вместе со вспомогательными подсистемами управления и контроля. При этом в системах различного типа могут быть развиты только устройства передачи или только устройства регистрации, или только устройства обработки, или различные сочетания этих устройств. Так, в телеизмерительных системах наиболее развиты устройства передачи. В промышленных системах для измерения параметров технологических процессов используются сложные устройства обработки результатов измерений и регистрирующие устройства. В измерительных системах, связанных с системами управления производством, транспортом, наиболее развиты устройства обработки, а системы для геофизических исследований снабжаются сложной регистрирующей аппаратурой.

Очевидно наличие одного из этих устройств в составе средства измерений является отличительной чертой измерительной системы (хотя и не обязательной). Так, сложные средства измерений, например, для контроля технологического процесса иногда состоят только из значительного числа первичных преобразователей, промежуточных измерительных преобразователей и индикаторных устройств. В таких системах регистрирующие устройства могут отсутствовать или выполнять вспомогательную роль как средства документации, а устройства обработки и передачи сигналов измерительной информации могут отсутствовать вообще или существовать в простейшем виде.

Следует учитывать, что регистрирующие устройства и устройства обработки могут являться элементами прибора [1]; в этом случае они будут отличаться от устройств в системе по уровню сложности или количеству. Наличие развитых средств передачи сигналов измерительной информации (в наиболее сложной форме — каналы связи или передачи) свидетельствует о существовании измерительной системы. По-видимому, следует признать неточным употребление терминов «телеизмерительный прибор», «телеизмерительная установка», встречающихся в литературе. Такое значение средств связи при определении измерительных систем требует проведения классификации систем по степени сложности средств связи и уточнения их терминологии. Здесь можно наметить три уровня сложности:

— проводная связь без специальных узлов передачи — приема с простейшими согласующими устройствами между отдельными блоками системы;

— проводная связь с устройствами согласования измерительных преобразователей с линией передачи;

— связь по разнотипным линиям передачи (кабельным, радио, акустическим и др.) со специальной аппаратурой передачи — приема сигналов измерительной информации.

Необходимо уточнить понятие «канал» для измерительных систем. Оно употребляется в нескольких смыслах. Так, под «измерительным каналом» подразумевают совокупность последовательно включенных средств измерений, заканчивающуюся устройством регистрации или индикации.

Под «каналом связи, передачи сигналов измерительной информации» понимают совокупность линии передачи и включенных последовательно с ней измерительных и передающих преобразователей, служащих для уплотнения линий и согласования параметров линий и сигналов.

«Канал передачи» может также обозначать совокупность форм представления сигнала в данном устройстве, без привязки этих форм к конкретным техническим средствам; применяется при теоретических исследованиях систем. По-видимому, во избежание недоразумений вместо термина «измерительный канал», следует употреблять «измерительная цепь» [1] или «измерительный тракт».

Первый уровень сложности характерен для систем, расстояния между блоками которых не превышают десятков метров. В таких системах могут отсутствовать специальные каналообразующие устройства, т. е. средства связи представляют просто соединительные провода или кабели, влиянием которых на параметры системы обычно пренебрегают. Для этих средств неприменимо понятие канала передачи сигналов измерительной информации и оценка связей проводится по условиям согласования входов и выходов отдельных узлов системы и алгоритмам их совместной работы.

Для промышленных и исследовательских систем, в которых расстояния между первичными преобразователями и регистрирующей аппаратурой доходит до нескольких сот метров (иногда до нескольких километров) характерен второй уровень сложности. Здесь, как правило, применяются устройства согласования измерительных преобразователей с линией связи (передающие или приемные преобразователи), образующие вместе с линией канал передачи сигналов измерительной информации. Для подобных систем иногда применяют термин «дистанционные измерения».

Средства связи систем телеизмерений (телеметрии), применяемые при больших расстояниях (свыше 10 *км*) между устройствами систем или при особо сложных условиях передачи сигналов между ними (биотелеизмерения, геофизические системы и т. д.), относятся к третьему уровню сложности. В таких системах каналы передачи могут иметь очень большое значение даже при несложной общей структуре.

Таким образом, наличие каналов связи (передачи сигналов измерительной информации) не может служить отличительным признаком системы; таким признаком является наличие средств связи, понимаемых в широком смысле.

Классификация средств измерения по функциональным задачам [1] предусматривает промежуточную ступень между прибором и системой — измерительную установку. Попытаемся выделить признаки, позволяющие определять средство измерений в качестве измерительной установки. Очевидно, по сложности измерительная установка занимает промежуточное место между прибором и измерительной системой; в отличие от прибора она представляет собой совокупность средств измерений, а в отличие от измерительных систем не имеет выделенных средств связи и выдает сигналы измерительной информации только в форме, удобной для непосредственного восприятия наблюдателя.

Можно сказать, что измерительная установка, являясь сложным средством измерений, проектируется как система (за исключением синтеза каналов связи), а эксплуатируется как прибор, представляя собой локальное устройство.

При отсутствии каналов связи (первый уровень сложности средств связи) различие между измерительным устройством и измерительной системой определяется в основном сложностью аппаратуры: для систем характерно большое число измерительных цепей или многофункциональность и наличие развитых средств регистрации и обработки.

Другим вспомогательным признаком, отличающим измерительное устройство от измерительной системы, могут служить особенности изготовления средства и его метрологического обслуживания. Сложность ИС, как правило, затрудняет ее изготовление, настройку и проверку на одном заводе, что заставляет в процессе эксплуатации поверять отдельно звенья системы, в то время как измерительная установка изготавливается и проходит настройку на одном предприятии. Это приводит к различию их метрологического обслуживания.

Имея в виду большое значение утверждения понятия «измерительная система», необходимо оценить нижние границы сложности средств измерений, подпадающих под это понятие. Предельным представляется случай наличия двух составляющих звеньев. Естественно, здесь могут возникнуть спорные положения, неясности при определении класса средства. В некоторых случаях возникает необходимость субъективного подхода; однако приведенные выше соображения, по-видимому, достаточны для решения данного вопроса.

Таким образом, измерительная система может быть определена как *совокупность средств измерений (мер, измерительных приборов, измерительных преобразователей, измерительных установок), средств связи и вспомогательных устройств, объединенная общностью цели и предназначенная для получения сигналов измерительной информации.*

ЛИТЕРАТУРА

1. ГОСТ 16263—70. Метрология. Термины и определения. М., 1970.
2. Карандеев К. Б. Измерительные информационные системы и автоматика. Вестник АН СССР, 1961, № 10.
3. Карпюк Б. В., Цапенко М. П. Об измерительных информационных системах. «Автометрия», 1965, № 2.

4. Карандеев К. Б., Цапенко М. П. Измерительные информационные системы. Сб. «Информация и кибернетика». «Наука», 1967.
5. Никольс М. Х., Раух Л. Л. Радиотелеметрия. Изд-во иностр. лит., 1958.
6. Фремке А. В. Телеизмерения. «Высшая школа», 1968.
7. Берталанфи Л. Общая теория систем — критический обзор в сб. «Исследования по общей теории систем», «Мир», 1968.
8. Холл А. Д., Феджин Р. Е. Определение понятия системы. В сб. «Исследования по общей теории систем», «Мир», 1968.
9. Меклер М. И. Состояние и перспективы развития метрологии и измерительной техники в капиталистических странах. «Итоги науки и техники», ВИНИТИ, 1969.
10. Земельман М. А., Кипаренко В. И. Состояние и задачи метрологии измерительных информационных систем. «Автометрия», 1965, № 5.

Поступила в редакцию
25/IV 1971 г.

УДК 621.391.8

Ю. Л. БОРТНЯКОВ
ВНИИМ

К РАСЧЕТУ СМЕШАННЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ПРОЦЕССОВ С ШУМОМ

Рассмотрим классическую схему * смешанной системы. Пусть на вход этой системы воздействует процесс

$$s(t) = b(t) + \xi(t), \tag{1}$$

где $b(t)$ — измеряемый процесс; $\xi(t)$ — помеха.

При заданных характеристиках $b(t)$ и $\xi(t)$ необходимо определить число разрядов квантователя n_0 и длительность кодового символа $\tau_{\text{ио}}$ в канале, минимизирующих дисперсию суммарной погрешности системы D_c.

Аналогичная задача исследовалась в работе А. И. Величкина, где для нормального процесса $s(t)$ для некоторых структурных схем системы получены выражения для D_c. Отметим, что для расчета необходимо точно знать двумерную плотность измеряемого процесса и помехи. На практике двумерная плотность может быть получена только теоретически; как правило, в распоряжении имеются только оценки одномерных плотностей и автокорреляционных функций.

В связи с этим представляет интерес получить приближенные выражения для оценки n_0, $\tau_{\text{ио}}$ и D_c.

Дисперсия суммарной погрешности системы с учетом (1) и в предположении, что

$$M\{b(t)\} = M\{\xi(t)\} = 0,$$

равна

$$D_c = M\{[s(t) - \xi(t) - z(t)]^2\}, \tag{2}$$

где $z(t)$ — процесс на выходе восстанавливающего устройства.

Введем следующие обозначения для вспомогательных процессов (см. рисунок):

$x(t)$ — процесс, получаемый из $s(t)$ путем его дискретизации (без квантования) и восстановления;

$y(t)$ — процесс, получаемый из $s(t)$ после полного квантования (квантование + дискретизация + восстановление).

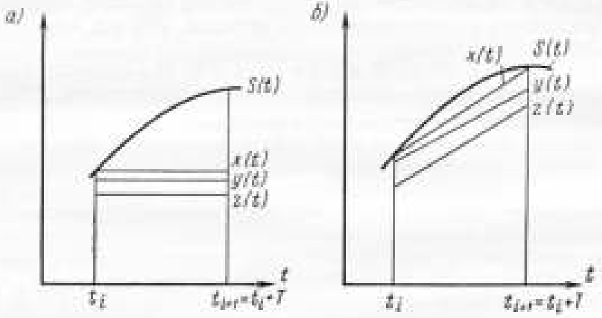
---

* См. А. И. Величкин. Теория дискретной передачи непрерывных сообщений. «Советское радио», 1970.

Тогда выражение (2) можно представить в таком виде:

$$D_c = M\{[s(t) - x(t) + x(t) - y(t) + y(t) - z(t) - \xi(t)]^2\}. \qquad (3)$$

Обозначим:
$\gamma_{д}(t) = s(t) - x(t)$ — погрешность дискретизации;
$\gamma_{к}(t) = x(t) - y(t)$ — погрешность квантования;
$\gamma_{л}(t) = y(t) - z(t)$ — погрешность в линии связи, вызванная искажением символов кода помехой в канале связи.



С учетом этих обозначений перепишем выражение (3)

$$D_c = M\{[\gamma_{к}(t) + \gamma_{д}(t) + \gamma_{л}(t) - \xi(t)]^2\} = D_{к} + D_{д} + D_{л} + D_{\xi} +$$
$$+ 2M\{\gamma_{к}(t)\gamma_{д}(t) + \gamma_{к}(t)\gamma_{л}(t) - \gamma_{к}(t)\xi(t) + \gamma_{д}(t)\gamma_{л}(t) -$$
$$- \gamma_{д}(t)\xi(t) - \gamma_{л}(t)\xi(t)\}, \qquad (4)$$

где $D_{к}$, $D_{д}$, $D_{л}$, D_{ξ} — соответственно дисперсии погрешностей квантования, дискретизации, линии связи и помехи с учетом усреднения по периоду дискретизации T.

Учитывая практическую независимость $\gamma_{к}(t)$ и $\gamma_{л}(t)$ от характеристик процесса $s(t)$ и аддитивного шума $\xi(t)$, можно считать, что

$$D_c = D_{к} + D_{д} + D_{л} + D_{\xi}. \qquad (5)$$

Теперь можно вычислить соответствующие дисперсии. При ступенчатой интерполяции (см. рисунок *а*)

$$D_{к1} = M\{[s_i - y_i]^2\}, \qquad (6)$$

где $s_i = s(t_i) = x(t_i)$, $y_i = y(t_i)$,
т. е. $D_{к}$ не зависит от t и может быть определена так же как и в случае квантования случайной величины. Тогда, выбирая шаг квантования $\delta \ll \sqrt{D_s}$, получим

$$D_{к1} = \frac{\delta^2}{12} = c_0^2 D_s 4^{-n}, \qquad (7)$$

где c_0^2 — можно выбрать, например, из условия

$$\text{Вер}\left\{|s| > \frac{c\sqrt{D_s}}{2}\right\} < \varepsilon, \quad (\varepsilon > 0).$$

Аналогичными рассуждениями можно показать, что

$$D_{д1} = 4D_{др}(1 - 4^{-n}). \qquad (8)$$

Для линейной интерполяции (см. рисунок *б*) имеем:

$$x(t) = \frac{t}{T}(s_{i+1} - s_i) + s_i;$$

$$y(t) = \frac{t}{T}(x_{i+1} - x_i) + x_i;$$

$$D_{к2} = \frac{1}{T}\int_0^T M\{\gamma_к^2(t)\}\,dt = \frac{1}{T}\int_0^T M\{[x(t) - y(t)^2]\}\,dt =$$

$$= \frac{1}{T}\int_0^T M\left\{\left[\frac{t^2}{T^2}(s_{i+1} - x_{i+1})^2 + \left(1 - \frac{t}{T}\right)^2 (s_i - x_i)^2\right]\right\} dt +$$

$$+ \frac{2}{T}\int_0^T M\left\{\frac{t}{T}\left(1 - \frac{t}{T}\right)(s_{i+1} - x_{i+1})(s_i - x_i)\right\} dt. \qquad (9)$$

Так как погрешность квантования $\gamma(t)$ — стационарный процесс, то

$$M\{[s_{i+1} - x_{i+1}]^2\} = M\{[s_i - x_i]^2\} = D_{к1}$$

и первый интеграл в (9) можно преобразовать к виду

$$D_{к1}\frac{1}{T}\int_0^T \left[\frac{t^2}{T^2} + \left(1 - \frac{t}{T}\right)^2\right] dt = \frac{2}{3} D_к.$$

Второй интеграл близок к нулю, так как погрешности $\gamma_к(t_{i+1})$ и $\gamma_к(t_i)$ практически некоррелированы, а их средние равны нулю. Тогда можно считать, что

$$D_{к2} = \frac{2}{3} D_{к1}.$$

С учетом независимости искажений в каждом отсчете можно показать, что

$$D_{л2} = \frac{2}{3} D_{л1}.$$

Полученные результаты показывают, что способ восстановления влияет на величину погрешности квантования и линии связи, однако это влияние несущественно, так как при $D_c < 0{,}1 D_д$ дисперсия погрешности системы определяется в основном величиной $D_д$.

Вычислим дисперсию погрешности дискретизации. Для ступенчатой интерполяции $\gamma_{д1}(t) = s(t) - s(t_i)$; дисперсия после усреднения по множеству и периоду дискретизации

$$D_{д1} = \frac{1}{T}\int_0^T M\{[s(t) - s(t_i)]^2\}\,dt = 2D_s -$$

$$- \frac{2}{T}\int_0^T M\{[b(t) + \xi(t)][b(t_i) + \xi(t_i)]\}\,dt =$$

$$= 2D_s - \frac{2D_в}{T}\int_0^T K_b(t)\,dt - \frac{2D_\xi}{T}\int_0^T K_\xi(t)\,dt, \qquad (10)$$

где $K_b(t)$ и $K_\xi(t)$ — нормированные автокорреляционные функции процесса $b(t)$ и помехи $\xi(t)$.

Для ступенчатой интерполяции со сдвигом на половину шага дискретизации $T/2$ аналогично получим

$$D_{д2} = 2D_s - \frac{4D_в}{T}\int_0^T K_b(t)\,dt - \frac{4D_\xi}{T}\int_0^T K_\xi(t)\,dt. \tag{11}$$

Для линейной интерполяции

$$\gamma_{д3}(t) = s(t) - \frac{t}{T}[s(t_{i+1}) - s(t_i)] - s(t_i)$$

и

$$D_{д3} = \frac{1}{T}\int_0^T M\left\{\left[s(t) - \frac{t}{T}[s(t_{i+1}) - s(t_i)] - s(t_i)\right]^2\right\}dt =$$

$$= \frac{5}{3}D_s - \frac{4D_в}{T}\int_0^T\left(1-\frac{t}{T}\right)K_b(t)\,dt + \frac{D_в K_b(T)}{3} -$$

$$- \frac{4D_\xi}{T}\int_0^T\left(1-\frac{t}{T}\right)K_\xi(t)\,dt + \frac{D_\xi K_\xi(T)}{3}. \tag{12}$$

Для экстраполяции по одной точке

$$\gamma_{д4}(t) = s(t) - a(t)\,s(t_i),$$

где $a(t)$ — детерминированная функция времени, а погрешность

$$D_{д4} = \frac{1}{T}\int_0^T M\{[s(t) - a(t)\,s(t_i)]^2\}\,dt. \tag{13}$$

Минимизируя $D_{д4}$ по $a(t)$, после ряда преобразований получим

$$a(t) = \frac{1}{D_s}[D_в K_b(t) + D_\xi K_\xi(t)]. \tag{14}$$

Раскрывая выражение (13) с учетом (14), находим

$$D_{д4} = D_s - \frac{D_в^2}{TD_s}\int_0^T K_b^2(t)\,dt -$$

$$- \frac{2D_в D_\xi}{TD_s}\int_0^T K_b(t)\,K_\xi(t)\,dt + \frac{D_\xi^2}{TD_s}\int_0^T K_\xi^2(t)\,dt. \tag{15}$$

В практически интересных случаях $D_в \gg D_\xi$, а $K_\xi(t)$ затухает значительно быстрее, чем $K_b(t)$, т. е. шумы более широкополосные, чем сигнал, и можно считать, что $K_\xi(T) \approx 0$. Тогда

$$\int_0^T K_b(t)\,dt \gg \int_0^T K_\xi(t)\,dt$$

и выражения (10)—(12) и (15) примут вид:

$$D_{д1} = 2D_s \left[1 - \frac{1}{T} \int\limits_0^T K_b(t)\, dt \right];$$

$$D_{д2} = 2D_s \left[1 - \frac{2}{T} \int\limits_0^{T/2} K_b(t)\, dt \right];$$

$$D_{д3} = D_s \left[\frac{5}{3} + \frac{1}{3} K_b(T) - \frac{4}{T} \int\limits_0^T \left(1 - \frac{t}{T} \right) K_b(t)\, dt \right];$$

$$D_{д4} = D_s \left[1 - \frac{1}{T} \int\limits_0^T K_b^2(t)\, dt \right].$$

Подставляя полученные выражения для $D_к$, $D_д$ и $D_л$ в (5), получим аналитическую зависимость суммарной погрешности D_c от n и $\tau_и$. Тогда, решая систему

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial D_c}{\partial n} &= 0; \\ \frac{\partial D_c}{\partial \tau_и} &= 0, \end{aligned} \right\}$$

относительно n и $\tau_и$, можно найти значения n_0 и $\tau_{и0}$, минимизирующие D_c.

Интересно отметить, что значения n_0 и $\tau_{и0}$ при сделанных предположениях не зависят от помехи $\xi(t)$. Это значит, что если есть результаты расчета системы на сигнал $s_1(t) = b(t)$, т. е. вычислены n_1, $\tau_{и1}$ и D_{c1}, то для $s(t) = b(t) + \xi(t)$ получим $n_1 = n_0$, $\tau_{и1} = \tau_{и0}$, а $D_c = D_{c1} \dfrac{D_s}{D_b} + D_\xi$.

Выводы

Для вычисления $D_к$ и $D_л$ при передаче непрерывного процесса, смешанного с шумом, можно пользоваться известными выражениями для погрешностей квантования и линии связи при передаче случайной величины. Влиянием вида восстановления на $D_к$ и $D_л$ при вычислении можно пренебречь.

Поступила в редакцию
18/III 1971 г.

УДК 62—791.2 : 621.3.019.3

Е. А. ВЕСЕЛОВ, В. В. ВОЛКОВ, Б. В. ТЮКОВ
ВНИИМ

ОБ ОДНОМ СПОСОБЕ ОЦЕНКИ НАДЕЖНОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

Характерной особенностью исследования надежности сложных систем является невозможность точного определения понятия отказа системы. Для оценки надежности таких систем часто используют зависимости, связывающие показатели эффективности с характеристиками надежности ее блоков. Такой подход пригоден и для оценки надежности многоканальных измерительных систем (МИС). В этом случае можно использовать в качестве показателя надежности функционирования системы математическое ожидание количества потерянной информации $\Delta W(T)$ за время T.

В настоящее время разработана инженерная методика для расчета надежности МИС по показателю $\Delta W(T)$ при следующих предположениях[1]: закон распределения времени между отказами для элементов МИС экспоненциальный; количество информации, поступившей по одному каналу за время T, пропорционально времени исправной работы канала.

Математическое ожидание количества потерянной информации за время T в i-м блоке МИС определяется по формуле

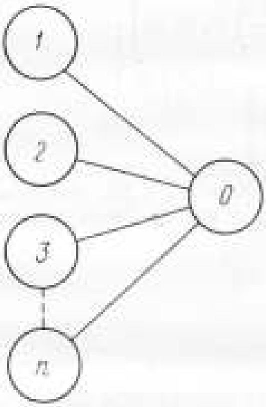


Рис. 1. Характерная комбинация узлов МИС

$$\Delta W_i(T) = a\delta_i \left[T + \frac{1}{\lambda_i}\left(e^{-\lambda_i T} - 1\right)\right. \qquad (1)$$

Для общего количества потерянной информации во всей МИС при допущении, что функция потерь $\Delta W_i(T)$ является аддитивной функцией множества МИС, предлагается следующая оценка:

$$\widetilde{\Delta W}(T) = \sum_{i}^{n} \Delta W_i(T). \qquad (2)$$

Ограничившись тремя членами разложения функции $e^{-\lambda_i T}$ вместо (1) и (2) используем приближенные формулы:

$$\Delta W_i'(T) = \frac{aT^2\delta_i\lambda_i}{2}; \qquad (1а)$$

$$\widetilde{\Delta W}'(T) = \frac{aT^2}{2}\sum_{i=1}^{n} \delta_i\lambda_i, \qquad (2а)$$

где λ_i — интенсивность отказа i-го блока; δ_i — информационный вес блока; n — количество блоков; a — количество информации, поступающей в систему в единицу времени.

Однако допущение об аддитивности функции $\Delta W_i(T)$ вносит погрешность в оценку надежности МИС, что недопустимо для уточненного расчета надежности. Ниже выводится точная формула $\Delta W(T)$ для структур, имеющих иерархическое строение. Такие структуры могут быть представлены в виде комбинации узлов, изображенных на рис. 1. Здесь 1, 2, . . ., n — независимые блоки, регистрирующие соответствующий физический параметр. Отказ одного из n блоков приводит к отказу регистрации соответствующего физического параметра. Блок O является узловым блоком, так как он регистрирует все n физические параметры и отказ его приводит к отказу регистрации всех n физических параметров. Выведем формулу для этого узла.

Предположим, что отказ в O-блоке произойдет в момент времени τ. Тогда до τ потеря информации будет происходить только в 1, 2, . . ., n блоках. Применив операцию математического ожидания для сумм случайных величин, определим потерю информации в этих блоках за время τ

$$\sum_{i=1}^{n} \Delta W_i(T) = a\sum_{i=1}^{n} \delta_i \left[\tau + \frac{1}{\lambda_i}\left(e^{-\lambda_i \tau}\right)\right]. \qquad (3)$$

[1] См. А. Э. Фридман. Зависимость между эффективностью функционирования и надежностью многоканальных измерительных систем. «Измерительная техника», 1969, № 6.

С момента времени τ потеря информации будет происходить только в O-блоке

$$\Delta W_0^{\tau}(T) = a(T-\tau)\sum_{i=1}^{n}\delta_i. \qquad (4)$$

Отсюда общая потеря информации в блоках 0, 1, . . ., n для момента отказа τ

$$\Delta W^{\tau}(T) = \sum_{i=1}^{n}\Delta W_i(\tau) + \Delta W_0^{\tau}(T). \qquad (5)$$

Для любого произвольного момента τ отказа O-блока в заданном промежутке $[0, T]$ потеря информации будет происходить с вероятностью $dq_0(\tau)$, где $q_0(\tau)$ — плотность вероятности отказа O-блока.

Проинтегрировав (5) по $q_0(\tau)$, получим общую ожидаемую потерю информации

$$\Delta W(T) = \int_0^T\left[\sum_{i}^{n}\Delta W_i(\tau) + \Delta W_0^{\tau}(T)\right]\times$$

$$\times\, dq_0(\tau) + \int_T^{\infty}\sum_{i=1}^{n}\Delta W_i(\tau)\, dq_0(\tau). \qquad (6)$$

С учетом приведенных выше допущений имеем

$$dq_0(\tau) = \lambda_0 e^{-\lambda_0\tau}\, d\tau, \qquad (7)$$

где λ_0 — интенсивность отказов O-блока. Подставив в (6) выражения (3), (4) и (7), получим

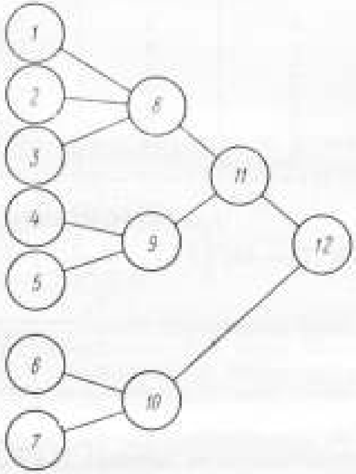


Рис. 2. К расчету структуры МИС

$$\Delta W(T) = \int_0^T\left\{a\sum_{i=1}^{n}\delta_i\left[\tau + \frac{1}{\lambda_i}\left(e^{-\lambda_i\tau}-1\right)\right] + a(T-\tau)\sum_{i=1}^{n}\delta_i\right\}\lambda_0 e^{-\lambda_0\tau}\, d\tau +$$

$$+\int_T^{\infty}\sum_{i}^{n}\delta_i a\left[T - \frac{1}{\lambda_i}\left(1-e^{-\lambda_i T}\right)\right]\lambda_0 e^{-\lambda_0\tau}\, d\tau.$$

После соответствующих преобразований будем иметь

$$\Delta W(T) = a\sum_{i=1}^{n}\delta_i\left[T - \frac{1}{\lambda_0+\lambda_i}\left(1-e^{-(\lambda_0+\lambda_i)T}\right)\right]. \qquad (8)$$

Рассмотрим сходимость (8) в некоторых предельных случаях:

а) $\lambda_i \gg \lambda_0$; $\lambda_0 \to 0$; выражение (8) при этих условиях сходится к правой части выражения (1);

б) $\lambda_0 \gg \lambda_i$; $\lambda_i \to 0$; в этом случае выражение (8) сходится к

$$a\sum_{i=1}^{n}\delta_i\left[T + \frac{1}{\lambda_0}\left(e^{-\lambda_0 T}-1\right)\right].$$

Таким образом, формула (8) в предельных случаях согласуется с формулами существующей методики.

Применяя последовательно формулу (8), можем рассчитать $\Delta W(T)$ в целом для любой МИС.

Для примера рассчитаем $\Delta W\ (T)$ для МИС, изображенной на рис. 2; исходные данные для расчета приведены в таблице.

Номер блока (рис. 2)	Интенсивность отказов блока $\lambda_i \cdot 10^{-4}$ 1/ч	Информационный вес блока δ_i	Номер блока (рис. 2)	Интенсивность отказов блока $\lambda_i \cdot 10^{-4}$ 1/ч	Информационный вес блока δ_i
1	2	0,1	*7*	7	0,15
2	4	0,15	*8*	15	0,3
3	3	0,05	*9*	20	0,4
4	1	0,1	*10*	10	0,3
5	6	0,3	*11*	25	0,7
6	5	0,15	*12*	10	1,0

Примечание: $T = 1000$ ч.

Используя формулу (8), (2) и (2а), определим:

$$\Delta W\ (T) = a\delta_1 \left[T - \frac{1}{\lambda_1 + \lambda_8 + \lambda_{11} + \lambda_{12}}\left(1 - e^{-(\lambda_1+\lambda_8+\lambda_{11}+\lambda_{12})\,T}\right)\right] +$$
$$+ a\delta_2 \left[T - \frac{1}{\lambda_2 + \lambda_8 + \lambda_{11} + \lambda_{12}}\left(1 - e^{-(\lambda_2+\lambda_8+\lambda_{11}+\lambda_{12})\,T}\right)\right] +$$
$$+ a\delta_3 \left[T - \frac{1}{\lambda_3 + \lambda_8 + \lambda_{11} + \lambda_{12}}\left(1 - e^{-(\lambda_3+\lambda_8+\lambda_{11}+\lambda_{12})\,T}\right)\right] +$$
$$+ a\delta_4 \left[T - \frac{1}{\lambda_4 + \lambda_9 + \lambda_{11} + \lambda_{12}}\left(1 - e^{-(\lambda_4+\lambda_9+\lambda_{11}+\lambda_{12})\,T}\right)\right] +$$
$$+ a\delta_5 \left[T - \frac{1}{\lambda_5 + \lambda_9 + \lambda_{11} + \lambda_{12}}\left(1 - e^{-(\lambda_5+\lambda_9+\lambda_{11}+\lambda_{12})\,T}\right)\right] +$$
$$+ a\delta_6 \left[T - \frac{1}{\lambda_6 + \lambda_{10} + \lambda_{12}}\left(1 - e^{-(\lambda_6+\lambda_{10}+\lambda_{12})\,T}\right)\right] +$$
$$+ a\delta_7 \left[T - \frac{1}{\lambda_7 + \lambda_{10} + \lambda_{12}}\left(1 - e^{-(\lambda_7+\lambda_{10}+\lambda_{12})\,T}\right)\right]; \qquad (9)$$

$$\Delta\widetilde{W}\ (T) = a \sum_{i=1}^{12} \delta_i \left[T - \frac{1}{\lambda_i}\left(1 - e^{-\lambda_i T}\right)\right]; \qquad (10)$$

$$\Delta\widetilde{W}'\ (T) = \frac{aT^2}{2} \sum_{i=1}^{12} \delta_i \lambda_i. \qquad (11)$$

Подставив в выражение (9), (10), (11) соответствующие данные из таблицы, получим

$$\Delta W\ (T) = a \cdot 724{,}5;$$
$$\Delta\widetilde{W}\ (T) = a \cdot 1430{,}45;$$
$$\Delta\widetilde{W}'\ (T) = a \cdot 2380{,}5.$$

Используя формулы (2) и (2а), оценим относительную погрешность

$$\delta = \frac{\Delta\widetilde{W}\ (T) - \Delta W\ (T)}{\Delta W\ (T)} = 0{,}974;$$

$$\delta' = \frac{\Delta\widetilde{W}'\ (T) - \Delta W\ (T)}{\Delta W\ (T)} = 2{,}290.$$

Таким образом, с помощью зависимости (8) может быть произведена точная оценка доли теряемой информации в МИС из-за ненадежности ее элементов. Как показывает пример, использование формул (1а) и (2а) приводит к существенному занижению оценки надежности МИС, и поэтому их целесообразно применять лишь при грубых, ориентировочных оценках надежности МИС.

Поступила в редакцию
10/IV 1971 г.

УДК 621.391.8 : 519.27

Г. Ю. АВЕРБУХ, Э. С. КАТАШКОВ, Ю. Л. РОЗОВ
ВНИИМ

ВЛИЯНИЕ НЕПОЛНОТЫ СВЕДЕНИЙ О СТАТИСТИЧЕСКИХ СВОЙСТВАХ СИГНАЛОВ НА ВЫБОР ИНТЕРВАЛА ДИСКРЕТИЗАЦИИ ПРИ ИССЛЕДОВАНИИ СЛУЧАЙНЫХ ПРОЦЕССОВ

При исследовании непрерывных сигналов, являющихся случайными функциями времени, частота дискретизации сигнала определяется (без учета чисто технических ограничений) следующими основными факторами: а) параметрами процесса, интересующими исследователя; б) статистическими свойствами сигналов; в) выбранным критерием оценки точности.

Обычно интервал дискретизации выбирается из условия необходимости последующего воспроизведения процесса, что, с одной стороны, не ограничивает общности рассуждений, а с другой — позволяет впоследствии решать широкий круг задач, связанных с выделением требуемых параметров с заданной точностью.

В работах [1, 2] показано, что если в качестве критерия точности восстановления стационарного случайного процесса выбрана среднеквадратическая погрешность, то необходимый интервал дискретизации может быть определен на основе корреляционной функции сигнала, причем для каждого вида корреляционной функции существует оптимальный (или практически оптимальный) способ интерполяции, а при наличии помех и оптимальный интервал дискретизации.

Однако во многих практических задачах статистические характеристики измеряемых сигналов определяются весьма приближенно; в этом случае погрешность их определения существенно влияет на выбор интервала дискретизации.

Погрешность определения корреляционной функции вызывается тем, что:

а) корреляционная функция стационарного случайного процесса определяется на основе обработки конечного отрезка реализации измеряемого сигнала $x(t)$ длиной $T_в$ или по конечному числу точек N;

б) исследуемый стационарный процесс не является эргодическим, т. е. параметры корреляционной функции меняются от реализации к реализации;

в) исследуемый процесс не стационарен.

В настоящей работе рассматриваются различные способы определения интервала дискретизации при неэргодичности исследуемых процессов.

Известно, что при интерполяции полиномами Лагранжа результат интерполирования $y(t)$ в любой момент времени $t = nT + \varepsilon T$ (где T — интервал дискретизации; $0 \leqslant \varepsilon \leqslant 1$; n — целое число) может быть записан как

$$y(nT + \varepsilon T) = \sum_{i=-m+1}^{m} a_i(\varepsilon)\, x[(i+n)T], \tag{1}$$

где $a_i(\varepsilon)$ — коэффициенты полиномов Лагранжа; $2m - 1$ — степень интерполяционного полинома; $x(nT + iT)$ — значения измеряемого сигнала в дискретные моменты времени.

Дисперсия погрешности интерполяции в этом случае является периодической функцией времени, обращающейся в нуль в моменты поступления дискретных данных $t = kT$. При симметричных способах интерполяции ее максимальное значение $\left(\text{соответствующее моменту времени } kT + \frac{1}{2}T\right)$ может быть записано в таком виде [1]:

$$\sigma^2_{\varepsilon\,\max} = \sigma^2_\varepsilon\left(\frac{1}{2}T\right) = \sum_{i,\, j=-m+1}^{m}\sum a_i\left(\frac{T}{2}\right) a_j\left(\frac{T}{2}\right) R_{xx}\left[(i-j)\,T\right] +$$

$$+ R_{xx}(0) - 2\sum_{i=-m+1}^{m} a_i R_{xx}\left[\left(i + \frac{1}{2}T\right)\right], \qquad (2)$$

где R_{xx} — автокорреляционная функция восстанавливаемого сигнала.

При достаточно малых значениях T (и не очень высоких степенях интерполирующих полиномов) в выражении (2) может быть использована степенная аппроксимация, в результате которой [4]

$$\sigma^2_{\varepsilon\,\max} = kT^n, \qquad (3)$$

где коэффициенты k и n определяются статистическими свойствами сигнала и выбранным способом интерполяции. В частности, для линейной интерполяции ($a_0 = 1 - \varepsilon$; $a_1 = \varepsilon$; $a_i = 0$ при $i \neq 0$; 1) при спектральной плотности вида

$$S_{xx}(\omega) = \frac{2A^2\alpha}{\alpha^2 + \omega^2} \quad k = \frac{1}{2}A^2\alpha; \quad n = 1.$$

а при $S_{xx}(\omega) = \dfrac{2A^2\alpha\beta}{(\alpha^2 + \omega^2)(\beta^2 + \omega^2)} \quad k = \dfrac{1}{24}\alpha\beta(\alpha + \beta); \quad n = 3.$

Задаваясь допустимой погрешностью воспроизведения и алгоритмом интерполяции и пользуясь формулами (2) или (3), можно рассчитать допустимый интервал дискретизации T при условии, что статистические характеристики процесса известны. Однако если аналитический вид этих характеристик, как правило, может быть предсказан, исходя из физических соображений, то конкретные значения параметров спектра обычно неизвестны и могут быть распределены в достаточно широком диапазоне.

Рассмотрим некоторые возможные случаи выбора интервала дискретизации при использовании неполной априорной информации о процессе. Пусть измеряется стационарный случайный процесс $x(t)$ со спектральной плотностью $S_{xx}(\omega)$, причем параметры спектра (все или часть из них) меняются от реализации к реализации.

Диапазон изменения и закон распределения этих параметров будем считать заданным. В тех случаях, когда закон распределения оцениваемых параметров неизвестен, его следует считать равномерным во всем диапазоне [5]. В соответствии с (3) интервал дискретизации, необходимый для последующего воспроизведения i-й реализации случайного процесса $x(t)$ с заданной точностью, определяется по формуле

$$T_i = \sqrt[n_i]{\frac{\Delta^2_{\text{доп}}}{k_i}}, \qquad (4)$$

где $\Delta_{\text{доп}} = \sigma_{\varepsilon\,\max}$ — допустимая среднеквадратическая погрешность интерполяции.

Обозначим предельные значения коэффициента k_i через $k_{\max}$ и $k_{\min}$, а показатель n будем считать постоянным ($n_i = n = \text{const}$) для заданного множества реализаций. Это соответствует предположению о том, что аналитический вид статистических характеристик известен с точностью до параметров и для всех реализаций данного ансамбля используется один и тот же алгоритм интерполяции.

Наиболее распространенными способами выбора интервала дискретизации являются:

1) по «максимуму», т. е. в расчете на самый неблагоприятный случай

$$T_{\min} = \sqrt[n]{\frac{\Delta^2_{\text{доп}}}{k_{\max}}}; \tag{5}$$

2) по среднему значению параметра

$$T_0 = \sqrt{\frac{\Delta^2_{\text{доп}}}{k_0}}; \quad k_0 = M\{k_i\}; \tag{6}$$

3) $$T_{\text{ср}} = M\{T_i\} = \int\limits_{-\infty}^{\infty} T f(T)\, dT. \tag{7}$$

В последнем случае за интервал дискретизации принимается среднее значение всех возможных значений T_i; плотность распределения $f(T)$ вычисляется на основе закона распределения параметра k как плотность распределения функции случайного аргумента [4].

Целесообразно оценить возможные потери в точности γ и избыточность λ, связанные с применением каждого из этих способов. Под потерей в точности будем понимать отношение дисперсии погрешности интерполяции i-й реализации при выбранном интервале дискретности $T_{\text{выбр}}$ к допустимой погрешности

$$\gamma_i = \frac{\sigma^2_\varepsilon\left(T_{\text{выбр}}, k_i, n\right)}{\Delta^2_{\text{доп}}}. \tag{8}$$

Избыточностью измерения данной реализации будем называть отношение интервала дискретизации, необходимого для воспроизведения этой реализации с заданной точностью, к выбранному интервалу дискретизации, т. е.

$$\lambda_i = T_i / T_{\text{выбр}}. \tag{9}$$

Исходя из практических соображений, можно выбрать следующие обобщенные характеристики:

а) максимальная потеря в точности

$$\gamma_{\max} = \frac{\sigma^2_\varepsilon\left(n, T_{\text{выбр}}, k_{\max}\right)}{\Delta^2_{\text{доп}}}; \tag{10}$$

б) потеря в точности в среднем

$$\gamma_{\text{ср}} = M\{\gamma_i\} = \frac{M\{\sigma^2_{\varepsilon x}\left(k_i, n, T_{\text{выбр}}\right)}{\Delta^2_{\text{доп}}}; \tag{11}$$

в) максимальная избыточность

$$\lambda_{\max} = T_{\max} / T_{\text{выбр}}; \tag{12}$$

г) средняя избыточность

$$\lambda_{\text{ср}} = M\{\lambda_i\} = \frac{M\{T_i\}}{T_{\text{выбр}}} = \frac{T_{\text{ср}}}{T_{\text{выбр}}}. \tag{13}$$

В качестве примера рассмотрим процесс с корреляционной функцией $R_{xx} = D_x e^{-\alpha|\tau|}$. Тогда оптимальной является линейная интерполяция [1] и $k = \frac{1}{2} D_x \alpha$, $n = 1$. Пусть D_x и α — независимые случайные величины, распределенные равномерно в диапазонах $[D_{\min}, D_{\max}]$; $[\alpha_{\min}, \alpha_{\max}]$. Плотность распределения интервала дискретизации T_i, обеспечивающего выполнение условия (4), имеет вид

$$f(T) = \begin{cases} 0 & \text{при } T \leqslant \dfrac{2\Delta_{\text{доп}}}{D_{\max}\alpha_{\max}} \\ \dfrac{2\Delta_{\text{доп}}}{T^2} \cdot \dfrac{\ln D_{\max}\alpha_{\max} - \ln 2\Delta + \ln T}{(D_{\max} - D_{\min})(\alpha_{\max} - \alpha_{\min})} & \text{при } \dfrac{2\Delta_{\text{доп}}}{D_{\max}\alpha_{\max}} \leqslant T \leqslant \dfrac{2\Delta_{\text{доп}}}{D_{\max}\alpha_{\min}} \\ \dfrac{2\Delta_{\text{доп}}}{T^2} \cdot \dfrac{\ln \alpha_{\max} - \ln \alpha_{\min}}{(D_{\max} - D_{\min})(\alpha_{\max} - \alpha_{\min})} & \text{при } \dfrac{2\Delta_{\text{доп}}}{D_{\max}\alpha_{\min}} \leqslant T \leqslant \dfrac{2\Delta_{\text{доп}}}{D_{\min}\alpha_{\max}} \\ \dfrac{2\Delta_{\text{доп}}}{T^2} \cdot \dfrac{\ln 2\Delta - \ln D_{\min}\alpha_{\min} - \ln T}{(D_{\max} - D_{\min})(\alpha_{\max} - \alpha_{\min})} & \text{при } \dfrac{2\Delta_{\text{доп}}}{D_{\min}\alpha_{\max}} \leqslant T \leqslant \dfrac{2\Delta_{\text{доп}}}{D_{\min}\alpha_{\min}} \\ 0 & \text{при } T \geqslant \dfrac{2\Delta_{\text{доп}}}{D_{\min}\alpha_{\min}} \end{cases} \tag{14}$$

а среднее значение интервала дискретизации

$$T_{\text{ср}} = \frac{2\Delta_{\text{доп}} \ln \dfrac{D_{\max}}{D_{\min}} \ln \dfrac{\alpha_{\max}}{\alpha_{\min}}}{(D_{\max} - D_{\min})(\alpha_{\max} - \alpha_{\min})}. \tag{15}$$

Введя обозначение $D_{\max}/D_{\min} = p$; $\alpha_{\max}/\alpha_{\min} = q$, получим формулы для оценки избыточности λ и потери в точности γ (см. таблицу). На рис. 1 приведены зависимости γ и λ, построенные при различных способах выбора интервала ди-

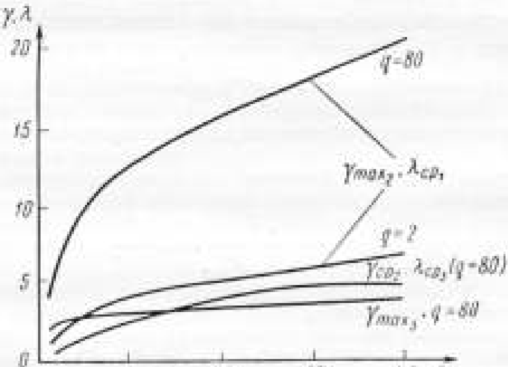


Рис. 1. Показатели точности и избыточности при осредненном подходе

скретизации T для $D_{\max}/D_{\min}$ и $\alpha_{\max}/\alpha_{\min}$, лежащих в диапазоне 2—80. Как видно, выбор минимального интервала дискретизации, обеспечивающего гарантированную точность воспроизведения всех реализаций, дает среднюю избыточность измерений $\lambda_{\text{ср}} > 18$ (при p, $q = 80$). При выборе интервала дискретизации $T_{\text{ср}}$, т. е. при проведении измерений в среднем без избыточности, максимальная потеря в точности $\gamma_{\max} > 18$, а потери в среднем не превосходят

Избыточность, потери в точности	Выбранный интервал дискретизации		
	$T_{\min}$	$T_{ср}$	$T_в$
$\nu_{\max}$	1	$\dfrac{\ln p \ln q}{\left(1-\frac{1}{p}\right)\left(1-\frac{1}{q}\right)}$	$\dfrac{4}{\left(1+\frac{1}{p}\right)\left(1+\frac{1}{q}\right)}$
$\nu_{ср}$	<1	$\dfrac{\ln p \ln q\left(1+\frac{1}{p}\right)\left(1+\frac{1}{q}\right)}{4\left(1-\frac{1}{p}\right)\left(1-\frac{1}{q}\right)}$	1
$\lambda_{ср}$	$\dfrac{\ln p \ln q}{\left(1-\frac{1}{p}\right)\left(1-\frac{1}{q}\right)}$	1	$\dfrac{\left(1+\frac{1}{p}\right)\left(1+\frac{1}{q}\right)\ln p \ln q}{4\left(1-\frac{1}{p}\right)\left(1-\frac{1}{q}\right)}$
$\lambda_{\min}$	pq	$\dfrac{(p-1)\ (q-1)}{\ln p \ln q}$	$\dfrac{(p+1)\ (q+1)}{4}$

4,5 при тех же предельных параметрах (p, $q = 80$). И, наконец, при выборе интервала дискретизации $T_в$, обеспечивающего измерение в среднем без потери в точности, средняя избыточность не превосходит 4,5, а максимальная потеря в точности — не более 4.

Очевидно, любой способ выбирается, исходя из конечной цели исследования, на основе которой может быть сформулирован обобщенный критерий, учитывающий компромисс между точностью и избыточностью.

В тех случаях, когда потери в точности недопустимы, а значительная избыточность нежелательна, интервал дискретизации может выбираться для каждой реализации путем предварительной оценки неизвестных параметров процесса.

Пусть процесс $x(t)$ является стационарным, но неэргодическим по дисперсии, причем значения последней предварительно определяются обработкой отрезка реализации длиной T_1. При этом для каждой i-й реализации имеем не саму дисперсию D_{x_i}, а ее оценку $\widetilde{D}_{x_i}$, так что

$$D_{x_i} = \widetilde{D}_{x_i} + \Delta D_{x_i}, \tag{16}$$

где ΔD_{x_i} — погрешность определения дисперсии.

Тогда дисперсию погрешности интерполяции можно записать в виде суммы

$$\sigma^2_{\varepsilon\max} = \widetilde{\sigma}^2_{\varepsilon\max} + \Delta\sigma^2_{\varepsilon\max}, \tag{17}$$

где

$$\widetilde{\sigma}^2_{\varepsilon\max} = \widetilde{D}_{x_i} k' T^n;$$

$$\Delta\sigma^2_{\varepsilon\max} = \Delta D_{x_i} k' T^n;$$

$$k' = \frac{k_i}{D_{x_i}}.$$

Математическое ожидание оценки дисперсии погрешности интерполяции в соответствии с (17)

$$M\{\sigma^2_{\varepsilon\,\max}\} = \sigma^2_{\varepsilon\,\max} - M\{\Delta\sigma^2_{\varepsilon\,\max}\}, \tag{18}$$

где
$$M\{\Delta\sigma^2_{\varepsilon\,\max}\} = k' T^n M\{\Delta D_{x_i}\}.$$

Если основная погрешность определения дисперсии процесса связана с конечностью интервала предварительной обработки T_1, т. е. можно считать

$$\tilde{D}_{x_i} = \frac{1}{T_1}\int\limits_0^{T_1} [x(t) - M(x)]^2\, dt, \tag{19}$$

то оценка дисперсии погрешности интерполяции является несмещенной, а разброс оценки σ^2_ε относительно ее математического ожидания можно характеризовать дисперсией

$$D\{\Delta\sigma^2_\varepsilon\} = (k')^2 T^{2n} D\{\Delta D_{x_i}\}. \tag{20}$$

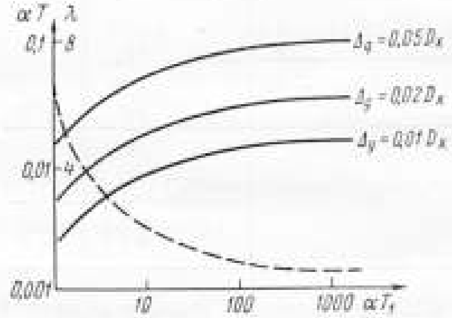


Рис. 2. К выбору интервала дискретизации при предварительном определении дисперсии процесса

Подставив (20) в (19) и с учетом [3], получим

$$D\{\Delta\sigma^2_\varepsilon\} = \frac{4(k')^2T^{2n}}{T_1}\int\limits_0^{T_1}\left(1 - \frac{\tau}{T_1}\right) R^2_{xx}(\tau)\, d\tau \approx \frac{4k^2T^{2n}}{T_1}\int\limits_0^{T_1} R^2_{xx}(\tau_1)\, d\tau_1. \tag{21}$$

Зная максимально допустимую среднеквадратическую погрешность интерполяции $\Delta_{доп}$ и пользуясь «критерием 3σ», можно утверждать, что

$$\sigma^2_{\varepsilon\,\max} + 3\sqrt{D\{\Delta\sigma^2_{\varepsilon\,\max}\}} \leqslant \Delta^2_{доп}. \tag{22}$$

Неравенство (22) может быть использовано для определения максимального интервала дискретизации T при фиксированном значении T_1 и наоборот. Для рассмотренного выше примера, когда в качестве алгоритма восстановления выбрана линейная интерполяция, выражение (20) примет вид:

$$\sigma^2_{\varepsilon\,\max}(T_1, T) = \frac{1}{2}\tilde{D}_x \alpha T\left(1 + 3\sqrt{\frac{2}{\alpha T_1}}\right) \leqslant \Delta^2_{доп}. \tag{23}$$

Кривые зависимостей $\alpha T\,(\alpha T_1)$, построенные на основании (23) при различных значениях $\Delta_{доп}$, приведены на рис. 2 (сплошные линии). Избыточность, получаемая за счет погрешности определения дисперсии реализации

$$\lambda_i(\alpha T_1) = \frac{T(\tilde{D}_{x_i}, T_1)}{T(D_{x_i})}, \tag{24}$$

где $T(\tilde{D}_{x_i}, T_1)$ — интервал дискретизации, определяемый по формуле (23) или по графику рис. 2; $T(D_{x_i})$ — интервал дискретизации, определяемый при точно известных статистических характеристиках [1], практически не зависит от заданной погрешности воспроизведения и определяется временем предварительной обработки. Зависимость $\lambda\,(\alpha T_1)$ показана на рис. 2 штриховой линией.

Из рассмотрения рис. 2 следует, что увеличение времени предварительной обработки становится неэффективным после 10—20 интервалов корреляции: уже при $\alpha T_1 = 10$ избыточность равна 2, а десятикратное увеличение длины реализации дает $\lambda = 1{,}2$.

Естественно, предварительное определение параметров случайного процесса приводит к усложнению измерительной аппаратуры. Возможность применения этого способа зависит также от длительности имеющихся реализаций. Поэтому во многих случаях более целесообразным оказывается использование одного из указанных выше осредненных подходов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Розов Ю. Л., Челпанов И. Б. О погрешности интерполяции случайной функции по дискретным данным. «Измерительная техника», 1968, № 2.
2. Розов Ю. Л., Тихонов О. Н., Челпанов И. Б. О выборе оптимального способа интерполяции и оптимального интервала дискретности. «Автометрия», 1968, № 5.
3. Лившиц Н. А., Пугачев В. Н. Вероятностный анализ систем автоматического управления. «Советское радио», 1963.
4. Мирошник С. Е. Оптимальное квантование по времени при опросе группы датчиков. «Автоматика и вычислительная техника», 1969, № 6.
5. Ли Р. Оптимальные оценки, определение характеристик и управление. «Наука», 1966.

Поступила в редакцию
10/IV 1971 г.

УДК 621.391.81

Ф. Ф. ДОРФМАН, Э. А. СААКЯН

ТБИЛИССКИЙ ФИЛИАЛ ВНИИМ

ОБ ЭКСПРЕСС-АНАЛИЗЕ ПАРАМЕТРОВ ЗАКОНОВ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ПО КРИТЕРИЮ КОЛМОГОРОВА

Экспериментальное определение и экспресс-анализ параметров законов распределения случайных процессов представляет интерес при изучении характеристик измерительных устройств статистическими методами.

Анализ эмпирического распределения может быть проведен по одному из критериев согласия при достаточно полной информации о законе распределения. При этом гипотеза о том, что данный закон распределения сходится к гипотетическому закону проверяется общеизвестными методами [1]. В отличие от этих методов экспресс-анализ предусматривает анализ не после получения всех выборочных значений, а в процессе их поступления. Особенностью анализа такого вида является отсутствие априорной информации о параметрах распределения $F_1^*(x)$ [1] — эмпирической функции. Кроме того, при экспресс-анализе невозможно предварительно отбросить точки, которые появились в результате сбоя аппаратуры, получающей $F_1^*(x)$.

Все эти вопросы потребовали нового подхода к применению критерия согласия при экспресс-анализе параметров законов распределения.

---

[1] В дальнейшем под законом распределения $F^*(x)$ будем понимать обратный закон распределения, обычно получаемый аппаратурно.

Ниже рассматривается один из методов экспресс-анализа параметров одномерных законов распределения на базе критерия согласия Колмогорова. Согласно этому критерию количественной мерой соответствия эмпирического $F_1^*(x)$ и гипотетического $F_1(x)$ законов служит максимум по всем значениям x модуля отклонения $F_1^*(x)$ от $F_1(x)$, т. е.

$$\Delta = \max_x \left| F_1^*(x) - F_1(x) \right|. \tag{1}$$

По теореме Колмогорова [2], при соблюдении непрерывности $F_1(x)$ и объеме выборки $N \to \infty$

$$P\{\Delta \sqrt{N} < z\} \to K(z) = \begin{cases} 0 \text{ при } z \leqslant 0 \\ \sum\limits_{k=-\infty}^{\infty} (-1)\, e^{k-2k^2z^2} \text{ при } z > 0. \end{cases} \tag{2}$$

Задаваясь уровнем значимости

$$\alpha = 1 - K(z) = 1 - K\left(\Delta\alpha \sqrt{N}\right), \tag{3}$$

по таблице значений $1 - K(z)$ [2] можно найти z_α и при заданном N вычислить

$$\Delta_\alpha = z_\alpha / \sqrt{N}. \tag{4}$$

При этом правило проверки гипотезы, как известно, заключается в следующем. Если для наблюдаемой выборки $\Delta > \Delta_\alpha$, то гипотеза о том, что выборка подчинена гипотетическому закону распределения отвергается; если же $\Delta < \Delta_\alpha$, то гипотеза принимается. Это означает, что все точки эмпирической функции $F_1^*(x)$ лежат в коридоре $\left(F_1(x) - \Delta_\alpha;\ F_1(x) + \Delta_\alpha\right)$, т. е. выполняется условие (см. рис. 1)

$$F_1(x) - \Delta_\alpha < F_1^*(x) < F_1(x) + \Delta_\alpha. \tag{5}$$

Отсюда вытекает правило проверки гипотезы при последовательном анализе точек $F_1^*(x)$. Каждое значение $F_1^*\left(x_i\right)$, полученное в процессе эксперимента, сравнивается с соответствующей точкой $F_1(x_i)$.

Если при всех значениях аргумента выполняется неравенство

$$a_i = \left| F_1^*\left(x_i\right) - F_1\left(x_i\right) \right| < \Delta_\alpha, \tag{6}$$

то гипотеза верна.

Однако, если применить критерий Колмогорова в существующем виде, то из соотношений (5) и (6) видно, что гипотеза должна быть отвергнута по одной лишь точке, вышедшей за пределы указанного коридора. При этом вероятность отбрасывания верной гипотезы, т. е. вероятность ошибки первого рода, будет равна уровню значимости. Уменьшить эту ошибку можно за счет увеличения коридора, так как из таблицы значений функции $1 - K(z)$ видно, что с увеличением z значения этой функции уменьшаются. Но расширение коридора приводит к увеличению вероятности принятия неверной гипотезы, т. е. к ошибке второго рода. Кроме того, как будет показано ниже, при параллельном анализе по нескольким кривым одного и того же закона, отличающегося параметрами, увеличение коридора приводит к неоднозначности определения параметров.

В предлагаемом методе проверка гипотезы ведется не по одной, а по нескольким точкам, вышедшим за пределы коридора.

Для получения зависимости между вероятностью ошибки при выбранном коридоре и числом следующих подряд точек и вышедших за границы коридора используем соотношения между вероятностными характеристиками случайных выбросов.

Пусть $X(t)$ — дифференцируемый случайный процесс, a — некоторое значение уровня функции $X(t)$, выбросы за который нас интересуют. В работе [3] показано, что среднее время пребывания случайной функции выше уровня a за время анализа T

$$\bar{t}_a = \int_0^T \int_a^\infty f(x/t)\, dx\, dt, \tag{7}$$

где $f(x/t)$ — плотность распределения ординат случайной функции $X(t)$.

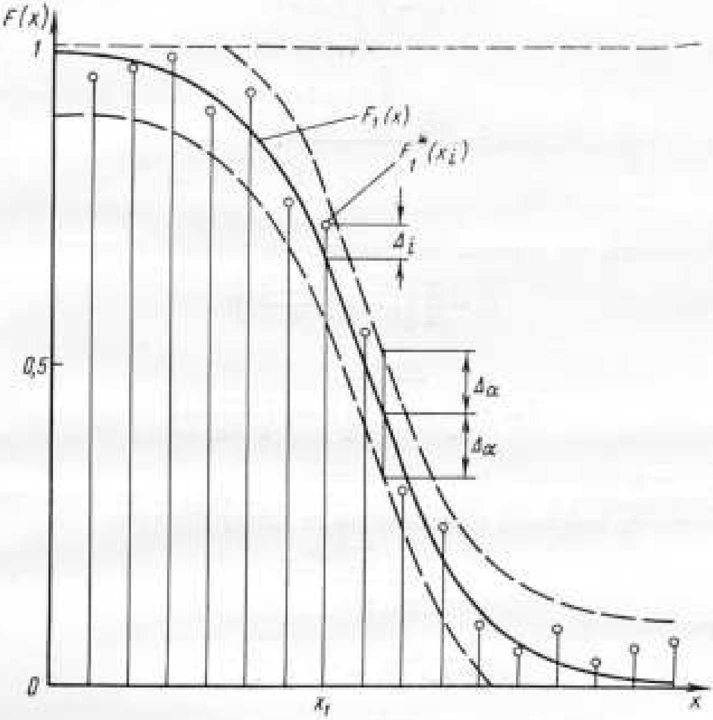


Рис. 1. К анализу по критерию согласия Колмогорова

Среднее число выбросов в течение времени T

$$\bar{n}_a = \int_0^T \int_0^\infty v f(a, v/t)\, dv\, dt, \tag{8}$$

где v — значение производной случайной функции $X(t)$ (скорости изменения ее ординат); $f(x, v/t)$ — двумерный закон распределения ординат и скоростей; $f(a, v/t) = f(x, v/t)\big|_{x=a}$.

Исходя из (7) и (8), средняя продолжительность выброса

$$\bar{\tau} = \frac{\bar{t}_a}{\bar{n}_a} \frac{\int_0^T \int_a^\infty f(x/t)\, dx\, dt}{\int_0^T \int_0^\infty v f(a, v/t)\, dv\, dt}. \tag{9}$$

Для стационарных процессов плотность распределения ординат и скоростей $f(x, v/t)$ не зависит от времени. Поэтому

$$\bar{l}_a = T\int\limits_a^{\infty} f(x)\,dx; \qquad (10)$$

$$\bar{n}_a = T\int\limits_0^{\infty} f(a, v); \qquad (11)$$

$$\bar{\tau} = \frac{\bar{l}_a}{\bar{n}_a}\frac{\int\limits_a^{\infty} f(x)\,dx}{\int\limits_0^{\infty} f(a, v)\,dv}. \qquad (12)$$

В частности, для нормального процесса, как показано в работе [3],

$$\bar{l}_a = \frac{T}{2}\left[1 - \Phi\left(\frac{a-\bar{x}}{\sigma_x}\right)\right]; \qquad (13)$$

$$\bar{\tau} = \pi\frac{\sigma_x}{\sigma_v}e^{\frac{(a-\bar{x})^2}{2\sigma_x^2}}\left[1 - \Phi\left(\frac{a-\bar{x}}{\sigma_x}\right)\right], \qquad (14)$$

где $\Phi(x)$ — интегральная функция Лапласа.

При допущении малой вероятности события выброса за заданный уровень a вероятность P_m появления выброса m раз по закону Пуассона

$$P_m = \frac{\bar{n}_a^m}{m!}e^{-\bar{n}_a}, \qquad (15)$$

а одного выброса

$$P_1 = \bar{n}_a e^{-\bar{n}_a} = \frac{\bar{l}_a}{\bar{\tau}}e^{-\frac{\bar{l}_a}{\bar{\tau}}}. \qquad (16)$$

Подставляя (13) в (16), получим

$$P_1 = \frac{T\left[1 - \Phi\left(\frac{a-\bar{x}}{\sigma_x}\right)\right]}{2\bar{\tau}}\exp\left\{-\frac{T\left[1 - \Phi\left(\frac{a-\bar{x}}{\sigma_x}\right)\right]}{2\bar{\tau}}\right\}. \qquad (17)$$

Формула (17) дает искомую зависимость между вероятностью и длительностью одного выброса.

Проследим изменение вероятности ошибки при анализе параметров закона распределения по критерию Колмогорова, если проверка гипотезы ведется не по одноточечному, а по многоточечному выбросу. Здесь и далее рассматривается зависимость вероятности ошибки от одного многоточечного выброса, так как проверка гипотезы по критерию Колмогорова базируется лишь на одном выбросе.

В данном случае функция $F_1^*(x)$ имеет математическое ожидание $F_1(x)$. Для проверки гипотезы необходимо, чтобы коридор шириной $2\Delta_a$ оставался постоянным для всех значений x. Кроме того, если гипотеза верна, то это значит, что выбросы за пределы коридора — события редкие и независимые. Предположив, что $F_1^*(x)$ распределена в коридоре нормально, можно сделать заключение, что требования, необходимые для выполнения зависимости (17), удовлетворены.

При дискретном анализе функций распределения вместо временных характеристик T и τ будем пользоваться понятиями общее число точек и число следующих подряд точек, вышедших за границу коридора.

Пусть число уровней анализа n (число точек, приходящих с анализатора распределения вероятностей), количество точек в одном выбросе m, тогда среднее число выбросов

$$\bar{k} = n\left[1 - \Phi\left(\frac{\Delta_a}{\sigma_{F_1(x)}}\right)\right]. \tag{18}$$

Здесь σ_x заменен на $\sigma_{F_1(x)}$, так как рассматривается не функция $X(t)$, а функция $F_1(x)$.

Вероятность выброса из m точек

$$P = \frac{n\left[1 - \Phi\left(\frac{\Delta_a}{\sigma_{F_1(x)}}\right)\right]}{m} \exp\left\{-\frac{n\left[1 - \Phi\left(\frac{\Delta_a}{\sigma_{F_1(x)}}\right)\right]}{m}\right\}. \tag{19}$$

Обозначим постоянную

$$n\left[1 - \Phi\left(\frac{\Delta_a}{\sigma_{F_1(x)}}\right)\right] = A. \tag{20}$$

Тогда

$$P = \frac{A}{m} e^{-\frac{A}{m}}. \tag{21}$$

Найдем

$$\lim_{m\to\infty} P = \lim_{m\to\infty} \frac{A}{me^{\frac{A}{m}}} = \frac{A}{\lim\limits_{m\to\infty} me^{\frac{A}{m}}} = 0. \tag{22}$$

Следовательно, если гипотеза верна, то вероятность выброса следующих подряд точек, вычисленная по формуле (21), будет гораздо меньше вероятности выброса одной точки. Поэтому уменьшается вероятность отбрасывания верной гипотезы.

Как уже указывалось, при экспресс-анализе отсутствуют какие-либо априорные сведения о законе распределения и его параметрах. Поэтому для проведения анализа необходимо задаваться не одной кривой выдвинутого гипотетического закона, а таким числом кривых этого закона, различающихся параметрами, чтобы своими коридорами они покрыли большую часть области анализа.

На основании полученных зависимостей рассмотрим конкретный пример применения модифицированного критерия согласия.

Пусть объем выборки, используемый для построения $F_1^*(x)$, $N = 5000$, а число точек, вычисленное анализатором за цикл, соответствующий этой выборке, $n = 60$. Необходимо провести анализ по критерию согласия с целью выяснения, подчиняется ли данный эмпирический закон гипотетическому.

Примем, что вероятность ошибки при анализе не должна превышать $\alpha_1 = 0{,}01$.

Как видно из уравнения (21), величина коридора Δ_a при заданной вероятности ошибки зависит от числа точек в выбросе. Причем с увеличением числа точек и постоянстве коридора вероятность ошибки уменьшается. Если число точек в выбросе $m = 5$, то уравнение (21) перепишется в таком виде: $20A = e^{0,2A}$. Решая это уравнение графически, получим $A = 0{,}0505$.

Определим интервал, необходимый для построения коридора, при котором вероятность пятиточечного выброса была бы равна $\alpha_1 = 0{,}01$. Для этого по (21) при полученном A вычислим вероятность выброса, состоящего из одной точки $m = 1$,

$$P = \frac{0{,}0505}{e^{0{,}0505}} = 0{,}049 \approx 0{,}05.$$

Такой вероятности в таблице функций $1 - K(z)$ соответствует величина $z_\alpha = 1{,}36$.

На основании (4)

$$\Delta_\alpha = \frac{1{,}36}{\sqrt{5000}} = 0{,}0192.$$

Отсюда вытекает важное заключение о том, что при одной и той же величине коридора $\Delta_\alpha = 0{,}0192$ вероятность ошибки при анализе по Колмогорову $P_1 = 0{,}05$, а при применении модифицированного критерия Колмогорова эта вероятность $\alpha_1 = 0{,}01$, т. е. в пять раз ниже. При этом вероятность ошибки второго рода не увеличивается.

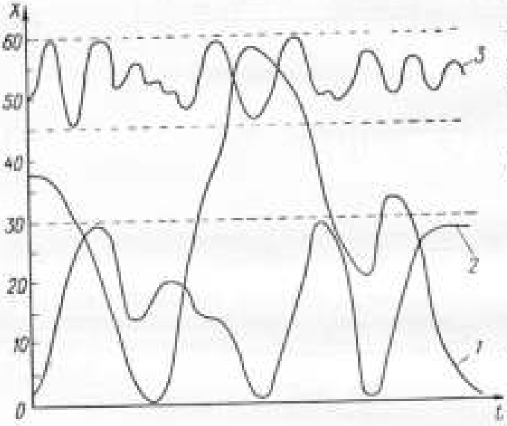


Рис. 2. Некоторые реализации случайных процессов.

Определим параметры распределения $F_1^*(x)$ в выбранном коридоре при полученных значениях A и Δ_α.

Из (20) следует:

$$0{,}0505 = 60\left[1 - \Phi\left(\frac{0{,}0192}{\sigma_{F_1(x)}}\right)\right];$$

$$\Phi\left(\frac{0{,}0192}{\sigma_{F_1(x)}}\right) = 0{,}99916.$$

По таблице $\Phi(x)$ [1] находим

$$\frac{0{,}0192}{\sigma_{F_1(x)}} = 3{,}35;$$

$$\sigma_{F_1(x)} = 0{,}0057.$$

Рассмотрим методику анализа на примере нормального закона распределения, которая в принципе может быть использована для любого одномерного закона.

На рис. 2 представлены некоторые реализации случайных процессов с различными математическими ожиданиями и дисперсиями. При значении $n = 60$ область вероятного появления точек функции $F_1^*(x)$ (рис. 3) заключена между осями координат и прямыми $F(x) = 1$ и $x = 60$ (рис. 3). Причем в зависимости от параметров эмпирическая функция может начинаться из любой точки, лежащей на прямой $F(x) = 1$. Например, кривые *1* и *2* (рис. 2) имеют соответственно распределение *1* и *2* на рис. 3, а кривая *3* (рис. 2) имеет сдвинутое по оси абсцисс распределение *3* (рис. 3).

Таким образом, для того, чтобы охватить всю область анализа (рис. 3) коридорами кривых, необходимо охватить область между осями координат и кривой *1*, а затем полученный «веер» кривых сдвигать параллельно оси абсцисс, т. е. начинать анализ не из точки $F(0) = 1$, а из любой другой точки, лежащей на прямой $F(x) = 1$. Кроме того, при выбранном $N = 5000$ изменение числа импульсов превышения уровня на единицу вызывает изменение вероятности на 0,0002. Следовательно, минимально допустимое расстояние между кривыми по оси ординат должно быть не меньше 0,0002.

Процедура анализа заключается в следующем. Первая точка, поступившая с анализатора распределения вероятностей, исследуется на попадание в один из коридоров. Для однозначности выбора кривой пользуемся не коридором $2\Delta_\alpha$, а меньшим, в котором помещается лишь одна кривая. После выхода на кривую производим анализ по критерию в коридоре $2\Delta_\alpha$. Последующие точки исследуются уже по выбранной одной кривой. Если m следующих подряд точек не вышли за интервал, то это говорит о том, что дальнейший анализ должен вестись по данной кривой $F_1(x)$.

Действительно, если m следующих подряд точек не вышли за коридор, то для всех остальных гипотетических кривых выбранного закона (в данном случае нормального) эти точки являются выбросом, достаточным, чтобы с данной вероятностью ошибки α_1 утверждать, что параметры эмпирического закона расходятся с параметрами этих кривых. Если же первые m точек вышли за интервал, то необходимо провести коррекцию кривой анализа, т. е. точку, следующую за m-й точкой выброса, необходимо проверить на попадание в коридоры других кривых.

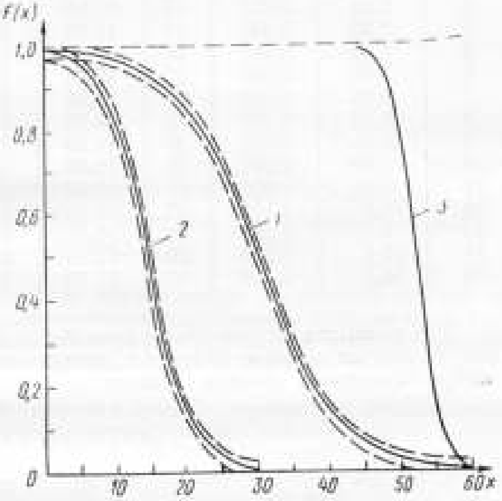


Рис. 3. Гипотетические функции распределения

В дальнейшем можно считать новую кривую единственно правильной с точки зрения совпадения параметров, и появившейся после коррекции m-точечный выброс укажет лишь на то, что выбранный гипотетический закон не совпадает с эмпирическим. Действительно, если считать закон верным, а выброс объяснять неправильным выбором кривой этого закона, то необходимо провести новую коррекцию кривой. Но любая коррекция сделает первые m точек выбросом для новой кривой, запрещающим коррекцию. При таком противоречии утверждение о неверности самого закона является единственно правильным. Таким образом, анализ выполняется в два этапа: 1) выбор кривой данного закона; 2) определение верности выдвинутой гипотезы о совпадении гипотетического и эмпирического законов.

Рассчитаем для примера число кривых, необходимых для покрытия коридорами области между осями координат и кривой I (рис. 3). Отметим, что крайняя слева кривая в этой области зависит от выбранного числа m. Как видно из рис. 3, кривые, расположенные левее кривой I, могут характеризоваться числом точек, меньшим $n = 60$, несмотря на то, что получаются они анализом по 60 уровням. Для полного анализа необходимо иметь не менее $n_1 = 2m + l$ точек, характеризующих кривую, где l — начальная точка анализа, в которой кривые расходятся на величину 0,0002. При $m = 5$ и $\Delta_\alpha = 0{,}0192$, как показало геометрическое построение, $l = 3$. Следовательно, минимальное число точек, характеризующих кривую, должно быть $n_1 = 10 + 3 = 13$. Такой кривой является кривая с $m_x = 6{,}55$ и $\sigma_x = 2{,}183$; все остальные кривые должны располагаться между этой кривой и кривой I ($m_x = 30$ и $\sigma_x = 10$).

Как показали геометрические построения, при полученном коридоре $2\Delta_\alpha = 2 \cdot 0{,}0192 = 0{,}0384$ число кривых будет равно 45. Значения параметров этих кривых m_x и σ_x, рассчитанные по формуле

$$F_1(x) = 0{,}5013 \pm \frac{1}{2\pi} \int^{\pm \frac{m_x - x}{\sigma_x}} e^{-\frac{t^2}{2}} dt, \qquad (23)$$

приведены в таблице.

Номер гипотетических кривых	m_x	σ_x	Номер гипотетических кривых	m_x	σ_x	Номер гипотетических кривых	m_x	σ_x
1	6,55	2,183	16	10,80	3,600	31	18,400	6,133
2	6,82	2,273	17	11,40	3,800	32	19,40	6,467
3	7,10	2,367	18	11,90	3,967	33	20,20	6,733
4	7,32	2,440	19	12,40	4,130	34	21,00	7,000
5	7,55	2,517	20	12,81	4,27	35	21,70	7,230
6	7,80	2,600	21	13,25	4,417	36	22,50	7,500
7	8,05	2,682	22	13,70	4,567	37	23,40	7,800
8	8,30	2,767	23	14,10	4,700	38	23,90	7,967
9	8,55	2,850	24	14,50	4,830	39	24,60	8,200
10	8,90	2,967	25	15,00	5,000	40	25,40	8,467
11	9,17	2,057	26	15,50	5,167	41	26,20	8,730
12	9,47	3,157	27	16,00	5,330	42	27,00	9,000
13	9,77	3,257	28	16,50	5,500	43	28,30	9,430
14	10,1	3,367	29	17,10	5,700	44	28,90	9,630
15	10,4	3,467	30	17,70	5,900	45	30,00	10,000

Для покрытия области правее кривой *1*, т. е. для получения кривых со сдвигом, достаточно «веер» из 45 кривых сдвинуть по оси абсцисс и тем самым покрывается оставшаяся область анализа.

ЛИТЕРАТУРА

1. Левин Б. Р. Теоретические основы статической радиотехники. «Советское радио», 1968.
2. Гнеденко Б. В. Курс теории вероятностей. «Наука», 1961.
3. Свешников А. А. Прикладные методы теории случайных функций. «Наука», 1968.

Поступила в редакцию
21/III 1971 г.

УДК 621.391.83

Б. А. ШКОЛЬНИК
ВНИИМ

ПОГРЕШНОСТЬ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПО РЕАКЦИИ СИСТЕМЫ НА ПЕРИОДИЧЕСКИЙ СИГНАЛ

Методы определения динамических характеристик по реакции системы на одиночный импульс обладают существенными недостатками. Помимо чисто технических трудностей, связанных с регистрацией однократного быстропротекающего процесса, применение этих методов ограничивается их низкой помехоустойчивостью.

В ряде задач измерения выполняются в процессе нормального функционирования системы, когда на ее входе и выходе присутствуют рабочие сигналы. В этих случаях одиночные импульсы оказываются, как правило, непригодными для измерения. В связи с этим на практике применяются периодические испытательные сигналы, позволяющие выполнять надежные измерения при наличии помех.

Однако при воздействии на измеряемую систему периодического сигнала реакция ее будет результатом наложения последовательности сдвинутых во времени откликов на одиночные импульсы. Если длительность испытательного импульса достаточно мала по сравнению с постоянными времени измеряемой системы, его можно считать (с определенной погрешностью) эквивалентным δ-функции. Реакция системы на такой импульс совпадает с ее импульсной переходной функцией (ИПФ) $g(t)$. Если на вход системы с бесконечной памятью поступает T-периодическая последовательность δ-функций, то реакция ее выражается бесконечной суммой сдвинутых реакций

$$g_T = (t) = \sum_{n=0}^{\infty} g(t + nT). \qquad (1)$$

Разность между истинной ИПФ $g(t)$ и функцией $g_T(t)$ представляет методическую погрешность, которую удобно характеризовать квадратической оценкой

$$S_T^2 = \frac{1}{T}\int_0^T \left[g_T(t) - g(t)\right]^2 dt. \qquad (2)$$

При экспериментальном определении ИПФ значения $g_T(t)$ измеряются с погрешностью $n(t)$, поэтому средний за период квадрат отклонения $g_T(t)$ от $g(t)$ будет равен

$$\frac{1}{T}\int_0^T [g_T(t) - g(t) + n(t)]^2 dt. \qquad (3)$$

При отсутствии методической погрешности $g_T(t) \equiv g(t)$ и выражение (3) дает $\frac{1}{T}\int\limits_0^T n^2(t)\,dt$.

Математическое ожидание этого интеграла есть дисперсия инструментальной погрешности измерений σ_n^2. Введем функцию

$$f(T) = \left(\frac{S_T^2}{\sigma_n^2}\right)^{\frac{1}{2}} = \left[\frac{1}{\sigma_n^2 T}\int\limits_0^T [g_T(t) - g(t)]^2\,dt\right]^{\frac{1}{2}}, \tag{4}$$

определяющую вес методической погрешности по отношению ее к среднеквадратическому значению инструментальной погрешности при заданном T. С помощью формулы (4) можно определить длительность переходного процесса $T_п$ в рассматриваемой системе как решение уравнения $f(T) = \varepsilon$ относительно T. Здесь ε — некоторая (сколь угодно малая) заданная величина. Для систем с бесконечной памятью $f(T)$ будет обращаться в нуль лишь на бесконечности. Такая оценка имеет ясную физическую интерпретацию: за длительность переходного процесса принимается такой наименьший период повторения импульсов на входе системы, при котором реакция ее отличается (в среднеквадратическом смысле) от реакции на одиночный импульс не более, чем на заданную величину. Эта оценка $T_п$ отличается от обычной, связанной с моментом пересечения переходным процессом заданного уровня, тем, что, во-первых, она учитывает отклонение $g_T(t)$ от предельной реакции $g(t) = \lim\limits_{T\to\infty} g_T(t)$ на всем интервале $0 \leqslant t \leqslant T$ и, во-вторых, она увязывает величину этого отклонения с точностью измерений. При достаточно малом ε реакции $g_T(t)$ и $g(t)$ будут статистически неразличимыми, т. е. вероятность обнаружения отклонения g_T от g в данном измерительном эксперименте будет меньше заданной критической величины p_ε.

Применение описанного метода проиллюстрируем на примерах.

П р и м е р 1. Рассмотрим систему первого порядка с передаточной функцией

$$W_1(p) = \frac{1}{p+\alpha}.$$

Соответствующая ИПФ имеет вид

$$g_1(t) = e^{-\alpha t}.$$

Введем безразмерное время: вместо αt будем писать t и вместо αT — просто T. При этих обозначениях реакция рассматриваемой системы на T — периодическую последовательность δ-импульсов описывается выражением

$$g_T(t) = \frac{e^{-t}}{1-e^{-T}} \quad (0 \leqslant t \leqslant T). \tag{5}$$

Подставив (5) в (2), находим

$$S_T^2 = \frac{1}{2Te^{-2T}}\,\frac{1+e^{-T}}{1-e^{-T}}. \tag{6}$$

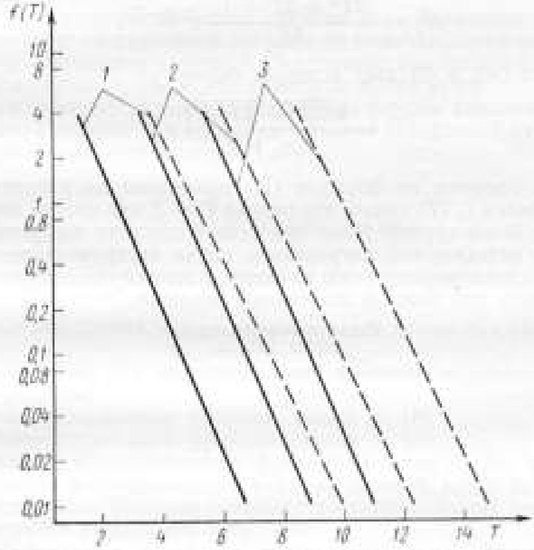
При этом из (4) получаем

$$f_1(T) = \frac{e^{-T}}{\sigma_n}\left[\frac{1+e^{-T}}{2T(1-e^{-T})}\right]^{\frac{1}{2}}. \tag{7}$$

Если период повторения превышает постоянную времени измеряемой системы более, чем в 3—4 раза, т. е. $T > (3 \div 4)$, то (7) можно заменить более простым приближенным выражением

$$f_1(T) = \frac{e^{-T}}{\sigma_{\text{п}} \sqrt{2T}}. \tag{8}$$

Как видно, вес методической погрешности прогрессивно убывает с ростом T. В практически интересной области значений T вклад сомножителя $T^{-1/2}$ относительно невелик, и поведение функции $f_1(T)$ определяется в основном экспонентой. В связи с этим ее логарифмические графики (на рисунке отмечены сплошными линиями) имеют вид прямых. Из рассмотренных графиков следует, что, если



Зависимость относительной среднеквадратической погрешности определения импульсных переходных функций систем первого и второго порядка от периода повторения испытательных импульсов.

$1 - \sigma_{\text{п}} = 1/30$; $2 - \sigma_{\text{п}} = 1/300$; $3 - \sigma_{\text{п}} = 1/3000$.

период повторения в 6,7 раза больше постоянной времени измеряемой системы, то при $\sigma_{\text{п}} = 1/300$ методическая погрешность будет на порядок меньше инструментальной. Если в качестве T взять распространенную оценку длительности переходного процесса «пять тау» ($T = 5$), то при $\sigma_{\text{п}} = 1/300$ методическая погрешность составит больше половины инструментальной, а при $\sigma_{\text{п}} = 1/3000$ она на порядок превысит инструментальную погрешность.

Пример 2. Рассмотрим теперь звено второго порядка с передаточной функцией

$$W_2(p) = \frac{\alpha e}{(p+\alpha)^2},$$

которой соответствует ИПФ

$$g_2(t) = \alpha t e^{1-\alpha t},$$

Реакция на периодический сигнал в этом случае описывается выражением

$$g_T(t) = \frac{e^{1-t}}{1-e^{-T}}\left[t + \frac{Te^{-T}}{1-e^{-T}}\right] \quad (0 \leqslant t \leqslant T), \tag{9}$$

где T по-прежнему обозначает безразмерный период. Подставляя (9) в (2), запишем

$$S_T^2 = \frac{e^{-T}}{(1-e^{-T})^2}\int_0^T e^{-2(t+T)}\left(t + \frac{T}{1-e^{-T}}\right)^2 dt.$$

Отсюда, пренебрегая членами высших порядков, получим

$$S_T^2 = \frac{2T^2 + 2T + 1}{4T}\, e^{2(1-T)}. \tag{10}$$

Подстановка (10) в (2) дает искомую формулу

$$f_2(T) = \frac{\sqrt{2T^2 + 2T + 1}}{2\sigma_{\text{п}}\sqrt{T}}\, e^{1-T}. \tag{11}$$

Результаты расчетов по формуле (11) приведены на рисунке (штриховые линии). Из графиков $f_2(T)$ видно, что оценка $T = 5$ для систем второго порядка оказывается еще более грубой. Даже при низкой точности измерений ($\sigma_{\text{п}} = 1/30$) $f_2(5) = 1$, т. е. методическая погрешность равна инструментальной. Для того чтобы получить удовлетворительную точность, в этом случае следует взять период повторения в семь раз больше постоянной времени.

Поступила в редакцию
15/III 1971 г.

УДК 621.391.8

Б. А. ШКОЛЬНИК
ВНИИМ

ОБ УЧЕТЕ ДИНАМИЧЕСКИХ СВОЙСТВ РЕГИСТРАТОРА ПРИ ОПРЕДЕЛЕНИИ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СТАТИСТИЧЕСКИМ МЕТОДОМ

Рассмотрим кратко схему определения частотной характеристики $\Phi(\omega)$ объекта при случайном испытательном воздействии *. В процессе эксперимента на вход объекта подают случайный сигнал $x(t)$ и регистрируют его одновременно с выходным сигналом $y(t)$. В результате получают записи реализаций случайных функций $x(t)$ и $y(t)$, по которым вычисляют автокорреляционную функцию входного сигнала $R_{xx}(t)$ и взаимную корреляционную функцию входного и выходного сигналов $R_{xy}(t)$. Далее находят Фурье-преобразования этих функций, которые обозначим соответственно $S_{xx}(\omega)$ и $S_{xy}(\omega)$. Искомая частотная характеристика определяется из выражения

$$\Phi(\omega) = S_{xy}(\omega)/S_{xx}(\omega). \tag{1}$$

Анализируя описанную процедуру, можно заметить, что в основу ее положены записи (осциллограммы, магнитограммы) случайных процессов $x(t)$ и $y(t)$, выполненные одновременно на некотором измерительном регистраторе.

* См. В. В. Солодовников. Статистическая динамика систем автоматического управления. Физматгиз, 1960.

В связи с этим интересно рассмотреть вопрос о влиянии собственных динамических характеристик регистратора на окончательный результат измерений, т. е. на оценку частотной характеристики.

Записи входного и выходного сигналов должны быть синхронными, поэтому регистратор должен иметь по крайней мере два раздельных канала. Обозначим собственные частотные характеристики каналов регистратора $G_1(\omega)$ и $G_2(\omega)$, а соответствующие импульсные переходные функции $g_1(t)$ и $g_2(t)$, так что

$$G_n(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} g_n(t)^{-j\omega t}\, dt \quad (n = 1, 2).$$

В каждом эксперименте возможен один из двух вариантов использования каналов регистратора: когда входной сигнал $x(t)$ регистрируется первым каналом, а выходной $y(t)$ — вторым и наоборот. Получаемые при этом записи будем обозначать в первом случае $x_1(t)$, $y_2(t)$, во втором $x_2(t)$, $y_1(t)$.

Запись $x_1(t)$ входного сигнала, выполненная первым каналом регистратора, связана с исходным процессом $x(t)$ и с импульсной переходной функцией канала регистрации известным соотношением

$$x_1(t) = \int_0^{\infty} g_1(\tau)\, x(t-\tau)\, d\tau.$$

Аналогичные выражения можно написать и для остальных рассматриваемых процессов.

Введем обозначения для корреляционных функций, вычисляемых по экспериментальным записям:

R_{11} — автокорреляционная функция записи $x_1(t)$;
R_{22} — автокорреляционная функция записи $x_2(t)$;
R_{12} — взаимная корреляционная функция записей $x_1(t)$, $y_2(t)$;
R_{21} — взаимная корреляционная функция записей $x_2(t)$, $y_1(t)$.

Эти корреляционные функции связаны с корреляционными функциями регистрируемых сигналов выражения типа

$$R_{ij}(\tau) = \int_0^{\infty} dt' \int_0^{\infty} g_1(t')\, g_1(t'')\, R_{xx}(\tau + t' - t'')\, dt''. \tag{2}$$

Производя замену переменной, можно представить эти выражения в более компактном виде

$$R_{ij}(\tau) = \int_0^{\infty} h_{ij}(z)\, R_{x\xi}(\tau - z)\, dz \text{ при } i,\ j = 1,\ 2;$$

$$\xi = x \text{ при } i = j;\ \xi = y \text{ при } i \neq j.$$

Ядра интегральных операторов в правых частях этих формул определяются соотношениями

$$h_{ij}(z) = \int_0^{\infty} g_i(t)\, g_j(t+z)\, dt \quad (i,\ j = 1,\ 2) \tag{4}$$

Заметим, что подынтегральные выражения в формулах для h_{ij} на отрицательной полуоси обращаются в нуль. Распространяя интегрирование в (4) на всю ось времени и переходя в (3) к спектрам, получим

$$\left.\begin{aligned} S_{11} &= G_1 G_1^* S_{xx}; \\ S_{22} &= G_2 G_2^* S_{xx}; \\ S_{12} &= G_1 G_2^* S_{xy}; \\ S_{21} &= G_1^* G_2 S_{xy}. \end{aligned}\right\} \tag{5}$$

(Здесь звездочки означают комплексно-сопряженные функции.)

Соотношения (5) показывают, что если вычислять $\Phi(\omega)$ по аналогии с (1), то оценки частотной характеристики

$$\widetilde{\Phi}_{12} = \frac{S_{12}}{S_{11}} = \frac{G_2^*}{G_1^*}\,\Phi(\omega)$$

и

$$\widetilde{\Phi}_{21} = \frac{S_{21}}{S_{22}} = \frac{G_1^*}{G_2^*}\,\Phi(\omega) \tag{6}$$

оказываются смещенными. Как и следовало ожидать, это смещение будет пропорционально разбросу характеристик каналов регистрации.

Как видно из (6), среднее геометрическое величин $\widetilde{\Phi}_{12}$ и $\widetilde{\Phi}_{21}$ дает несмещенную оценку интересующей нас характеристики

$$\Phi(\omega) = \left(\frac{S_{12}(\omega)\, S_{21}(\omega)}{S_{11}(\omega)\, S_{22}(\omega)}\right)^{\frac{1}{2}}. \tag{7}$$

Выражение (7) справедливо для общего случая. При этом предполагается, что в пределах анализируемой полосы частот функции S_{11} и S_{22} не обращаются в нуль, т. е. испытательный сигнал содержит все интересующие нас составляющие спектра, а каналы регистрации пропускают их.

Если частотные характеристики каналов регистратора в полосе анализа различаются несущественно, то в предположении $G_1 = G_2$ получим из (6) несмещенные оценки

$$\Phi = S_{12}/S_{11} = S_{21}/S_{22},$$

совпадающие с (1) и являющиеся частными случаями общей формулы (7).

В заключение сделаем следующее замечание. Функции (5), используемые в оценке (7), вычисляются посредством преобразований Фурье соответствующих корреляционных функций (3), определяемых непосредственно по экспериментальным записям процессов x_1, x_2, y_1, y_2. Следует обратить внимание на то, что записи x_1 и y_2, по которым вычисляются спектральные функции S_{11} и S_{12}, получаются в одном эксперименте, а записи x_2 и y_1, по которым рассчитываются S_{22} и S_{21}, являются результатом другого эксперимента, в котором каналы регистратора меняются ролями. Для получения более надежных результатов целесообразно произвести несколько записей, чередуя включение каналов регистратора в случайном порядке и усредняя рассчитанные корреляционные функции по множеству реализаций.

Поступила в редакцию
15/III 1971 г.

УДК 621.373.1

Г. Д. МУГИНОВА
ВНИИМ

ОБ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ОПТИКО-МЕХАНИЧЕСКОГО ГЕНЕРАТОРА СИГНАЛОВ СЛОЖНОЙ ФОРМЫ

Во многих научно-технических экспериментах, проводимых на аппаратуре, работающей с сигналами случайными или псевдослучайными, возникает необходимость в генерировании сигналов сложной формы. Кроме того, разработка образцовой аппаратуры для поверки приборов статистического анализа ведется в направлении создания устройств, генерирующих образцовые детерминированные сигналы или псевдослучайные сигналы. В связи с этим вопросам генерирования подобных сигналов уделяется все большее внимание. Так, в работе [1] представлен вариант конструкций оптико-механического генератора сигналов сложной формы и его электрической схемы.

В настоящей статье излагаются результаты лабораторного исследования оптико-механического генератора сигналов сложной формы, которые позволили построить работоспособную схему, выбрать оптимальный режим для отдельных элементов блок-схемы и сделать некоторые выводы о возможностях использования подобного генератора.

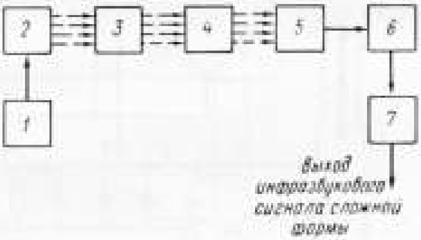


Рис. 1. Блок-схема канала оптико-механического генератора сигналов сложной формы

Блок-схема одного из каналов генератора приведена на рис. 1. От сигналов генератора стандартных импульсов определенной частоты *1* происходит зажигание источника световых импульсов *2*. Световые импульсы источника фокусируются оптической системой *3*, проходя через модулятор *4*, приобретают вид амплитудно-модулированной последовательности световых импульсов, которые в приемнике модулированных световых импульсов *5* преобразуются в амплитудно-модулированный электрический импульсный сигнал. Последний усиливается усилителем *6* и поступает на демодулятор *7*, на выходе которого выделяется сигнал заданной сложной формы инфразвукового диапазона частот. Форма сигнала и его частота задаются модулятором, который представляет собой стеклянный прозрачный диск с нанесенным на него и зачерненным контуром сигнала. При этом производится чернение площади, ограниченной контуром и наружной окружностью, или контуром и внутренней окружностью.

Диск перед источником световых импульсов вращается со скоростью, задаваемой редуктором, приводимым во вращение двигателем типа ДМ-3. Желаемая частота сигнала выбирается путем переключения скоростей двигателя и сцеплений в редукторе. Генератор имеет два идентичных канала, модуляторы которых устанавливаются на одной оси и одновременно приводятся во вращение. Изменение положения фокусирующей оптической системы и приемника световых импульсов относительно положения модулятора позволяет выставить начальный фазовый сдвиг в канале и между каналами.

В процесс исследования оптико-механического генератора сигналов сложной формы входит исследование оптической системы с источником света и схемой питания, электрической схемы преобразований сигнала и механической системы, приводящей во вращение модулятор. Рассмотрим подробнее каждый этап исследования.

1. Оптическая система фокусирует световой поток на щель, через которую свет попадает на модулятор. Щель должна быть расположена параллельно радиусу диска. Ее продольный размер должен быть равен или чуть больше ширины диска (разности его наружного и внутреннего радиуса). С увеличением продольного размера щели образуется ненужное рассеивание света; уменьшение его или

смещение положения щели относительно радиуса диска вызывает искажение формы модулирующего сигнала.

Для установки щели в нужное положение в оптической системе генератора линза, выполняющая роль коллектора светового потока, может перемещаться вдоль световой оси в пределах 1—2 мм, а крышка трубы оптической системы со щелью может быть подогнана по радиусу модулятора. Минимальный поперечный размер щели определяется яркостью источника света и чувствительностью приемника световых импульсов.

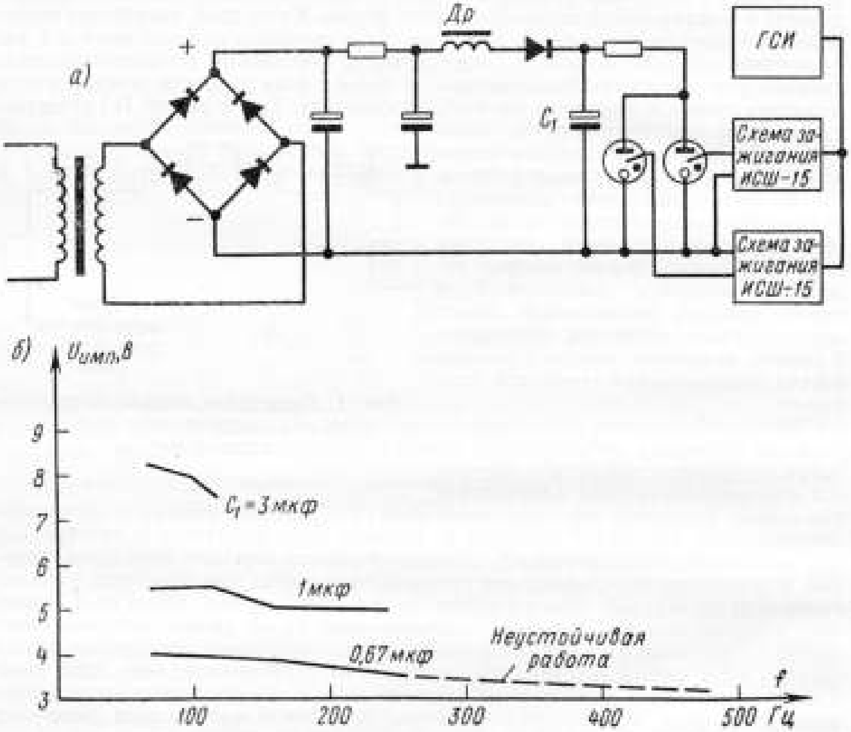


Рис. 2. Принципиальная схема источника анодного питания стroботрона типа ИСШ-15 (*а*) и зависимость амплитуды электрического импульса от частоты следования световых импульсов (*б*)

К источнику света предъявляются следующие требования: мощность светового потока, достаточная для преобразования светового сигнала в электрический, компактность, потребление, обеспечивающее нормальную работу источника света без специальных охлаждающих устройств, надежность, долговечность. Использование источника света постоянной яркости значительно облегчило бы преобразование полезного сигнала, которое практически свелось бы к его усилению. Однако большая тепловая отдача подобных ламп потребовала бы специальных громоздких радиаторов, а лампы с малой тепловой отдачей имеют световую мощность, недостаточную для работы преобразователя. Поэтому в качестве источника света взята импульсная газоразрядная лампа типа ИСШ-15, предельная частота генерации которой составляет 500 Гц, срок службы — 300 ч, энергия одиночной вспышки — 0,03 Дж, рабочее напряжение — 450 В, напряжение зажигания — не ниже 80 В, длительность вспышки 1,5 мкс [2].

Эта лампа представляет собой точечный источник световых вспышек и по сравнению с другими типами строботронов обладает наибольшей частотой генерации при сравнительно большом сроке службы. Для получения наибольшей возможной частоты следования световых импульсов равной яркости в схеме питания строботрона [2] необходимо подобрать постоянную времени заряда конденсатора C_1 (рис. 2, *а*) так, чтобы она не превышала наименьший период следования импульсов зажигания. Дроссель $Др$ в анодной цепи строботрона служит для повышения напряжения на C_1 и поддержания его до наступления момента разряда. При этом максимальная частота работы строботрона будет связана с индуктивностью дросселя L и C_1 соотношением $3{,}14 \sqrt{LC_1} \leqslant 1/f_{max}$ без учета потерь.

При заданном L величина C_1 оказывается ограниченной сверху приведенным соотношением. На рис. 2, *б* представлена зависимость амплитуды электрического импульса, преобразованного из светового, от частоты следования импульсов зажигания f и величины емкости C_1. При $C_1 = 0{,}67$ мкФ можно получить наибольшую частоту следования импульсов, но при этом амплитуда импульсов оказы-

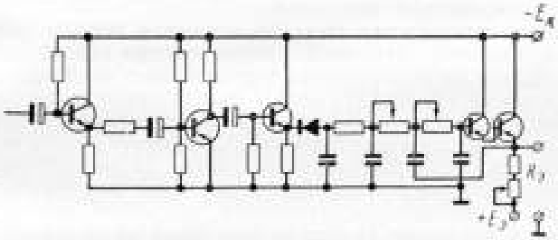


Рис. 3. Принципиальная схема усилителя и модулятора оптико-механического генератора сигналов сложной формы

вается в 4 раза меньшей, чем при $C_1 = 3$ мкФ. Для устойчивой работы частота следования импульсов составляет не более 120 Гц. Разброс амплитуд электрических импульсов вследствие неравномерной яркости световых импульсов и эмиссионных свойств фототранзистора при всех C_1 примерно один и тот же; очевидно относительный разброс будет наименьшим для $C_1 = 3$ мкФ (12%) (для $C_1 = 1$ мкФ — 20%, $C_1 = 0{,}67$ мкФ — 25%).

Частоты колебаний амплитуд электрических импульсов, соизмеримые с частотами модулирующих сигналов, присутствуют на выходе демодулятора. Это вызывает «размытие» контура полезного сигнала. Поэтому для получения наиболее четкого контура выявляемого сигнала пришлось взять $C_1 = 3$ мкФ, тем самым ограничив наибольшую частоту следования импульсов зажигания, обеспечивающую устойчивую работу строботрона (до 100 Гц). При этом амплитуда «размытия» на выходном сигнале при размахе его ± 3 В составит около 40 мВ (1,3% от амплитуды полезного сигнала при полосе пропускания выходного фильтра 10 Гц). Строботроны генератора имеют раздельные схемы зажигания (импульсный трансформатор, ключевую схему), так как процессы ионизации в каждом строботроне протекают с разной скоростью.

2. Преобразователем световых импульсов в электрические является фототранзистор ФТ-1К, работающий в схеме усилительного каскада. Выделение огибающей осуществляется путем усиления амплитудно-модулированной последовательности импульсов и ее фильтрации по схеме рис. 3. Перед началом работы генератора изменением сопротивления R_3 (рис. 3) выставляется нуль на выходе. За два часа работы уход нуля не превышает ± 5 мВ.

Для получения нужной формы сигнала большое значение имеет качество нанесения контура сигнала на диск модулятора. При этом чернение диска может быть произведено любым способом. Очевидно при малых частотах полезного сигнала дефекты контура «маски» проявляются наиболее сильно.

3. Исследование механической части оптико-механического генератора было выполнено с целью проверки стабильности числа оборотов модулятора или, что

то же самое, стабильности частоты генерируемого сигнала. Подсчитывалось число импульсов, соответствующее полному обороту модулятора при синусоидальной «маске».

Для устранения ошибок визуального отсчета производилось усреднение 20 непрерывно снятых показаний. Интервал между каждыми 20 отсчетами составлял 10 мин. Измерения производились в течение 3 часов для двух скоростей двигателя ДМ-3. Подобный цикл был повторен дважды.

Установлено, что при числе оборотов двигателя $n = 750$, 1500 об/мин и при изменении коэффициента передачи редуктора, позволяющего дискретно изменять частоту сигнала от 0,1 до 20 Гц, нестабильность числа оборотов модулятора колеблется в пределах от 1—1,5%, причем меньшим оборотам соответствует меньшая погрешность. Введение в схему вращения модулятора электромагнита позволяет снизить частоту генерируемого сигнала до 0,001 Гц.

Степень искажения формы желаемого сигнала определяется погрешностью, обусловленной способом нанесения контура сигнала, степенью «размытия» контура сигнала и способом выделения полезного сигнала из последовательности амплитудно-модулированных импульсов.

Погрешность, определяемая способом нанесения контура, может составить доли процента, например, при вычерчивании контура кривой с десятикратным увеличением радиуса диска модулятора и последующем фотографическом способе нанесения «маски» на поверхность диска. Как показано выше, погрешность от «размытия» контура сигнала составляет 1,3% для полученной амплитуды сигнала и при взятой полосе пропускания фильтра. При сужении полосы эта погрешность будет уменьшаться. Если рассматривать сигнал на выходе фильтра нижних частот как результат экспоненциально-ступенчатой аппроксимации заданной формы кривой, то погрешность отклонения полученной кривой от желаемой в пределах одной ступеньки аппроксимации будет иметь вид

$$e(t) = \left(\frac{dx}{dt} + \frac{dy}{dt}\right)\varepsilon T, \tag{1}$$

где $0 \leqslant \varepsilon \leqslant 1$; $\varepsilon = \frac{t - nT}{T}$; $x(t)$ — временное описание желаемого сигнала; $y(t)$ — экспоненциальная зависимость, характеризующая изменение полученного сигнала в пределах ступеньки аппроксимации; n — порядковый номер ступеньки аппроксимации; T — период следования импульсов.

Наибольшая погрешность при $\varepsilon = 1$

$$|e(t)|_{\max} = \left|\frac{dx}{dt} + \frac{dy}{dt}\right|_{\max} T. \tag{2}$$

Возведение в квадрат формулы (1) и осреднение по времени и числу n дает дисперсию погрешности

$$\overline{[e(t)]^2} = \frac{T^2}{3t_0}\int_0^{t_0}\left\{\left(\frac{dx}{dt}\right)^2 + \frac{dx}{dt}\,\frac{6\left[2\tau^2 - e^{-\frac{T}{\tau}}(2\tau^2 + 2T\tau + T^2)\right]}{T^3} + \frac{3\left[\tau^2 - e^{-\frac{2T}{\tau}}(\tau^2 + 2T\tau + 2T^2)\right]}{4T^3\tau}\right\}dt,$$

где t_0 — период генерируемого сигнала; τ — постоянная времени фильтра нижних частот.

Наибольшая погрешность и среднеквадратическое значение погрешности были рассчитаны для сигналов различной формы. Например, для синусоиды, экспоненты и кривой, представляющей собой сумму синусной и косинусной составляющих кратных частот, эти погрешности приведены в таблице

Вид кривой	Погрешность (в %) при различных полосах пропускания выходного фильтра низких частот (в Гц)									
	$\lvert \varepsilon(t) \rvert_{max}$					$\sqrt{\overline{[\varepsilon(t)]^2}}$				
	10	5	1	0,5	0,1	10	5	1	0,5	0,1
$x(t) = \sin \omega_0 t$	80	48	12	6	1,25	36	20	4	1,9	0,3
$x(t) = e^{-3\omega_0 t}$	33	22,5	6	3	0,6	31	17	3,5	1,8	0,1
$x(t) = \sin \omega_0 t + \cos 3\omega_0 t$	233	123	26	13,5	2,5	85	43,5	9	4,3	0,9

Выводы

По результатам лабораторного исследования оптико-механического генератора, в котором в качестве устройства, генерирующего мгновенные периодические импульсы, используется строботрон типа ИСШ-15, могут быть предложены некоторые рекомендации об оптимальном режиме эксплуатации такого генератора.

Оптико-механический генератор сигналов сложной формы может быть использован для генерирования периодических сигналов произвольной формы в полосе частот: 0,001—1 Гц со среднеквадратической погрешностью аппроксимации желаемой формы сигнала не более 10% и в полосе частот 0,001—0,1 Гц со среднеквадратической погрешностью аппроксимации желаемой формы сигнала не более 1%. Нестабильность частоты генерируемого сигнала в этих диапазонах частот составит не более 1%; наибольшая амплитуда генерируемого сигнала ±3 В; уход «нуля» за два часа работы ±5 мВ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Колтик Е. Д. и др. Оптико-механический генератор детерминированных сигналов инфразвуковых частот. Труды метрологических институтов СССР, вып. 98 (158), 1968.
2. Зельдин Е. А. Импульсные газоразрядные лампы и их схемы включения. «Энергия», 1964.

Поступила в редакцию
18/III 1971 г.

УДК 621.391.1

Ю. Л. БОРТНЯКОВ
ВНИИМ

СРАВНЕНИЕ ПОГРЕШНОСТЕЙ НЕКОТОРЫХ МЕТОДОВ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ ПО ДИСКРЕТНЫМ ОТСЧЕТАМ

Измерительные приборы и измерительные системы, предназначенные для исследования различных физических явлений, могут содержать устройства дискретных преобразований. В результате дискретных преобразований измеряемых процессов появляется погрешность, которую обычно называют погрешностью аппроксимации, интерполяции или восстановления [1].

Можно доказать, что погрешность дискретных преобразований реальных процессов всегда отлична от нуля, т. е. по дискретным отсчетам, даже если они в точности равны значению процесса в данный момент времени, невозможно восстановить исходный процесс без погрешности. Если измеряемый процесс считается детерминированным, то для расчета и оценки этой методической погрешности можно воспользоваться результатами теории интерполирования [2].

Реальные процессы ограничены по длительности (временем измерения) и по скорости изменения (из-за ограниченности их мощности) и, следовательно, по амплитуде (теорема Г. Кантора).

Будем считать, что измеряемый процесс $x(t)$ принадлежит к классу $X_{M_n}^{T_0}$ функций, ограниченных на отрезке $0 \leqslant t \leqslant T_0$ и имеющих на нем ограниченную $(n+1)$ производную $|x^{n+1}(t)| \leqslant M_{n+1}$.

Для такого класса функций доказано [2] существование и единственность полинома $y(t)$ степени n наилучшего равномерного приближения, причем максимальная погрешность приближения

$$\varepsilon = \max |x(t') - y(t)| \leqslant M_{n+1}/2^n (n+1)!, \tag{1}$$

где $x(t')$ и $y(t')$ — функции $x(t)$ и $y(t)$, приведенные к интервалу $-1 \leqslant t' \leqslant 1$.

С другой стороны, согласно теореме Джексона, если $x(t')$ — непрерывная функция, заданная в промежутке $-1 \leqslant t' \leqslant 1$ и удовлетворяющая условию Липшица

$$\left|x(t_1') - x(t_2')\right| < k\left|t_1' - t_2'\right|; \quad t_1' \neq t_2',$$

то

$$\varepsilon \leqslant ck/n, \tag{2}$$

где c, k — постоянные; n — степень полинома наилучшего равномерного приближения.

Таким образом, для детерминированной модели процесса существует оценка минимальной погрешности, причем с ростом степени интерполирующего полинома погрешность (2) не возрастает.

Ввиду того, что детерминированная модель плохо отражает внутреннюю сущность измеряемого процесса, обычно используют квазистационарную модель Н. А. Железнова, где измеряемый процесс на ограниченном интервале наблюдения $0 \leqslant t \leqslant T_0$ считается случайным стационарным процессом.

При переходе к случайным процессам возникает необходимость оценки погрешности по среднему квадратическому критерию, так как понятие равномерного критерия к случайным процессам неприменимо. Однако для квадратического критерия оценок, аналогичных формулам (1) и (2), не существует. Задача осложняется тем, что на практике обычно используются полиномы нулевого или первого порядка, построение которых определяется схемными, а не точностными критериями. С этой точки зрения интересно сравнить наиболее распространенные методы восстановления по среднему квадратическому критерию точности с учетом и без учета задержки восстановленного процесса относительно исходного.

Необходимость учета задержки может возникнуть при измерении нескольких процессов системой, в измерительных каналах которой используются различные способы восстановления; при управлении и контроле малоинерционных объектов и в ряде других случаев.

В дальнейшем будем полагать, что шаг дискретизации T постоянен, отсчеты не подвергаются искажениям, а математическое ожидание m_x процесса $x(t)$ не равно нулю.

Определим минимальную величину интервала корреляции как

$$\tau_0 = \frac{\pi S_{\max}}{\int\limits_0^\infty S(\omega)\, d\omega},$$

где $S_{\max}$ — максимальное значение спектра плотности мощности $S(\omega)$ процесса $x(t)$.

Так как практически всегда $T_\phi \gg \tau_\phi$, то с точки зрения конечных результатов допустимо использовать вместо квазистационарной модели стационарную модель процесса с неограниченным спектром. Рассмотрим погрешность восстановления широко распространенных на практике способов восстановления.

Для ступенчатого восстановления текущая погрешность (при $t \geqslant t_i$) имеет вид

$$\gamma_1(t) = x(t_i) - x(t - t_i), \tag{3}$$

откуда

$$M\{\gamma_1(t)\} = M\{x(t_i)\} - M\{x(t - t_i)\} = 0. \tag{4}$$

Так как $x(t)$ — стационарный процесс, то, усредняя по полуинтервалу $[t_i, \ t_i + T)$, получим

$$M\{\gamma_1^2(t)\} = D_1 = 2\left[R(0) - \frac{1}{T}\int_0^T R(\tau)\,d\tau\right], \tag{5}$$

где $R(\tau) = B(\tau) - m_x^2 = D_x K(\tau)$; D_x — дисперсия процесса $x(t)$; $K(\tau)$ — нормированная автокорреляционная функция $x(t)$.

В выражениях (3)—(5) не учитывалось запаздывание в канале связи на время T, вызванное передачей отсчета $x(t_i)$. Случай учета запаздывания в измерительной системе будет рассмотрен ниже для линейной интерполяции. Если запаздывание несущественно, то «реальная» погрешность при ступенчатом восстановлении будет меньше, чем в первом случае. Действительно, если отсчеты брать не в начале полуинтервала $[t_i, t_i + T)$, а в момент $t_i + T/2$, то

$$\gamma_2(t) = x(t_i + T/2) - x(t - t_i - T/2), \tag{6}$$

где $t_i \leqslant t < t_i + T$;

$$D_2 = 2\left[R(0) - \frac{2}{T}\int_0^{T/2} R(\tau)\,d\tau\right]. \tag{7}$$

Как будет показано ниже, D_2 всегда меньше D_1.

Для линейной интерполяции (без учета запаздывания) текущая погрешность при $t_i \leqslant t < t_i + T$ имеет вид

$$\gamma_3(t) = \frac{x(t_i + T) - x(t_i)}{T}(t - t_i) + x(t_i) - x(t). \tag{8}$$

Отсюда аналогично (4) находим

$$M\{\gamma_3(t)\} = 0$$

и

$$D_3 = \frac{5}{3}R(0) + \frac{R(T)}{3} - \frac{4}{T}\int_0^T\left(1 - \frac{\tau}{T}\right)R(\tau)\,d\tau. \tag{9}$$

Если погрешность в системе определяется с учетом запаздывания, то для линейной интерполяции необходимо учесть запаздывание на время T (фактически запаздывание равно $2T$), так как интерполяция начинается только после приема отсчета $x(t_i + T)$. В этом случае

$$\gamma_4(t) = \frac{x(t_i + T) - x(t_i)}{T}(t - t_i) + x(t_i) - x(t + T) \tag{10}$$

и

$$D_4 = \frac{5}{3} R(0) - \frac{1}{3} R(T) - \frac{2}{T} \int_0^T \frac{\tau}{T} R(\tau)\, d\tau -$$

$$- \frac{2}{T} \int_0^T \left(1 - \frac{\tau}{T}\right) R(\tau + T)\, d\tau. \qquad (11)$$

Таким образом, при линейной интерполяции величина m_x на погрешность дискретизации также не влияет. При экстраполяции по одной точке

$$\gamma_5(t) = a(t)\, x(t_i) - x(t - t_i), \qquad (12)$$

где $t \geqslant t_i$; $a(t)$ — неслучайная функция;

$$M\{\gamma_5(t)\} = m_x[a(t) - 1], \qquad (13)$$

т. е. если $m_x \neq 0$, то оценка $a(t)\, x(t_i)$ оказывается смещенной.

Второй начальный момент погрешности

$$E_5^2 = \frac{1}{T} \int_{t_i}^{t_i+T} M\{[a(t)\, x(t_i) - x(t - t_i)]^2\}\, dt \qquad (14)$$

минимизируется, если

$$a(t) = \frac{B(\tau)}{B(0)}. \qquad (15)$$

Тогда

$$E_5^2 = B(0) - \frac{1}{T} \int_0^T \frac{B^2(\tau)}{B(0)}\, d\tau \qquad (16)$$

и

$$D_5 = B(0) - \frac{1}{T} \int_0^T \frac{B^2(\tau)}{B(0)}\, d\tau - \frac{m_x^2}{T} \int_0^T \left[1 - \frac{B(\tau)}{B(0)}\right]^2 d\tau. \qquad (17)$$

Таким образом, погрешность экстраполяции зависит от величины m_x.

Сравним теперь ступенчатое, линейное восстановление и экстраполяцию по дисперсии погрешности восстановления. Вычитая (7) из (5), получим

$$D_1 - D_2 = -\frac{2}{T} \int_0^T R(\tau)\, d\tau + \frac{4}{T} \int_0^{T/2} R(\tau)\, d\tau = -\frac{2}{T} \int_0^T [R(\tau) - R(\tau/2)]\, d\tau. \qquad (18)$$

Очевидно, что если $R(\tau)$ на интервале $0 - T$ есть функция невозрастающая, то подынтегральное выражение в (18) всюду неположительно, т. е. всегда $D_1 > D_2$.

Таким образом, если запаздывание в измерительной системе несущественно, то погрешность системы можно «снизить», рассчитывая ее относительно задержанного процесса.

Вычитая (9) из (7), получим

$$D_2 - D_3 = \frac{1}{3} R(0) - \frac{4}{T} \int\limits_0^{T/2} R(\tau)\, d\tau - \frac{1}{3} R(T) +$$

$$+ \frac{4}{T} \int\limits_0^{T} \left(1 - \frac{\tau}{T}\right) R(\tau)\, d\tau = \frac{1}{3} [R(0) - R(T)] +$$

$$+ \frac{4}{T} \int\limits_{T/2}^{T} R(\tau)\, d\tau - \frac{4}{T} \int\limits_0^{T} \frac{\tau}{T} R(\tau)\, d\tau. \qquad (19)$$

Для определения знака разности необходимо оценить входящие в нее интегралы. Пусть $R(\tau)$ на интервале $0 \div T$ имеет вид

$$R(\tau) = R(0) \left(1 - k \frac{\tau^m}{T^m}\right), \qquad (20)$$

где m и $k > 0$ — некоторые постоянные.

Подставляя (20) в (19), после ряда преобразований получим

$$D_2 - D_3 = \frac{kR(0)\ (m^2 2^{m+1} + 3m 2^{m+1} + 2 \cdot 2^{m+1} - 10m + 24}{3(m+1)\ (m+2)\ 2^{m+1}} > 0. \qquad (21)$$

Для любой $R(\tau)$, удовлетворяющей на интервале $0 \leqslant \tau \leqslant T$ неравенству

$$R(\tau) \geqslant R(T), \qquad (22)$$

можно подобрать k и m в (20) так, что

$$R(0) \left(1 - k_1 \frac{\tau^{m_1}}{T^{m_1}}\right) \leqslant R(\tau) \leqslant R(0) \left(1 - k_2 \frac{\tau^{m_2}}{T^{m_2}}\right). \qquad (23)$$

Тогда из (21) следует, что для любых $R(\tau)$, удовлетворяющих (22), дисперсия погрешности восстановления при линейной интерполяции всегда меньше дисперсии погрешности при ступенчатой интерполяции. На практике может встретиться случай, когда запаздывание необходимо учитывать. Для измерительных систем это может быть при совместной обработке измерительной информации, переданной по каналам связи со ступенчатым и линейным восстановлением.

Вычитая (5) из (11), получим

$$D_4 - D_1 = -\frac{1}{3} [R(0) - R(T)] - \frac{2}{T} \int\limits_0^{T} \frac{\tau}{T} R(\tau)\, d\tau -$$

$$- \frac{2}{T} \int\limits_0^{T} \left(1 - \frac{\tau}{T}\right) R(\tau + T)\, d\tau + \frac{1}{T} \int\limits_0^{T} R(\tau)\, d\tau. \qquad (24)$$

Если $R(\tau)$ определяется из (20), то можно показать, что

$$D_4 - D_1 = \frac{R(0)\,[12k 2^{m+1} - km^2 - 6km - 20k - 3m^2 - 9m - 6]}{3(m+1)\ (m+2)}. \qquad (25)$$

Из (25) видно, что эффективность применения линейной или ступенчатой интерполяции зависит от m и k.

Сравнение ступенчатого и линейного восстановления с экстраполяцией по одной точке в общем виде невозможно, так как последняя зависит от значения математического ожидания процесса m_x. Если $m_x = 0$, то, как показано в работе [3], погрешность экстраполяции D_3 всегда меньше D_1 и близка к D_2.

Выводы

1. Наличие математического ожидания у измеряемого процесса, отличного от нуля, практически не влияет на погрешность восстановления.
2. Если запаздывание при восстановлении дискретизированного процесса не учитывается, то увеличение степени интерполирующего полинома, учет автокорреляционной функции или искусственный сдвиг восстанавливаемого процесса всегда приводят к уменьшению дисперсии погрешности восстановления по сравнению со ступенчатой интерполяцией.
3. Если запаздывание учитывается, то в ряде случаев линейная интерполяция дает большую погрешность, чем ступенчатая или экстраполяция по одной точке.

ЛИТЕРАТУРА

1. Немировский А. С., Волконский В. А. Погрешность аппроксимации при дискретных измерениях непрерывных величин. «Измерительная техника», 1963, № 4.
2. Гончаров В. Л. Теория интерполирования и приближения функций. ГИТТЛ, 1954.
3. Мандельштам С. М., Тихонов Э. П. Восстановление исходной функции по дискретным отсчетам в измерительной технике. Труды ЛИАП, вып. 48, 1966.

Поступила в редакцию
18/III 1971 г.

УДК 621.317.772.081.1

Б. М. ДРЕЙФУС, С. А. КРАВЧЕНКО
ВНИИМ

ИМПУЛЬСНО-ВРЕМЕННОЙ МЕТОД ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ ЕДИНИЦЫ ФАЗОВОГО СДВИГА В ДИАПАЗОНЕ ЗВУКОВЫХ ЧАСТОТ

Рост требований к точности фазометрической аппаратуры обусловливает необходимость поиска новых методов, позволяющих снизить погрешность воспроизведения сдвига фаз по сравнению с существующими фазозадающими устройствами (ФЗУ). С этой точки зрения перспективен импульсно-временной метод воспроизведения фазового сдвига. Работы по созданию ФЗУ, реализующих этот способ, ведутся в СССР и за рубежом [1—3]. Однако с метрологической точки зрения данный метод воспроизведения сдвига фаз в литературе не рассмотрен, не определены его потенциальные возможности, не исследованы источники погрешностей и не выявлены основные требования к элементам. Цель настоящей работы — восполнить в какой-то мере этот пробел. В статье использованы материалы исследований макета импульсно-временной меры фазового сдвига для частоты 500 Гц, предложенной и разработанной авторами *. Погрешность воспроизведения приращений сдвига фаз с помощью этой меры в диапазоне углов от 0 до 360° составляет 0,01 град.

---

* См. Б. М. Дрейфус, М. Я. Драпкин, С. А. Кравченко. Фазозадающее устройство. Авт. свид. № 206151, Бюлл. инф. № 24, 1967 г.

Сущность метода

Известно, что фазовый сдвиг φ между гармоническими составляющими разложений в ряд Фурье двух идентичных периодических последовательностей сигналов однозначно определяется расстоянием по оси времени τ между эквивалентными точками сигналов, составляющих эти последовательности. Для первых гармоник разложений имеем

$$\varphi = \frac{\tau}{T} 2\pi, \tag{1}$$

где T — длительность периода.

Хотя принципиально форма сигналов, составляющих исходные последовательности, не имеет значения, но важно, чтобы они совпадали с точностью до постоянного слагаемого в аргументе. Это условие проще выполнить для последовательностей прямоугольных импульсных сигналов типа «меандр».

Выражения $f(t)$ и $f(t+\tau)$, описывающие две исходные импульсные последовательности, смещенные по оси времени на величину задержки τ, имеют вид *:

$$\overline{f(t)} = \begin{cases} 1 & \text{при } n < \bar{t} < n + 0{,}5 \\ 0 & \text{при } n + 0{,}5 < \bar{t} < n + 1 \end{cases}$$

$$\overline{f(t+\tau)} = \begin{cases} 1 & \text{при } n + \bar{\tau} < n + 0{,}5 + \bar{\tau} \\ 0 & \text{при } n + 0{,}5 + \bar{\tau} < n + 1 + \bar{\tau} \end{cases} \tag{2}$$

где $n = 0, 1, 2, \ldots, \infty$; $\overline{f(t)} = f(t)/2a$; $\overline{f(t+\tau)} = f(t+\tau)/2a$; $\bar{t} = t/T$; $\bar{\tau} = \tau/T$.

Разлагая выражение (2) в ряд Фурье и выделяя первые гармонические составляющие, получим для двух каналов

$$\overline{y'} = 2/\pi \sin 2\pi\bar{t}; \tag{3}$$
$$\overline{y''} = 2/\pi \sin 2\pi(\bar{t} - \bar{\tau}),$$

где номер канала обозначается числом штрихов.

Из (3) видно, что для задания сдвига фаз достаточно точно воспроизвести величину $\bar{\tau} = \tau/T$. С этой целью можно воспользоваться выходными сигналами стабильного высокочастотного генератора, задавая нужные отрезки времени с помощью целого числа периодов $t_{ЗГ}$ этого генератора. Тогда, если $T = Nt_{ЗГ}$ и $\tau = lt_{ЗГ}$, то с учетом (1) $\bar{\tau} = \varphi/2\pi = l/N$, где l и N — целые числа. Приняв $\bar{\varphi} = \varphi/2\pi$, получим $\bar{\varphi} = \bar{\tau} = l/N$.

Рассмотрим упрощенную функциональную схему реализации этого метода (рис. 1, *а*), которая поясняется временными диаграммами рис. 1, *б*. Задающий генератор высокой частоты *ЗГ* вырабатывает последовательность импульсных сигналов с периодом $t_{ЗГ}$, которые поступают на цифровое счетно-стробирующие устройство *ССУ*, задающее как сдвиг фаз, так и длительность периода выходных сигналов. Для этого с помощью *ССУ* формируются четыре строба, в которые попадают определенные импульсы из последовательности сигналов *ЗГ*, поступающие на формирование фронтов выходных сигналов. Через первый строб проходит исходный сигнал, формирующий положительный фронт выходного импульса первого канала, второй строб выделяет сигнал *ЗГ*, отстоящий от начального на l периодов и формирующий положительный фронт выходного импульса второго канала, третий — пропускает сигнал *ЗГ*, отстоящий на $N/2$ периодов от начального, на формирование отрицательного фронта выходного импульса первого канала, четвертый — выделяет $(N/2 + l)$-й сигнал *ЗГ*, формирующий отрицатель-

---

* В выражении (2) и далее чертой сверху обозначены величины в относительных единицах; в качестве базисных величин использован размах импульсного колебания и длительность периода T.

ный фронт выходного импульса второго канала. Весь цикл повторяется через каждые N импульсов, поступивших от *ЗГ*, что и определяет частоту выходного сигнала $F_{вых} = 1/Nt_{ЗГ} = f_{ЗГ}/N$, где $f_{ЗГ}$ — частота сигналов *ЗГ*.

Выделение нужных импульсов *ЗГ* осуществляется с помощью четырех схем совпадения CC_1—CC_4, на которые с одной стороны поступают стробирующие сигналы от *ССУ*, с другой — сигналы от *ЗГ*. Выделенные сигналы с выходов CC_1—CC_4 поступают на раздельные входы формирующих триггеров $ФТ_1$ и $ФТ_2$ первого и второго каналов. Из импульсных сигналов $ФТ_1$—$ФТ_2$ первые гармоники выделяются с помощью фильтров $Ф_1$—$Ф_2$. Смещение стробов в пределах длительности периода высокочастотных сигналов не влияет на выходной фазовый сдвиг, так как переключения формирующих триггеров происходят в моменты поступления сигналов от *ЗГ*. При этом важно, чтобы сигналы от *ЗГ* не выходили

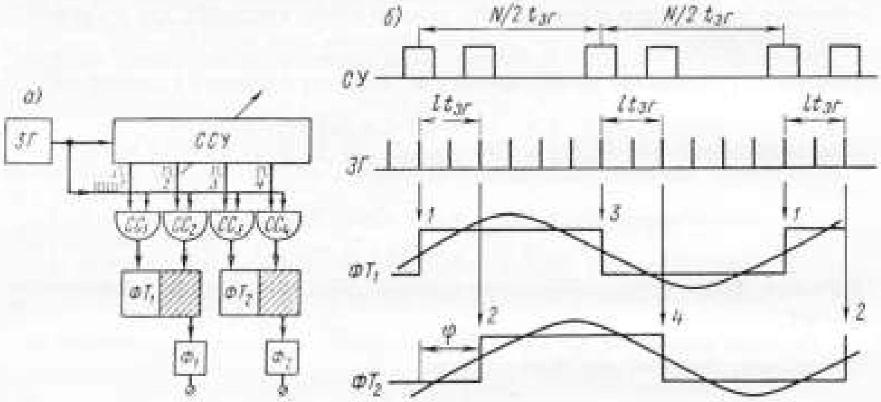


Рис. 1. Импульсно-временной метод воспроизведения сдвига фаз: *а* — упрощенная функциональная схема; *б* — временные диаграммы

за пределы стробов и в один строб не попадало два сигнала. Таким образом, нестабильности импульсных элементов, составляющих *ССУ*, не отражаются на фазовой погрешности *ФЗУ*.

Диапазон частот выходных сигналов, для которых рассматриваемый метод может быть реализован, определяется требуемой величиной дискретности изменения сдвига фаз $\varphi_д = 360/N$ и разрешающей способностью $\theta = 1/f$ счетно-стробирующего устройства, т. е. максимально допустимой частотой следования входных импульсов *ССУ*. Учитывая, что для согласования быстродействия *ССУ* с частотой сигналов *ЗГ* необходимо $f_{ЗГ} \leqslant 1/\theta$, определим верхнюю границу частотного диапазона выходных сигналов

$$F \leqslant \varphi_д/\theta \cdot 360 = \varphi_д f_{ЗГ}/360.$$

Эта зависимость для различных $\varphi_д$ от 0,1 до 180° показана на рис. 2, *а*, из которого видно, что при разрешающей способности *ССУ*, например 0,1 мкс ($f_{ЗГ} = 10^7$), частота выходных сигналов при $\varphi_д = 0{,}1°$ не может превышать 2,8 кГц, а при $\varphi_д = 3°$ — не более 100 кГц. При этом разрешающая способность формирующих триггеров должна быть

$$\theta_{ф.\,т} \leqslant \theta \frac{N}{2} = \frac{\theta 180}{\varphi_д}.$$

Это при $\varphi_д = 0{,}1°$ дает $\theta_{ф.\,д} \leqslant 180$ мкс и при $\varphi_д = 3°$ $\theta_{ф.\,т} \leqslant 6$ мкс.

Нижняя граница частотного диапазона определяется только возможностями фильтров и находится в районе 1—10 Гц. Так как *ССУ* выполняет здесь функции фазовращателя и не влияет на погрешность, последняя определяется лишь изменениями параметров схем совпадения, формирующих триггеров и фильтров, а также нестабильностью частоты *ЗГ*. Практически величина погрешности в нижней части диапазона частот составляет 0,05—0,005 град., а в верхней — 0,5—0,05 град. Полная функциональная схема ФЗУ показана на рис. 2, *б*.

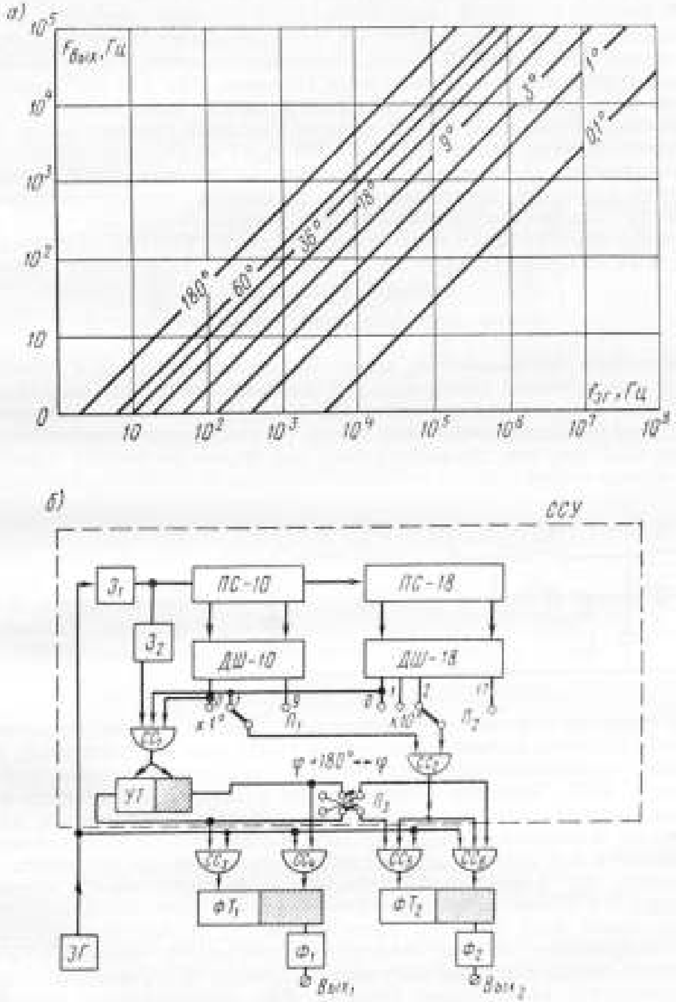


Рис. 2. Фазозадающее устройство: *а* — диаграмма, иллюстрирующая связь выходной частоты с частотой задающего генератора и дискретностью изменения сдвига фаз; *б*—функциональная схема

Счетно-стробирующее устройство состоит из двух последовательно соединенных пересчетных схем ПС-10 и ПС-18, емкость которых равна соответственно 10 и 18 импульсам. С пересчетными схемами связаны два дешифратора ДШ-10 и ДШ-18 соответственно на 10 и 18 выходов, присоединенных к ламелям переключателей $П_1$ и $П_2$. Полная емкость системы из двух пересчетных схем составляет

180 импульсов. На выходе схемы совпадения CC_1, связанной с нулевыми выходами дешифраторов, формируется строб для начального импульса, на выходе CC_2 — строб для импульса, отстоящего от начального на l периодов $t_{ЗГ}$. Здесь l может быть любым — от 0 до 179 и изменяется с помощью $П_1$ и $П_2$.

Начальный импульс от CC_1 поступает на счетный вход управляющего триггера $УТ$, который в одном из своих положений с помощью схем совпадения CC_3—CC_8 направляет импульсы, выделенные из последовательности сигналов $ЗГ$ на формирование положительных фронтов выходных сигналов, а в другом — на формирование отрицательных фронтов этих сигналов. Так как $УТ$ изменяет свое состояние через каждые $180t_{ЗГ}$, то выходной сигнал имеет период $T = 360t_{ЗГ}$.

Минимальное смещение по оси времени выходных сигналов равно $t_{ЗГ}$, т. е. дискретность задания сдвига фаз $\varphi_д = 360 \cdot t_{ЗГ}/T = 1°$.

Переключатель $П_3$ позволяет менять местами положительный и отрицательный фронты выходных импульсов одного из каналов, что дает дополнительный сдвиг на 180°. Таким образом фазовый сдвиг задается от 0 до 359° тремя переключателями $П_1$, $П_2$, $П_3$ с ценой шага соответственно 1°, 10°, 180°. С помощью фильтров $Ф_1$ и $Ф_2$ из прямоугольного сигнала $ФТ_1$ и $ФТ_2$ выделяются первые гармоники.

Выбор некоторых элементов устройства

Необходимое быстродействие элементов, составляющих $ССУ$, определяется требуемой разрешающей способностью θ, которая при частоте выходных сигналов $F = 500$ Гц и дискретности изменений фазового сдвига $\varphi = 1°$ равна 5,6 мкс ($f_{ЗГ} = 180$ кГц). Чтобы обеспечить такую разрешающую способность, система элементов $ССУ$ (см. рис. 2) должна быть рассчитана на частоту порядка 0,5—1 мГц. Вопросы выбора системы цифровых элементов по заданному быстродействию

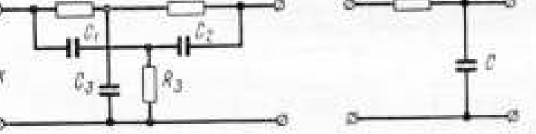


Рис. 3. Схема фильтрующих звеньев: *а* — режекторное звено; *б* — звено фильтра нижних частот (ФНЧ)

подробно освещены в технической литературе и поэтому здесь не рассматривается. Аналоговые элементы выбираются с учетом требований к стабильности фазового сдвига между выходными сигналами, которые сформулированы ниже, при анализе погрешности $ФЗУ$. Наиболее ответственными узлами $ФЗУ$ являются фильтры, к которым предъявляются противоречивые требования: обеспечение минимальных нелинейных искажений и максимальной фазовой стабильности при минимальном ослаблении 1-й гармоники. Рассмотрим их несколько подробнее.

Известно, что наибольшую стабильность фазового сдвига обеспечивают RC-фильтры [4]. Их основной недостаток — значительное ослабление полезного сигнала — может быть устранен применением так называемых «развязанных» звеньев, содержащих, помимо фильтров, согласующие усилители. Учитывая спектральный состав выходных импульсных сигналов $ФЗУ$, целесообразно в этом случае применять режекторные фильтры $РФ$, задерживающие все нечетные гармоники, кроме первой. Однако учитывая быстрое уменьшение амплитуд высших гармоник с ростом их частоты, целесообразно, с целью сокращения объема аппаратуры, использовать сочетание режекторных звеньев и звеньев фильтров нижних частот $ФНЧ$. Схема элементарного режекторного звена, собранного по схеме двойного Т-образного моста, показана на рис. 3, *а*. Элементы этой схемы определяются по формулам:

$$R_1 = 1/\omega_р; \quad R_2 = h/\omega_р C_р; \quad R_3 = h/\omega_р C_р\,(h+1);$$

$$C_1 = C_р; \quad C_2 = C_р/h; \quad C_3 = 1 + h/h\,C_р,$$

где ω_p — частота режекции; h — коэффициент несимметрии моста, который может принимать значения от 1 (симметричный мост, $C_1 = C_2$) до ∞ (вырожденный мост $R_2 = \infty$, $C_2 = 0$). В идеальном случае (источник сигнала — генератор напряжения, нагрузка моста $Z_н$) величина C может быть задана в широких пределах. Оптимальное значение C_p при реальных источниках сигнала и нагрузках будет определено ниже из условия получения наибольшей фазовой стабильности. Предварительно рассмотрим общие соотношения, справедливые при любом C_p. Передаточная функция двойного Т-образного RC-моста имеет вид [5]:

$$T'_p = \frac{1}{1 + jD\dfrac{\eta}{\eta^2 - 1}}, \tag{4}$$

где $\eta = \omega/\omega_p$ — нормированная частота; D — относительная полоса задерживания на уровне $1/\sqrt{2}$, которая определяется из выражения:

$$D = \frac{\dfrac{R_1}{R_2}\left(1 + \dfrac{C_2}{C_1}\right)\dfrac{C_2(C_1 + C_3)}{C_1 C_3}\left(1 + \dfrac{R_1}{R_2}\right)}{\sqrt{\dfrac{R_1 C_2 (C_1 + C_3)}{R_2 C_1 C_3}}}.$$

С учетом (4) получим $D = 2\dfrac{1 + h}{h}$. Выбирая $h = 10$ из условия повышенной добротности моста, имеем $D = 2{,}2$. Преобразуем

$$\eta = \frac{\omega}{\omega_p} = \frac{\dfrac{\omega}{\omega_1}}{\dfrac{\omega_p}{\omega_1}} = \frac{k}{k_p},$$

где k_p — номер гармоники, на которую настроен фильтр. Тогда

$$T_p = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\dfrac{2{,}2kk_p}{k^2 - k_p^2}\right)^2}}; \tag{5}$$

$$\varphi_p = -\operatorname{arctg}\frac{2{,}2kk_p}{k^2 - k_p^2}, \tag{6}$$

где T_p — модуль передаточной функции режекторного фильтра; φ_p — фазовый сдвиг, вносимый этим фильтром.

В качестве звеньев *ФНЧ* используем элементарную RC-цепочку (рис. 3, *б*). Для n последовательно соединенных «развязанных» цепочек модуль передаточной функции

$$T_{н.ч} = \frac{1}{\sqrt{(1 + \eta_1^2)^n}},$$

где $\eta_1 = \omega/\omega_{ср}$; $\omega_{ср}$ — частота среза элементарного звена.

Задаваясь значением $T_{н.ч} = 1/\sqrt{2}$, определим частоту среза звеньев ФНЧ

$$\omega_{ср} = \frac{\omega_1}{\sqrt[2]{\sqrt[n]{2} - 1}},$$

где ω_1 — частота 1-й гармоники. При этом получаем

$$T_{\text{н. ч}} = \frac{1}{\sqrt{\left[1 + k^2\left(\sqrt[n]{2} - 1\right)\right]^n}}; \tag{7}$$

$$\varphi_{\text{н. ч}} = -n \operatorname{arctg} k \sqrt[2]{\sqrt[n]{2} - 1}\,. \tag{8}$$

На рис. 4 показана зависимость коэффициентов подавления режекторных фильтров 3- и 5-й гармоник ($b_{\text{р}_3} = 1/T_{\text{р}_3}$; $b_{\text{р}_5} = 1/T_{\text{р}_5}$) фильтров нижних частот ($b_{\text{н. ч}\,n} = 1/T_{\text{н. ч}\,n}$; $n = 1,\ 2,\ 3,\ 4$) и результирующего коэффициента подавлении

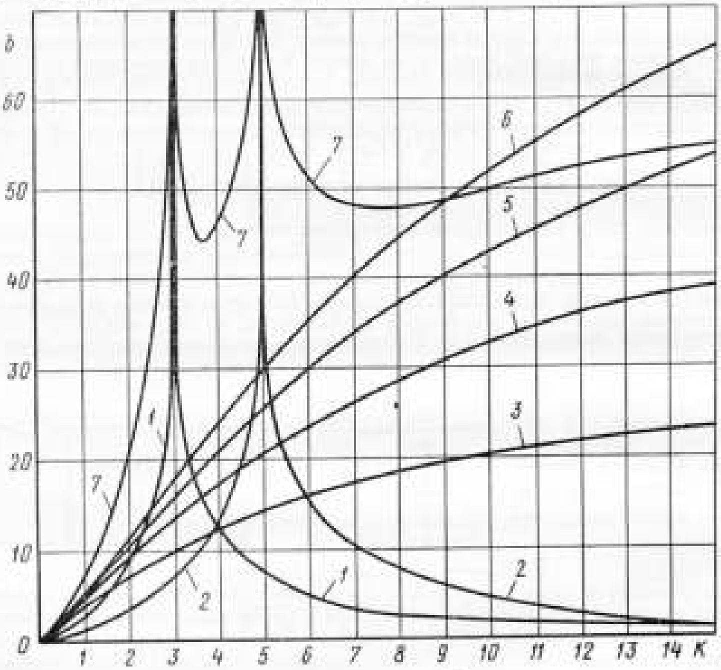


Рис. 4. Зависимость коэффициента подавления фильтрующих звеньев от номера гармоники.

1 — режекторное звено, настроенное на 3-ю гармонику; *2* — режекторное звено, настроенное на 5-ю гармонику; *3* — одно звено ФНЧ; *4* — два звена ФНЧ; *5* — три звена ФНЧ; *6* — четыре звена ФНЧ; *7* — результирующая зависимость для двух режекторных и трех звеньев ФНЧ

$b = b_{p_3} b_{p_5} b_{\text{н. ч}}$ ($n = 3$) от номера гармоники k. При этом предполагается, что коэффициент передачи «развязывающих» усилителей равен единице. Учитывая, что фильтры и «развязывающие» усилители являются линейными четырехполюсниками, находим коэффициент нелинейных искажений сигнала на выходе *ФЗУ*, который в нашем случае имеет вид

$$k_{\text{н. и}} = \frac{\sqrt{\sum\limits_{k=3}^{\infty} \frac{T^2_{\text{р}_3\,(k)} T^2_{\text{р}_5\,(k)} T^2_{\text{н. ч}\,(k)}}{k^2}}}{T_{\text{р}_3\,(1)} T_{\text{р}_5\,(1)} T_{\text{н. ч}\,(1)}}, \tag{9}$$

где $k = 3, 5, 7, \ldots$; $T_{p_3(k)}$, $T_{p_5(k)}$, $T_{н.ч(k)}$ — коэффициенты передачи для k-й гармоники соответственно режекторных фильтров, настроенных на 3- и 5-ю гармоники, и фильтров нижних частот; $T_{p_3(1)}$, $T_{p_5(1)}$, $T_{н.ч(1)}$ — значения тех же коэффициентов передачи для 1-й гармоники.

В табл. 1 приведены результаты расчетов по формуле (9) с учетом (5) и (7) для различных сочетаний фильтрующих звеньев. Там же приведены суммарные фазовые сдвиги, вносимые каждым сочетанием звеньев. По данным таблицы можно

Таблица 1

Режекторные звенья		Число звеньев ФНЧ			
		1	2	3	4
Расчет	—	14,2% * / 45°	10,4% / 66°	7,8% / 81°	6,5% / 92°
	3-я гармоника	6,7% / 84°	2,6% / 105°	1,4% / 120°	0,87% / 131°
	3 и 5-я гармоники	1,8% / 109°	0,37% / 129°	0,14% / 145°	0,06 / 155°
Эксперимент	3 и 5-я гармоники	2,0% / 110,0°	0,5% / 132,1°	0,3% / 148,2°	0,2% / 159,8°

* В числителе дан коэффициент нелинейных искажений, в знаменателе — суммарный фазовый сдвиг.

сделать вывод, что для точных *ФЗУ*, где необходимо иметь минимальный $k_{н.и}$, фильтры должны включать два режекторных звена (настроенных соответственно на 3- и 5-ю гармоники) и не менее 2—3 звеньев ФНЧ. Дальнейшее увеличение

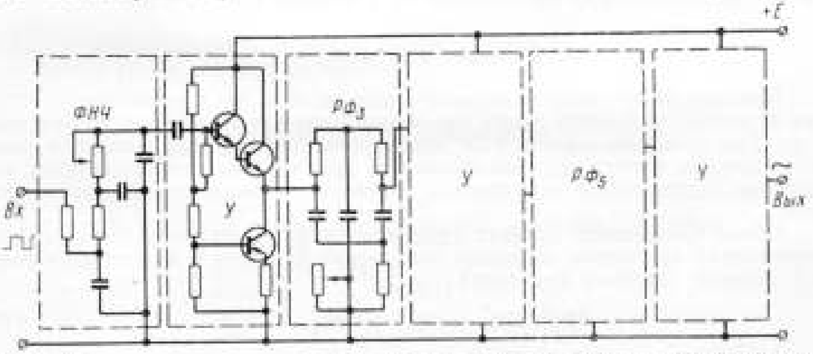


Рис. 5. Принципиальная схема узла фильтра макета фазозадающего устройства

числа звеньев не рационально, так как это приведет к увеличению вносимого фазового сдвига, а следовательно, к фазовой нестабильности при незначительном уменьшении $k_{н.и}$. В табл. 1 имеются также экспериментальные данные, снятые для выбранного варианта фильтра для частоты сигнала 500 Гц.

В табл. 2 представлены значения коэффициентов передачи и вносимых фазовых сдвигов по 1-й гармонике отдельных звеньев и фильтров в целом, определенных теоретически и экспериментально. Расчеты выполнены по формулам (5)—(8).

Таблица 2

Характеристика фильтров	Номер подавляемой гармоники режекторного звена		Число звеньев ФНЧ				Оптимальное сочетание звеньев
	3	5	1	2	3	4	
Коэффициент передачи	$\frac{0{,}770}{0{,}75}$ *	$\frac{0{,}903}{0{,}87}$	$\frac{0{,}707}{0{,}70}$	$\frac{0{,}707}{0{,}70}$	$\frac{0{,}707}{0{,}09}$	$\frac{0{,}707}{0{,}68}$	$\frac{0{,}491}{0{,}45}$
Фазовый сдвиг, град	$\frac{39{,}5}{39{,}9}$	$\frac{24{,}5}{24{,}7}$	$\frac{45{,}0}{46{,}0}$	$\frac{65{,}0}{66{,}2}$	$\frac{81{,}0}{83{,}1}$	$\frac{94{,}0}{95{,}8}$	$\frac{145}{148{,}2}$

* В числителе даны расчетные значения, а в знаменателе — результаты эксперимента.

Основным критерием при выборе согласующих усилителей, включаемых между звеньями фильтров, служит минимальная абсолютная величина изменений вносимого фазового сдвига (0,1—0,001° в зависимости от класса *ФЗУ*). Кроме того, к ним предъявляется также требование максимальной линейности (вносимый $k_{н.\,и}$ не более 0,1—0,05%), повышенного входного сопротивления (не менее 0,5—1 мОм) и малого выходного — не более 10 Ом. Такими характеристиками обладают усилители мощности с коэффициентом передачи по напряжению, близким к единице. На рис. 5 изображена принципиальная схема фильтра, использованного в обоих каналах ФЗУ. Для уменьшения объема аппаратуры и увеличения фазовой стабильности фильтров целесообразно исключить развязывающие усилители между звеньями ФНЧ, а сами звенья выполнять таким образом, чтобы модуль входного импеданса каждого последующего звена был значительно больше модуля выходного импеданса предыдущего звена. Практически при трех звеньях удается обеспечить пятикратный перепад импедансов, при этом общий $k_{н.\,и}$ возрастает до 0,3—0,4% (с усилителями $k_{н.\,и}$ порядка 0,2—0,3%).

Анализ погрешности

При анализе погрешности будем исходить из того, что в прецизионных ФЗУ при установке начального сдвига фаз обычно используют нулевые фазоиндикаторы. При этом погрешность ФЗУ определяется изменениями выходного фазового сдвига за время между калибровками, при которых компенсируются постоянные составляющие погрешности с помощью вспомогательного фазовращателя.

Общая погрешность прибора складывается из погрешности, определяемой изменениями параметров выходных импульсных сигналов и изменениями фазовых сдвигов, вносимых фильтрами

$$\Delta\varphi = \left(\Delta\varphi_{и}'' - \Delta\varphi_{и}'\right) + \left(\Delta\varphi_{ф}'' - \Delta\varphi_{ф}'\right), \tag{10}$$

где $\Delta\varphi_{и}'$ и $\Delta\varphi_{и}''$ — погрешность, вызванная изменениями параметров выходных импульсных сигналов соответственно первого и второго канала; $\Delta\varphi_{ф}'$ и $\Delta\varphi_{ф}''$ — погрешность, вызванная изменениями параметров фильтров, соответственно первого и второго каналов.

Так как структура обоих каналов одинакова, достаточно знать выражения для фазовых сдвигов в одном из каналов.

Погрешность от изменений параметров импульсных сигналов $\Delta\varphi_{и}$

Представим реальный импульсный сигнал, поступающий на входы фильтров, в виде суммы последовательности идеальных импульсов, описываемых уравнениями (2) (рис. 6,*I*), и вспомогательных последовательностей, каждая из которых соответствует определенному виду искажений формы сигнала. На рис. 6,*II* показана вспомогательная последовательность, отражающая задержку фронтов (рис. 6,*III*), на рис. 6,*IV* — последовательность, определяемая конечной длительностью фронтов (рис. 6,*V*). Искажения амплитуды импульсов (рис. 6,*VII*) представлены вспомогательной последовательностью на рис. 6,*VI*. Реальный выходной сигнал, являющийся суммой всех вспомогательных последовательностей (рис. 6,*II*, *IV*, *VI*) и последовательности идеальных импульсов (рис. 6,*I*), показан на рис. 6,*VIII*.

Для установления влияния искажений импульсов найдем векторную сумму первых гармонических составляющих разложений в ряд Фурье идеальной и каждой из вспомогательных последовательностей. Вспомогательная последовательность, отражающая задержку положительного фронта (рис. 6,*II*) имеет вид

$$f_{1-1}(\bar t) = \begin{cases} 1 & \text{при } n < \bar t < n + \beta_{1-1}; \\ 0 & \text{при } n + \beta_{1-1} < \bar t < n + 1. \end{cases}$$

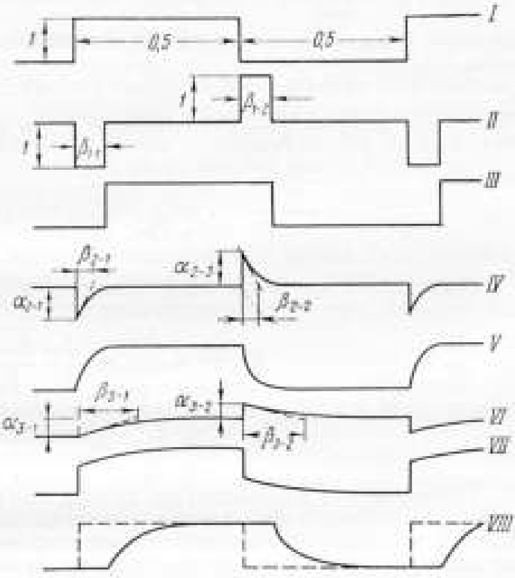


Рис. 6. Временные диаграммы импульсного выходного сигнала

где β_{1-1} — относительное значение величины задержки.

Разлагая f_{1-1} в ряд Фурье, получим

$$\overline{f_{1-1}(\bar t)} = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2}{k\pi} \sin k\beta_{1-1}\pi \cos\left(2\pi k\bar t - \operatorname{arctg}\frac{2\sin^2\beta_{1-1}\pi k}{\sin 2\beta_{1-1}\pi k}\right),$$

где $k = 1, 2, 3\ldots$

Так как $\beta_{1-1} \ll 1$, то можно считать $\sin 2k\beta_{1-1}\pi \approx 2k\beta_{1-1}\pi$. Тогда

$$\overline{f_{1-1}(\bar t)} \approx 2\beta_{1-1} \sum_{k=1}^{\infty} \cos 2\pi k\left(\bar t - \frac{\beta_{1-1}}{2}\right). \tag{11}$$

Вспомогательная последовательность f_{2-1}, определяемая конечной длительностью передних фронтов реальных импульсных (рис. 6,*IV*), состоит из импульсов вида:

$$\overline{f_{2-1}(\bar t)} = \alpha_{2-1}\exp\left(-\frac{\bar t}{\beta_{2-1}}\right),$$

где α_{2-1} — относительное значение амплитуды импульсов вспомогательной последовательности; β_{2-1} — постоянная времени экспоненты, описывающей фронт импульсов вспомогательной последовательности.

Разложение $f_{2-1}(t)$ в ряд Фурье дает

$$\overline{f_{2-1}(t)} = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2\alpha_{2-1}\beta_{2-1}\left[1-\exp\left(-\frac{1}{\beta_{2-1}}\right)\right]\sqrt{1+(2\beta_{2-1}\pi k)^2}}{1+4\beta_{2-1}^2\pi^2k^2} \times$$

$$\times \cos\left(2\pi k\bar{t} - \operatorname{arctg} 2\beta_{2-1}\pi k\right).$$

Учитывая, что β_{2-1} достаточно мало и можно положить

$$\exp\left(-\frac{1}{\beta_{2-1}}\right) \ll 1;\ (2\beta\pi k)^2 \ll 1 \text{ и } \operatorname{arctg} 2\beta\pi k \approx 2\beta\pi k,$$

получим

$$\overline{f_{2-1}(t)} \approx 2\alpha_{2-1}\beta_{2-1} \sum_{k=1}^{\infty} \cos 2\pi k(\bar{t} - \beta_{2-1}). \tag{12}$$

Полагая, что изменения амплитуды импульсов также имеют экспоненциальный характер, получим вспомогательную последовательность f_{3-1}, подобную f_{2-1}

$$\overline{f_{3-1}(t)} = \alpha_{3-1}\exp\left(-\frac{\bar{t}+n}{\beta_{3-1}}\right); \tag{13}$$

$$\overline{f_{3-1}(t)} \approx 2\alpha_{3-1}\beta_{3-1} \sum_{k=1}^{\infty} \cos 2\pi k(\bar{t} - \beta_{3-1}).$$

Положив $k = 1$ и учитывая, что $\pi\beta_{i-1} \ll \pi/2$, из (11), (12), (13) получим выражения для первых гармонических составляющих вспомогательных последовательностей. Сравнивая полученные выражения между собой, нетрудно заметить что для всех вспомогательных последовательностей можно написать общее выражение, приближенно определяющее величину 1-й гармоники

$$F_{i-1}(t) \approx 2\alpha_{i-1}\beta_{i-1}\sin\left(2\pi\bar{t} + \frac{\pi}{2}\right), \tag{14}$$

где $i = 1,\ 2,\ 3;\ \overline{F_{i-1}(t)} = \dfrac{F_{i-1}(t)}{2a}$.

Тогда векторная сумма первых гармоник идеального сигнала (3) и вспомогательных последовательностей (14) имеет вид

$$F_{i-1\Sigma} \approx \frac{2}{\pi}\sin 2\pi\left(\bar{t} + \frac{\bar{\tau}_{i-1}}{2}\right),$$

где $\bar{\tau}_{i-1} = \alpha_{i-1}\beta_{i-1} \ll 1$ — относительная эквивалентная задержка для i-й вспомогательной последовательности. Аналогичные выражения получим для отрицательных фронтов выходных импульсов. Учитывая, что элементарные фазовые сдвиги 1-й гармоники, определенные для положительных и отрицательных фронтов одного канала, суммируются, а результирующие величины разных каналов вычитаются, будем иметь

$$\overline{\Delta\varphi_\Sigma} \approx 0{,}5\sum_{i=1}^{3}\left(\bar{\tau}'_{i-1} - \bar{\tau}''_{i-1} + \bar{\tau}'_{i-2} - \bar{\tau}''_{i-2}\right),$$

где $\overline{\Delta\varphi_\Sigma} = \Delta\varphi_\Sigma/2\pi$ — изменение фазового сдвига в относительных единицах.

Исключая постоянные составляющие эквивалентных задержек, которые компенсируются при калибровке ФЗУ и не оказывают влияния на погрешность, для импульсной части прибора можно написать

$$\overline{\Delta\varphi_{\text{и}}} \approx 0{,}5 \sum_{i=1}^{3} (\overline{\Delta\tau_{i-1}} + \overline{\Delta\tau_{i-2}}), \tag{15}$$

где $\overline{\Delta\tau_{i-1}} = \Delta\left(\tau'_{i-1} - \tau''_{i-1}\right)$ и $\overline{\Delta\tau_{i-2}} = \Delta\left(\tau'_{i-2} - \tau''_{i-2}\right)$ — отражают изменения разностей соответствующих эквивалентных задержек за время между калибровками ФЗУ.

Определим допустимые искажения формы выходных импульсных сигналов для случая, когда каждая составляющая суммы (15) не должна превышать величины $\varphi_{\text{и}} \leqslant 1{,}8 \cdot 10^{-5}$ рад (0,001°). Как показали экспериментальные исследования, изменения разностей $\left(\tau'_{1-1} - \tau''_{1-1}\right)$ и $\left(\tau'_{1-2} - \tau''_{1-2}\right)$ за время между калибровками прибора при стационарном режиме его работы не превышают 1% от τ_{1-1}, при этом $\beta_1 \leqslant 1{,}8 \cdot 10^{-3}$, т. е. допустимая задержка фронтов для выходной частоты 500 Гц ($T = 2 \cdot 10^{3}$ с)

$$\tau_{1-1} \approx \tau_{1-2} \leqslant 0{,}6 \text{ мкс}.$$

Эквивалентная постоянная времени положительного фронта была примерно в четыре раза меньше эквивалентной постоянной времени отрицательного фронта. Учитывая это, из (15) получим

$$\overline{\Delta\varphi_{\text{и}-2}} \approx \overline{2{,}5\Delta\tau_{2-1}}.$$

При тех же условиях найдем допустимые величины постоянных времени для положительного τ_{2-1} и отрицательного τ_{2-2} фронтов при $\alpha = 1$, т. е., в худшем случае $\tau_{2-1} \leqslant 0{,}2$ мкс и $\tau_{2-2} \leqslant 0{,}8$ мкс.

Пренебрегая изменениями амплитуды выходных импульсов вблизи их положительных фронтов, из (15) получим $\Delta\varphi_3 \approx 0{,}5\overline{\Delta\tau_{3-2}}$. Так как $\tau_{3-2} = \beta_{3-1}\alpha_{3-1}$, то $\overline{\Delta\tau_{3-2}} = \beta\left(\Delta\alpha'_{3-2} - \Delta\alpha''_{3-2}\right) + \alpha\left(\Delta\beta'_{3-2} - \Delta\beta''_{3-2}\right)$. Как следует из расчетов, множители при α и β обычно не превышают соответственно $0{,}01\alpha_{3-2}$ и $0{,}01\beta_{3-2}$ и, следовательно, $\tau_{3-1} = 10^{-2}\alpha_{3-2}\beta_{3-2}$.

Учитывая, что наибольшее изменение амплитуды имеет место вблизи фронтов, имеем $\beta_{3-2} \approx 2 \cdot 10^{-3}$ (это соответствует 8 мкс для $F_{\text{вых}} = 500$ Гц). Откуда $\alpha_{3-2} \leqslant \leqslant 6 \cdot 10^{-2}$. Это означает, что изменения амплитуды импульса менее 6% вызывают погрешность, не превышающую 0,001 град.

При выполнении найденных ограничений для изменений формы выходных импульсных сигналов за время между калибровками прибора суммарная погрешность, вносимая импульсной частью ФЗУ, не превысит $\Delta\varphi_{\text{и}} = 0{,}003$ град.

Погрешность, вносимая фильтрами

Как уже указывалось выше, каждый из каналов ФЗУ состоит из двух режекторных звеньев, настроенных соответственно на 3- и 5-ю гармоники, и трех звеньев фильтров нижних частот. Для анализа влияния на погрешность ФЗУ изменений параметров элементов режекторного звена (см. рис. 3) воспользуемся выражением коэффициента передачи двойного T-образного RC-моста [5]:

$$T_{\text{р}} = \frac{[1 - \omega^2 (R_1 + R_2) R_3 C_1 C_2] + j\omega [R_3 (C_1 + C_2) - \omega^2 R_1 R_2 C_1 C_2 C_3]}{\begin{gathered} 1 + \omega^2 [(R_1 + R_2) R_3 C_1 C_2 + R_1 R_3 (C_1 + C_2) + R_1 R_2 C_2 C_3] + \\ + j\omega [R_3 (C_1 + C_2) + R_1 C_3 + (R_1 + R_2) C_2 - \omega^2 R_1 R_2 R_3 C_1 C_2 C_3 \end{gathered}}, \tag{16}$$

где значения всех R и C определяются соотношениями (4). Полученные из (16) точные выражения коэффициентов влияния элементов на фазовый сдвиг оказываются очень громоздкими. Однако их можно упростить, если учесть, что в нашем случае частота основного сигнала значительно ниже частоты настройки фильтров.

Пренебрегая членами, содержащими ω^2 и ω^3, из (16) можно найти приближенное значение коэффициента передачи режекторного звена

$$T_p \approx \frac{1 + j\omega (C_1 + C_2) R_3}{1 + j\omega [R_3 (C_1 + C_2) + R_1 C_3 + (R_1 + R_2) C_2]}; \qquad (17)$$

$$\varphi_p \approx \operatorname{arctg} \omega \, [R_1 C_3 + (R_1 + R_2) C_2], \text{ рад.}$$

Определив полный дифференциал от φ_p и перейдя к конечным приращениям, получим для режекторного звена

$$\Delta\varphi_p \approx \frac{\eta d}{1 + 4\eta^2} \left[\frac{1 + h}{h} (\delta_{C_2} + \delta_{C_3}) + \frac{2 + h}{h} \delta_{R_1} + \delta_{R_2} \right], \text{ рад.}, \qquad (18)$$

где δ_{R_1}, δ_{R_2}, δ_{C_2}, δ_{C_3} — относительные изменения соответствующих величин; d — коэффициент компенсации изменений фазового сдвига за счет двухканальности ФЗУ.

Если отклонения параметров элементов вызваны, в основном, температурными изменениями и подбор этих отклонений для одинаковых элементов в разных каналах может быть осуществлен с погрешностью $\pm 25\%$, то $d = 0{,}5$. Полагая, что в установившемся режиме работы прибора за время между его калибровками температура изменяется не более чем на 1° С, получим:

для режекторного звена, настроенного на 3-ю гармонику (при $\eta = 0{,}33$; $h = 10$; $d = 0{,}5$; $\delta_{C_2} = \delta_{C_3} = \delta_{R_1} = \delta_{R_2} = 0{,}5 \cdot 10^{-4}$), $\Delta\varphi_{p3} = 0{,}0014°$;

для режекторного звена, настроенного на 5-ю гармонику (при $\eta = 0{,}2$), $\Delta\varphi_{p5} = 0{,}0011°$.

Для определения фазовой погрешности звеньев ФНЧ от изменения параметров элементов воспользуемся известным уравнением для фазового сдвига, вносимого n последовательно соединенными «развязанными» RC-звеньями ФНЧ,

$$\varphi_{н.ч} = n \operatorname{arctg} \omega R_{н.ч} C_{н.ч},$$

где $R_{н.ч}$ и $C_{н.ч}$ — элементы звена.

Полный дифференциал $\varphi_{н.ч}$ после перехода к конечным приращениям имеет вид

$$\Delta\varphi_{н.ч} = \frac{n\eta d}{1 + \eta^2} (\delta_{R_{н.ч}} + \delta_{C_{н.ч}}).$$

Откуда при $n = 3$; $\eta = 0{,}51$; $d = 0{,}5$; $\delta_{R_{н.ч}} = \delta_{C_{н.ч}} = 0{,}5 \cdot 10^{-4}$ получим $\Delta\varphi_{н.ч} = 0{,}0075°$.

Из (17) определяем влияние изменений частоты на фазовый сдвиг режекторного звена в одном канале

$$\Delta\varphi'_{p\omega} = \frac{2\eta (1 + h) \delta_\omega}{(1 + 4\eta^2) h}, \text{ рад.}$$

Вычислив от $\Delta\varphi'_{p\omega}$ производную по ω_0, после преобразований получим частотную составляющую фазовой погрешности режекторного фильтра при двухканальной системе

$$\Delta\varphi_{p\omega} = \frac{2\eta^2 (1 + h)(1 - 4\eta^2)}{h (1 + 4\eta^2)^2} \delta_{\omega_p} \delta_\omega, \qquad (19)$$

где δ_{ω_p} — относительная разность частот режекции фильтров разных каналов.

Из выражения (19), задавшись допустимой погрешностью от изменения частоты $\Delta\varphi_\omega = 1{,}8 \cdot 10^{-6}$ рад (0,0001°), отклонением частоты настройки режекторных фильтров в разных каналах $\delta_{\omega_p} = 0{,}01$, будем иметь:

для фильтров 3-й гармоники (при $\eta = 0{,}33$, $h = 10$)

$$\delta_\omega \leqslant \frac{\Delta\varphi_\omega h (1 + 4\eta^2)}{2\eta_2 (1 + h)(1 - 4\eta^2) \delta_{\omega_p}} \approx 2{,}8 \cdot 10^{-3};$$

для фильтров 5-й гармоники (при $\eta = 0{,}2$, $k = 10$)

$$\delta \leqslant 3{,}3 \cdot 10^{-3}.$$

Влияние изменений частоты на фазовый сдвиг ФНЧ с учетом обоих каналов

$$\Delta\varphi_{\text{н. ч}\,\omega} = \frac{n\eta(1-\eta^2)}{(1+\eta^2)^2}, \text{ рад}, \tag{20}$$

где $\delta_{\omega_{\text{ср}}}$ — относительная разность частот среза ФНЧ в разных каналах.

Если $\eta = 1$, то из (20) следует, что в двухканальной системе при любом числе звеньев погрешность от изменений частоты отсутствует даже при отклонениях величины $\omega_{\text{ср}}$ от расчетной.

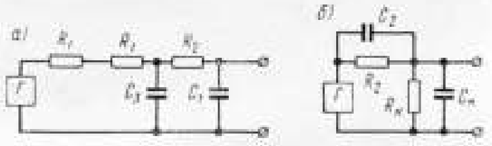


Рис. 7. Эквивалентные схемы режекторных фильтров к расчету фазовой нестабильности: от изменений выходного сопротивления генератора (*а*) и изменений нагрузки фильтров (*б*)

Нетрудно сформулировать требования к стабильности частоты, обеспечивающие пренебрежимо малую частотную составляющую фазовой погрешности ФНЧ:

$$\delta_\omega \leqslant \frac{\Delta\varphi_\omega (1+\eta^2)^2}{\eta n (1-\eta^2)\,\delta_{\omega_{\text{ср}}}}.$$

Пусть частота среза $\omega_{\text{ср}}$ фильтров нижних частот в разных каналах отличается не более, чем на 10% ($\delta_{\omega_{\text{ср}}} = 0{,}1$). Определим допустимую нестабильность частоты, при которой $\varphi_\omega \leqslant 1{,}8 \cdot 10^{-6}$ рад (0,0001°). При одном звене ФНЧ в каждом канале $\eta = 1$, и, как видно из (20), $\Delta\varphi_{\text{н. ч}\,\omega} = 0$ при любой нестабильности частоты. Для трех звеньев ФНЧ (при $n = 3$, $\eta = 0{,}51$) имеем $\delta_\omega \leqslant 2{,}6 \cdot 10^{-5}$. Это неравенство, как самое «жесткое», определяет допустимую величину нестабильности частоты задающего генератора.

Влияние на фазовую погрешность изменений выходного сопротивления источника сигнала $R_\text{г}$ и нагрузки звеньев — параллельно включенных $R_\text{н}$ и $C_\text{н}$ (входных параметров усилителей), можно снизить до пренебрежимо малой величины соответствующим выбором емкости $C_\text{р}$ и $C_{\text{н. ч}}$. Максимально допустимое значение $C_\text{р}$ может быть определено по эквивалентной схеме (рис. 7), на которой показаны элементы, оказывающие влияние на фазовую погрешность рассматриваемого режекторного фильтра. Для этого из (18) находим

$$\Delta\varphi_{R_\text{г}} \approx \frac{\eta}{1+4\eta^2}\,\frac{R_\text{г}}{R_1}\,\delta_{R_\text{г}}, \text{ рад},$$

где $\delta_{R_\text{г}}$ — относительное изменение выходного сопротивления генератора.

Влиянием $\Delta\varphi_{R_\text{г}}$ можно пренебречь, если

$$\delta_{R_\text{г}} \ll \frac{R_1}{R_\text{г}}\left(\delta_{C_2} + \delta_{C_3} + \delta_{R_1} + \delta_{R_2}\right),$$

откуда с учетом $R_1 = 1/\omega_\text{р} C_\text{р}$ найдем максимально допустимое значение емкости

$$C_\text{р} \ll \frac{1}{\omega_\text{р} R_\text{г}}\,\frac{\delta_{C_2} + \delta_{C_3} + \delta_{R_1} + \delta_{R_2}}{\delta_{R_\text{г}}},$$

где $R_\text{г}$ — значение выходного сопротивления генератора.

Максимально допустимое значение $C_\text{р}$ может быть также определено из условия минимального влияния изменений параметров нагрузки фильтров.

Учитывая (4), преобразуем схему Т-образного RC-моста (см. рис. 3 и 7, *б*). Коэффициент передачи схемы

$$T_{\text{н}} = \frac{q + j\omega R_2 C_2}{(1+q) + j\omega q R_2 C_2\left(1 + \frac{1}{\varkappa}\right)},$$

где $q = R_{\text{н}}/R_2$; $\varkappa = C_2/C_{\text{н}}$.

Тогда фазовый сдвиг

$$\varphi_{\text{н}} = \operatorname{arctg} \frac{\eta\left(1 + \frac{q}{\varkappa}\right)}{q\left[\frac{1+q}{q} + \eta^2\left(1 + \frac{1}{\varkappa}\right)\right]}.$$

Так как обычно

$$\frac{1}{\varkappa} \approx 0; \quad q \gg 1; \quad \eta^2 \ll 1,$$

то

$$\varphi_{\text{н}} \approx \operatorname{arctg}_{\text{}} \eta \frac{\varkappa + q}{\varkappa q}, \text{ рад.}$$

Взяв полный дифференциал от $\varphi_{\text{н}}$, пренебрегая малыми величинами высоких порядков и переходя к конечным приращениям, найдем

$$\Delta\varphi_{\text{н}} \approx \eta\left(\frac{\delta_{R_{\text{н}}}}{q} + \frac{\delta_{C_{\text{н}}}}{\varkappa}\right).$$

Сопоставив это выражение с (18), определим условия, при которых можно пренебречь влиянием изменений параметров нагрузки:

$$\delta_{C_{\text{н}}} \ll \frac{C_2}{C_{\text{н}}} \frac{\delta_{C_2} + \delta_{C_3}}{1 + 4\eta^2} \text{ и } \delta_{R_{\text{н}}} \ll \frac{R_{\text{н}}}{R_2} \frac{\delta_{R_1} + \delta_{R_2}}{1 + 4\eta^2}.$$

Из последнего неравенства находим минимально допустимое значение емкости $C_{\text{р}}$, учитывая, что $R_2 = h/\omega_{\text{р}} C_{\text{р}}$,

$$C_{\text{р}} \gg \frac{h(1 + 4\eta^2)}{\omega_0 R_{\text{н}}} \frac{\delta_{R_{\text{н}}}}{\delta_{R_1} + \delta_{R_2}}.$$

Объединяя оба неравенства, полученные для $C_{\text{р}}$, найдем ограничения для выбора базисной емкости Т-образного моста, т. е.

$$\frac{1}{\omega_0 R_{\text{г}}} \frac{\delta_{C_2} + \delta_{C_3} + \delta_{R_1} + \delta_{R_2}}{\delta_{R_{\text{г}}}} \gg C_{\text{р}} \gg \frac{h(1 + 4\eta^2)}{\omega_0 R_{\text{н}}} \frac{\delta_{R_{\text{н}}}}{\delta_{R_1} + \delta_{R_2}}.$$

Ограничения для $C_{\text{н. ч}}$, обеспечивающие пренебрежимо малое влияние на фазовый сдвиг ФНЧ изменений сопротивления источника сигнала и нагрузки, имеют вид

$$\frac{1}{\omega_{\text{р}} R_{\text{г}}} \frac{\delta_{R_{\text{н. ч}}} + \delta_{C_{\text{н. ч}}}}{\delta_{R_{\text{г}}}} \gg C_{\text{н. ч}} \gg \frac{1}{\omega_0 R_{\text{н}}} \frac{\delta_{R_{\text{н}}}}{\delta_{R_{\text{н. ч}}}}.$$

Таким образом, суммарное изменение фазового сдвига фильтров при изменении температуры окружающей среды $\Delta t°\,\text{C} = 1$

$$\Delta\varphi_{\text{ф}} = \Delta\varphi_{\text{р}_\text{з}} + \Delta\varphi_{\text{р}_\text{в}} + \Delta\varphi_{\text{н. ч}} \approx 0{,}0055°.$$

С учетом погрешности импульсной части ФЗУ получим результирующую погрешность $\Delta\varphi = \Delta\varphi_{\text{ф}} + \Delta\varphi_{\text{и}} = 0{,}0085°$.

Экспериментальные исследования в лабораторных условиях ФЗУ (рис. 8), реализующего этот метод на частоте 500 Гц, показали, что его погрешность не превышает 0,01 град. при калибровках через 20—30 мин и предварительном

Рис. 8. Внешний вид макета фазозадающего устройства на частоты 500, 100 и 10 Гц

«прогреве» в течение 1 часа. Начальный фазовый сдвиг устанавливался с помощью специально разработанного амплитудно-независимого нулевого фазоиндикатора с чувствительностью 0,002°. Запись дрейфа выходного фазового сдвига макета ФЗУ приведена на рис. 9.

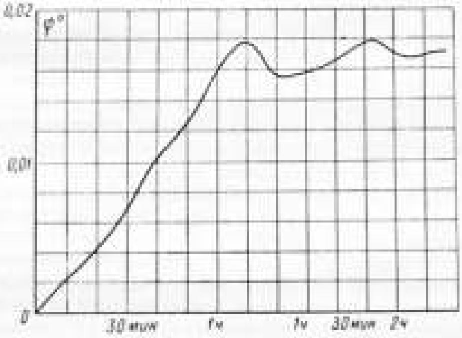


Рис. 9. Процесс установления фазового сдвига после включения прибора (на частоте 500 Гц)

Заключение

Импульсно-временной метод воспроизведения сдвига фаз может с успехом использоваться для создания точных ФЗУ в звуковом диапазоне частот. Его погрешность может быть снижена за счет:

а) увеличения быстродействия системы элементов импульсной части до 10 мГц;

б) использования внутриблочной и междублочной компенсации приращений фазовых сдвигов;

в) термостатирования ФЗУ с погрешностью поддержания температуры $\Delta t = 0{,}1 \div 0{,}2°$ С.

Экспериментальные и теоретические исследования показывают, что ФЗУ, реализующие этот метод, могут быть использованы также для создания малогабаритной образцовой фазометрической аппаратуры в диапазоне частот до 50—100 кГц.

С появлением сверхминиатюрных элементов дискретной техники становится возможно создание весьма малогабаритных устройств данного типа, которые могут быть целиком термостатированы в двойных термостатах, где термонестабильность доводится до 0,01—0,02° С. Последнее позволит снизить погрешность ФЗУ данного типа до 0,005 град.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ewinq D. K. Decade phase—schift oscillator. «Instrum. Rev», 1967, 14, № 183.
2. Charbonnier Roger. Génerateur de Signaux électriques auant un dephasage programmable. Фр. патент, кл. H. O3KG08C, № 1525990.
3. Дрогин Е. М. Цифровое фазосдвигающее устройство для испытания навигационной системы. «Электроника» (Electronics), 1967, № 4.
4. Колтик Е. Д. Измерительные двухфазные генераторы переменного тока. Изд-во стандартов, 1968.
5. Андреев Ю. А., Кобак В. О. Двойные Т-образные мосты в избирательных усилителях. Судпромгиз, 1962.

Поступила в редакцию
22/XII 1970 г.

УДК 621.317.772

Е. Д. КОЛТИК
ВНИИМ

НОВЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ВРЕМЕННЫХ СДВИГОВ ПРИ ИСКАЖЕННОЙ ФОРМЕ СРАВНИВАЕМЫХ СИГНАЛОВ

Основной аппаратурой, применяемой для поверки электронных фазометров в диапазоне частот от 0,001 Гц до 300 кГц, являются измерительные двухфазные генераторы или, как их иногда называют,— калибраторы фазы. В качестве фазоизмерительных устройств в этих приборах применяются простейшие фазометры, принципы работы которых таковы, что измеряемые ими величины временных (фазовых) сдвигов однозначно определяются из известных физических соотношений. Например, используется свойство электронколучевой трубки (ЭЛТ), заключающееся в том, что при отношении частот сравниваемых сигналов 1 : 1 получающиеся фигуры Лиссажу повторяются дважды в течение периода. Точно так же при отношении частот 1 : n за период низкочастотного напряжения появляются $2n$ одинаковых неподвижных изображений. Сдвиг фаз определяется в долях меньшего периода. При всех соотношениях частот, равных 1 : n, максимальный угол сдвига фаз $\varphi = 360°$; для соотношения $m : n$ $\varphi = 360°/m$ (m и n — любые целые числа).

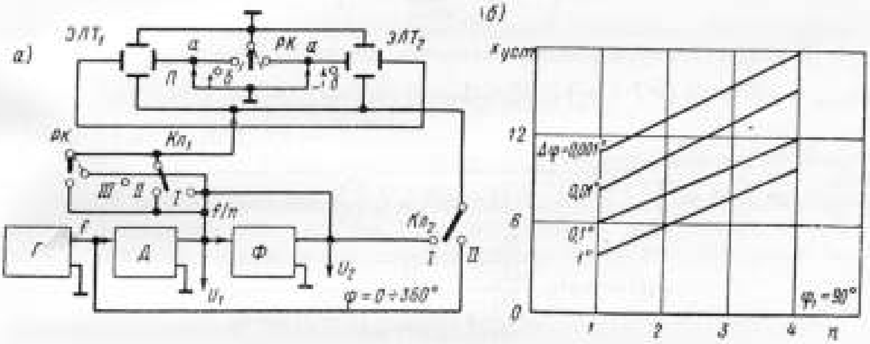
Наибольшее распространение в измерительной технике получили методы, основанные на сравнении фаз напряжений с соотношением частот 1 : n. В этом случае при изменении фазы напряжения низшей частоты на 360° разомкнутые фигуры периодически появляются $2n$ раз через интервал $180°/n$.

Если при измерении частоты искажения развертывающего напряжения (низкочастотного) до 5—10% не оказывают влияния на точность, то искажения в 1—5% вносят ощутимые погрешности при точном измерении приращений фазы с помощью фигур на экране ЭЛТ. В самом деле, при достаточно большой вытянутости изображения в горизонтальном направлении экрана ЭЛТ приращения фазовых сдвигов в двухфазных генераторах измеряются при совмещении ветвей фигуры, получающейся при прямом и обратном ходе электронного луча. Следовательно, для полного совмещения ветвей фигуры необходимо равенство скоростей движения электронного луча в прямом и обратном направлениях. Наличие в горизонтально отклоняющем напряжении гармонических составляющих приводит к неравенству скоростей движения электронного луча, а следовательно, и к неточному совмещению ветвей фигуры Лиссажу, т. е. к дополнительным погрешностям.

Исключить фазовые погрешности от искажений формы кривой можно в том случае, если развертку в обоих направлениях осуществлять одним и тем же «фронтом» сигнала.

На рисунке показана упрощенная схема точного фазоизмерительного устройства двухфазного генератора [2], позволяющая измерять фазовые сдвиги при значительных искажениях формы кривой сигналов. В основу схемы положен метод двойных фигур Лиссажу.

Метод измерения фазы заключается в следующем. При замыкании ключей $Кл_1$, $Кл_2$ в положение II и перемычки *П* в положение *а—а* на отклоняющие системы ЭЛТ поступают напряжения с выходов генератора *Г* с частотой колебаний *f* и делителя частоты *Д* с коэффициентом деления *n*. На экране получаются две фигуры Лиссажу. Регулятором смещения (на рисунке не показан) эти фигуры совмещаются и принимаются за исходные. Затем ключ $Кл_2$ переводится в положение I и сведением двух эллипсов в прямую линию устанавливается нулевой сдвиг фаз между напряжениями на входе и выходе фазовращателя Ф (0—360°). Далее ключ $Кл_1$ переводится в положение I, а ключ $Кл_2$ — в положение II.



Блок-схема фазоизмерительного устройства двухфазного генератора

Фазовая ошибка, имевшая место при сведении эллипсов в прямую линию, устраняется небольшой подрегулировкой фазовращателя до момента, когда фигуры Лиссажу примут форму, подобную исходной.

После установки нулевого фазового сдвига между выходными напряжениями перемычка *П* переводится в положение *б—б*, ключ $Кл_1$ — в положение III, ключ $Кл_2$ — в положение II. На обмотку возбуждения реле (на рисунке показаны контакты реле *РК*) подается напряжение с частотой порядка 20—50 Гц. Далее с помощью фазовращателя Ф устанавливается любая величина фазового сдвига между выходными напряжениями U_1 и U_2.

Двойные фигуры Лиссажу могут быть получены также на ЭЛТ с одной отклоняющей системой. При этом лучшие результаты обеспечиваются, когда для коммутации входа и выхода фазовращателя применяется электронный переключатель с соответствующей цепью синхронизации.

Приращения фазы отсчитываются в момент совмещения ветвей двойных фигур. Поэтому погрешность определяется главным образом неточностью совмещения кривых и, следовательно, имеет тот же порядок, что и при обычном применении фигур Лиссажу.

Наиболее точные двухфазные генераторы с ЭЛТ строятся на фиксированные частоты. Поэтому с целью фильтрации помех и получения больших коэффициентов усиления используются узкополосные системы — избирательные усилители. При использовании коммутирующих элементов возникают дополнительные погрешности из-за переходных процессов. Рассмотрим, какие изменения претерпит фаза напряжения на выходе *n*-каскадного усилителя при переключении сигналов на входе и нагрузке — контуре, работающем в линейном режиме.

На входе усилителя имеются два сигнала:

$$u_1 = U_1 \sin(\omega_0 t + \varphi_1);$$
$$u_2 = U_2 \sin(\omega_0 t + \varphi_2).$$

После переключения первого сигнала напряжение на выходе усилителя изменяется по закону [1]

$$u_{\text{вых } 1} = k_p^n U_1 e^{-x} \sum_{m=0}^{n=1} \frac{x^m}{m!} \sin(\omega_0 t + \varphi_1),$$

где k_p — коэффициент усиления одного каскада $x = t/\tau$ — безразмерное время; $\tau = 2L/R = 2Q/\omega_p$ — постоянная времени контура.

После включения второго сигнала выходное напряжение

$$u_{\text{вых } 2} = k_p^n U_2 \left(1 - e^{-x} \sum_{m=0}^{n=1} \frac{x^m}{m!}\right) \sin(\omega_0 t + \varphi_2).$$

В результате суммирования выходных напряжений имеем:

$$u_{\text{вых}} = k_p^n U_1 y \sin(\omega_0 t + \varphi_1) + k_p^n U_2 (1 - y) \sin(\omega_0 t + \varphi_2) =$$

$$= k_p^n U_2 B(t) \sin\left[\omega_0 t + \varphi(t)\right],$$

где $B(t) = \sqrt{\left(\frac{U_1}{U_2} y\right)^2 + (1-y)^2 + 2\frac{U_1}{U_2} y(1-y)\cos(\varphi_1 - \varphi_2)}$;

$$\varphi(t) = \operatorname{arctg} \frac{\frac{U_1}{U_2} y \sin\varphi_1 + (1-y)\sin\varphi_2}{\frac{U_1}{U_2} y \cos\varphi_2 + (1-y)\cos\varphi_2};$$

$$y = e^{-x} \sum_{m=0}^{n=1} x^m/m!$$

Для повышения стабильности применяются однокаскадные резонансные усилители. Практически $\varphi_2 = 0$ и $U_2 = U_1$. Тогда

$$\varphi(t) = \operatorname{arctg} \frac{e^{-x}\sin\varphi_1}{1 - (1 - \cos\varphi_1)e^{-x}}.$$

Когда $\varphi_1 = 180°$, $x \approx 0{,}7$ при любом фазовом сдвиге переключаемых напряжений фаза выходного напряжения принимает значение, равное $\varphi_1/2$; время, необходимое на установление выходной фазы с заданной абсолютной погрешностью $\Delta\varphi$, оказывается максимальным при каком-то значении сдвига фаз, причем это значение зависит от заданной точности, например, для значений $\Delta\varphi = 0{,}5$; $0{,}1°$ расчеты могут быть сделаны по формуле

$$x_{\text{уст}} = \ln \frac{\sin\varphi_1 + (1 - \cos\varphi_1)\Delta\varphi}{\Delta\varphi}.$$

Последнее выражение получено с учетом того, что $\varphi(t) \approx \Delta\varphi$, $\Delta\varphi$ мало и $\operatorname{tg}\varphi(t) \approx \Delta\varphi$. Для «входного» сдвига фаз 90° время установления от заданной точности ($\Delta\varphi \ll 1$ рад.)

$$x_{\text{уст}} \approx \ln\left(1 + \frac{1}{\Delta\varphi}\right) \approx \ln\frac{1}{\Delta\varphi}.$$

При многокаскадном усилителе

$$x_{\text{уст}} \approx \ln\left[\left(1 + \frac{1}{\Delta\varphi}\right)\sum_{m=0}^{n=1} \frac{x_{\text{уст}}^m}{m!}\right].$$

Результаты графического решения данного уравнения для различного числа каскадов и различных точностей представлены на рисунке *б*, из которого видно, что с увеличением числа каскадов время установления нарастает почти линейно.

Рассмотренные соотношения и графики позволяют определить время установления фазы с заданной точностью на выходе усилителя, а по нему выбрать частоту коммутации напряжений на выходе фазовращателя двухфазного генератора.

При измерении фазы в калибраторах импульсно-модулированных сигналов процесс ее установления на выходе резонансного усилителя описывается уравнением

$$\xi(t) = \operatorname{arctg} \frac{\sin\left(\varepsilon_1 x - \gamma_0'\right)}{k_0' e^x - \cos\left(\varepsilon_1 x - \gamma_0'\right)},$$

где ε_1, k_0', γ_0' — параметры, определяющие характер установления фазы в зависимости от безразмерного времени x

$$\varepsilon_1 = \varepsilon \frac{2\eta'}{\eta' + 1} + 2Q - \sqrt{4Q^2 - 1}.$$

Здесь $\varepsilon = Q(\eta' - 1/\eta')$ — обобщенная расстройка; коэффициент $\eta' = \omega/\omega_0$; $\varepsilon_1 \approx \varepsilon$ при $Q \gg 1$.

Таким образом, девиация фазы в выходном напряжении при усилении импульсно-модулированных сигналов будет отсутствовать при условии $\varepsilon_1 = 0$; $\gamma_0' = 0$, при этом она будет уменьшаться во времени тем быстрее, чем больше величина параметра k_0'.

ЛИТЕРАТУРА

1. Евтянов С. И. Переходные процессы в приемно-усилительных схемах. Связьиздат, 1948.
2. Колтик Е. Д. Калибратор фазы импульсно-модулированных сигналов. Авт. свид. № 239440, Бюлл. изобр., 1969, № 11.

Поступила в редакцию
24/XII 1970 г.

УДК 621.391.8 : 519.27

Ю. Л. БОРТНЯКОВ, Р. Э. ГУТ
ВНИИМ

ОБ ОДНОЙ МОДЕЛИ СЛУЧАЙНОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ НА ИЗМЕРИТЕЛЬНОЕ УСТРОЙСТВО

При расчете параметров и оценке точности измерительных устройств и систем часто требуется знание не только их характеристик, но и многомерных плотностей либо функций распределения измеряемых величин или процессов [1, 2]. Однако на практике обычно известны одномерные распределения и коэффициенты (функции) корреляции измеряемых величин (процессов), поскольку получение даже двумерных распределений чрезвычайно сложно. Предположение о виде многомерной плотности сводится к допущению возможности ее аппроксимации соответствующим многомерным нормальным законом, причем обоснование такого допущения часто не приводится. Аппроксимация же другими распределениями осложнена тем, что число известных двумерных распределений весьма ограничено.

Более обоснованной представляется аппроксимация таким многомерным законом, для которого соответствующие одномерные плотности и коэффициенты (функции) корреляции совпадают с соответствующими характеристиками измеряемой величины (процесса). Такая задача решается неоднозначно, однако теоретический анализ поведения измерительного прибора при ограниченном числе воздействий позволяет сделать весьма полезные практические выводы.

В настоящей работе предлагается методика получения аппроксимирующего многомерного распределения путем перехода от какого-нибудь известного распределения (например, нормального) с помощью в общем случае нелинейного преобразования. Задача может быть сформулирована следующим образом.

Пусть имеется система случайных величин $\xi_1, \xi_2, \ldots, \xi_n$ с известной многомерной плотностью распределения $W_1(\xi_1, \xi_2, \ldots, \xi_n)$. Требуется найти многомерное распределение $W_2(\eta_1, \eta_2, \ldots, \eta_n)$ случайных величин $\eta_1, \eta_2, \ldots, \eta_n$ с заданными одномерными плотностями $W(\eta_i)$ и вторыми смешанными моментами $m\{\eta_i\eta_j\}$.

Решим эту задачу в случае, когда на $m\{\eta_i\eta_j\}$ не накладывается никаких условий. Предположим, что $\eta_i = f(\xi_i)$, где $f_i(x)$ — монотонная функция с положительной производной. Тогда можно записать [3]

$$|D|\,W_2(\eta_1, \eta_2, \ldots, \eta_n) = W_1(\xi_1, \xi_2, \ldots, \xi_n), \tag{1}$$

где $|D|$ — модуль якобиана преобразования.

Поскольку $f_i(x)$ есть функция одной переменной, то уравнение (1) можно записать в виде

$$\frac{df_1(\xi_1)}{d\xi_1}\cdot\frac{df_2(\xi_2)}{d\xi_2}\ldots\frac{df_n(\xi_n)}{d\xi_n}\,W_2[f_1(\xi_1), f_2(\xi_2), \ldots, f_n(\xi_n)] = W_1(\xi_1, \xi_2, \ldots, \xi_n). \tag{2}$$

Интегрируя (2) по всем ξ_i, получим

$$\int\limits_{-\infty}^{\xi_1}\ldots\int\limits_{-\infty}^{\xi_n}\frac{df_1(\xi_1)}{d\xi_1}\cdot\frac{df_2(\xi_2)}{d\xi_2}\ldots\frac{df_n(\xi_n)}{d\xi_n}\,W_2[f_1(\xi_1), f_2(\xi_2), \ldots, f_n(\xi_n)]\times$$

$$\times\, d\xi_1\, d\xi_2, \ldots, d\xi_n = \int\limits_{-\infty}^{\xi_1}\ldots\int\limits_{-\infty}^{\xi_n} W_1(\xi_1, \xi_2, \ldots, \xi_n)\, d\xi_1\, d\xi_2, \ldots, d\xi_n. \tag{3}$$

Заменив в левой части выражения (3) $f_i(\xi_i)$ на η_i, находим

$$F_2[f_1(\xi_1), f_2(\xi_2), \ldots, f_n(\xi_n)] = F_1(\xi_1, \xi_2, \ldots, \xi_n), \tag{4}$$

где $F_1(y)$ и $F_2(z)$ — соответствующие многомерные функции распределения.

Устремим в (4) значения всех переменных ξ, кроме ξ_i, к бесконечности. Учтем, кроме того, что в силу монотонности $f_p(x)$ значения $f_p(\infty) = \eta_{p\,\max}$, где $p = 1, 2, \ldots, n$, $p \neq i$, $\eta_{p\,\max}$ — наибольшее значение η_p, при котором еще $W_2(\eta_1, \eta_2, \ldots, \eta_n) \neq 0$. Тогда

$$F_2[\eta_{1\max}, \eta_{2\max}, \ldots, f_i(\xi_i), \ldots, \eta_{n\max}] = F_{2i}[f_i(\xi_i)] = F_{1i}(\xi_i). \tag{5}$$

В силу монотонности $F_{2i}(z)$ она будет иметь единственную обратную функцию. Поэтому из (5) следует

$$f_i(\xi_i) = F_{2i}^{-1}\left[F_{1i}(\xi_i)\right], \tag{6}$$

где $F_{2i}^{-1}(u)$ — функция обратная $F_{2i}(z)$.

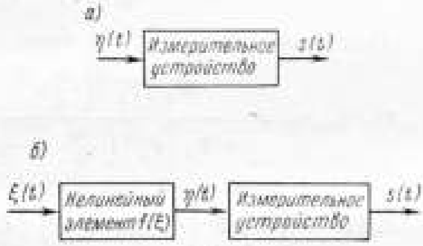
Таким образом по выбранному $F_{1i}(y)$ и заданному $F_{2i}(z)$ с помощью соотношения (6) может быть получена система функций $f_i(x)$ и осуществлен переход от выбранного $W_1(\xi_1, \xi_2, \ldots, \xi_n)$ к искомому $W_2(\eta_1, \eta_2, \ldots, \eta_n)$. Для этого используя выражение (1), преобразуем якобиан к такому виду:

$$|D| = \prod_{i=1}^{n} \frac{d\{F_{2i}^{-1}[F_{1i}(\xi_1)]\}}{d\xi_i}. \tag{7}$$

Если дополнительно задать значения вторых смешанных моментов, то можно записать [3]

$$m\{\eta_i \eta_j\} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f_i(\xi_i) f_j(\xi_j) W_1(\xi_i, \xi_j)\, d\xi_i\, d\xi_j. \tag{8}$$

Для выполнения поставленного требования необходимо, чтобы параметры распределения $W_1(\xi_i, \xi_j)$ имели бы значения, обращающие (8) в тождество. Эти значения можно определить, решив уравнение (8) относительно указанных параметров.



Предположим теперь, что на измерительную систему воздействует стационарный в узком смысле случайный процесс $\eta(t)$ (см. рисунок *а*). В этом случае $\eta_i = \eta(t_i)$ и очевидно $W_{2i}(\eta_i) = W_2(\eta)$ — одномерные распределения, одинаковые для всех η_i. Тогда из (6) следует, что все $f_i(\xi_i) = f(\xi_i)$. Это отношение соответствует модели получения $\eta(t)$ путем пропускания процесса $\xi(t)$ с выбранным распределением $W_1(\xi_1, \xi_2, \ldots, \xi_n)$ через нелинейный безынерционный преобразователь с характеристикой (6). Поэтому эквивалентная схема воздействия процесса $\eta(t)$ на измерительную систему может иметь вид, изображенный на рисунке *б*, при этом расчетные соотношения примут вид

$$f(\xi_i) = F_2^{-1}[F_1(\xi_i)]; \tag{9}$$

$$|D| = \prod_{i=1}^{n} \frac{d\{F^{-1}[F_1(\xi_i)]\}}{d\xi_i}; \tag{10}$$

$$K(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(\xi_1) f(\xi_2) W_1(\xi_1, \xi_2)\, d\xi_1\, d\xi_2. \tag{11}$$

Соотношения (6) и (8) могут быть распространены на случай нестационарных процессов (в этом случае $f_i(\xi_i) = \widehat{f}_i(\xi_i, t)$).

Проиллюстрируем предлагаемую методику на примере расчета двумерной плотности распределения стационарного процесса $\eta(t)$, если его одномерная плотность $W_2(\eta)$ равномерная, т. е. $W_2(\eta) = 1/b$, $-b/2 < \eta < b/2$, и нормированная автокорреляционная функция $B_2(\tau)$. В качестве исходного возьмем процесс $\xi(t)$ с двумерной плотностью $W_1(\xi_1, \xi_2)$ и $B_1(\tau)$. Сначала определим характеристику нелинейного элемента $\eta_i = f(\xi_i)$.

Функция распределения процесса $\eta(t)$ в данном случае

$$F_2(\eta_i) = \int_{-b/2}^{\eta_i} W_2(x_i)\, dx_i = \eta_i/b + 1/2. \tag{12}$$

Отсюда с учетом (5) находим

$$F_1(\xi_i) = \eta_i/b + 1/2 \tag{13}$$

и

$$\eta_i = f(\xi_i) = b\,[F_1(\xi_i) - 1/2]. \tag{14}$$

Выражение (15) соответствует известному выводу теории вероятностей о том, что если характеристика нелинейного элемента имеет вид функции распределения входного процесса, то выходной процесс имеет равномерную плотность. Теперь определим $W_2(\eta_1, \eta_2)$ [3].

Модуль якобиана преобразования

$$|D| = b^2 \frac{dF_1(\xi_1)}{d\xi_1} \cdot \frac{dF_1(\xi_2)}{d\xi_2} = b^2 W_1(\xi_1)\, W_1(\xi_2). \tag{15}$$

Обращая выражение (13), определяем

$$\xi_i = F_1^{-1}\left[\eta_i/b + 1/2\right]. \tag{16}$$

Подставляя (16) в (1) и (15), имеем

$$W_2(\eta_1, \eta_2) = \frac{W_1\left[F_1^{-1}\left(\frac{\eta_1}{b} + \frac{1}{2}\right),\ F_1^{-1}\left(\frac{\eta_2}{b} + \frac{1}{2}\right)\right]}{b^2 W_1\left[F_1^{-1}\left(\frac{\eta_1}{b} + \frac{1}{2}\right)\right] W_1\left[F_1^{-1}\left(\frac{\eta_2}{b} + \frac{1}{2}\right)\right]}; \tag{17}$$

$$K_2(\tau) = \int\limits_{-\infty}^{\infty}\int\limits_{-\infty}^{\infty} b^2 \left[F_1(\xi_1) - \frac{1}{2}\right]\left[F_1(\xi_2) - \frac{1}{2}\right] W_1(\xi_1, \xi_2)\, d\xi_1\, d\xi_2, \tag{18}$$

где $K_2(\tau)$ — второй смешанный момент процесса $\eta(t)$.

Если в качестве исходного взять огибающую нормального процесса [3]

$$W_1(\xi_1, \xi_2) = \frac{\xi_1\xi_2}{\sigma^4(1-\rho^2)}\, I_0\left[\frac{\rho\xi_1\xi_2}{\sigma^2(1-\rho^2)}\right] \exp\left\{-\frac{\xi_1^2 + \xi_2^2}{2\sigma^2(1-\rho^2)}\right\}, \tag{19}$$

у которого $W_1(\xi) = \frac{\xi}{\sigma^2}\exp\left\{-\frac{\xi^2}{2\sigma^2}\right\}$ — распределение Рэлея и $F_1(\xi) = 1 - \exp\left\{-\frac{\xi^2}{2\sigma^2}\right\}$, где σ^2 — дисперсия $\xi(t)$, $0 \leqslant \xi < \infty$, то с учетом (13) находим

$$\xi_i = F_1^{-1}(\eta_i/b + 1/2) = \sigma\sqrt{-2\ln(1/2 - \eta_i/b)}. \tag{20}$$

Подставляя ξ_i из (20) в (17), после ряда преобразований получим

$$W_2(\eta_1, \eta_2) = \frac{1}{b^2(1-\rho)^2}\left[\left(\frac{1}{2} - \frac{\eta_1}{b}\right)\left(\frac{1}{2} - \frac{\eta_2}{b}\right)\right]^{\frac{\rho^2}{1-\rho^2}} \times$$

$$\times I_0\left[\frac{2\rho}{1-\rho^2}\sqrt{\ln\left(\frac{1}{2} - \frac{\eta_1}{b}\right)\ln\left(\frac{1}{2} - \frac{\eta_2}{b}\right)}\right]. \tag{21}$$

Аналогичным образом, подставив (20) в (18), находим

$$K_2(\tau) = \frac{b^2}{4}\rho^2 \frac{1+\rho^2}{4 - 5\rho^2 - \rho^4}. \tag{22}$$

Так как $M\{\eta(t)\} = 0$, а $M\{\eta^2(t)\} = \frac{b^2}{12}$, то

$$B_2(\tau) = \frac{3\rho^2(1-\rho^2)}{4-5\rho^2+\rho^4}. \tag{23}$$

Отсюда

$$\rho^2 = \frac{4B_2(\tau)}{B_2(\tau)+3}. \tag{24}$$

По заданному $B_2(\tau)$ из (24) находим ρ^2 исходного процесса $\xi(t)$.

Если в качестве исходного процесса $\xi(t)$ взять процесс с нормальным распределением, то уравнение (6) примет такой вид:

$$f_i(\xi_i) = F_{2i}^{-1}\left[\Phi(\xi_i)\right], \tag{25}$$

где $\Phi(\xi_i) = \frac{1}{2\pi}\int\limits_{-\infty}^{\xi_i} e^{-\frac{z^2}{2}}\,dz$ — интеграл вероятностей. В выражениях (15)—(20) используются обратные функции

$$\xi_i = \Phi^{-1}\left[F_{2i}(\eta_i)\right],$$

которые могут быть получены обращением широко распространенных таблиц интеграла вероятностей.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шенброт И. М., Гинзберг М. Я. Расчет точности систем централизованного контроля. «Энергия», 1970.
2. Величкин А. И. Теория дискретной передачи непрерывных сообщений. «Советское радио», 1970.
3. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники кн. 1. «Советское радио», 1966.

Поступила в редакцию
15/III 1971 г.

УДК 62—791.2 : 088 : 621.391

Л. М. БАРДЕНШТЕЙН, Б. Л. РЫВКИН

ВНИИМ

О ДИНАМИЧЕСКОЙ ПОГРЕШНОСТИ ЗА СЧЕТ РАССОГЛАСОВАНИЯ ЗВЕНЬЕВ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ

Проблема анализа динамических погрешностей измерительных систем достаточно сложна и многообразна, поэтому на данном этапе представляет интерес решение некоторых частных задач. Настоящая работа посвящена оценке динамической погрешности измерительного звена за счет подключаемой нагрузки.

Рассмотрим линейное измерительное звено, динамические свойства которого характеризуются передаточной функцией $K(p)$. Обычно степень рассогласования при нагрузке, отличной от характеристического сопротивления звена (Z_c), оценивают отношением мощностей $\xi = P_2/P_0$, где P_2 — мощность на выходе измерительного звена при произвольной активной нагрузке $R_н$, а P_0 — мощность на выходе звена при нагрузке его на $\mathrm{Re}\, Z_c$ [1]. Очевидно, эта характеристика лишь косвенно описывает погрешность измерительного звена. В зависимости от требуемой точности результата измерения и динамических свойств входного сигнала и звена можно пользоваться как статической, так и динамической погрешностями, причем последняя является более общей. Она применяется, когда нельзя пренебречь изменениями измеряемой величины на входе измерительного звена. В общем случае динамическая погрешность измерительного звена в операторной форме может быть найдена по формуле [6]

$$\Delta(p) = X(p)\,[\widetilde{K}(p) - K(p)], \tag{1}$$

где $X(p)$ — изображение по Лапласу входного сигнала; $K(p)$ — передаточная функция идеального измерительного звена; $\widetilde{K}(p)$ — передаточная функция реального измерительного звена.

Динамическую погрешность рассогласования можно вычислить следующим образом. Положим, что измерительное звено с выходным сопротивлением $Z_{вых}(p)$ нагружено на произвольное комплексное сопротивление нагрузки $Z_н(p)$. Далее везде $Z_{вых}(p) = Z_{вых}$, $Z_н(p) = Z_н$. Можно представить произвольное сопротивление $Z_н$ как параллельное соединение $Z_{вых}$ и $Z_н'$, причем $Z_н' = Z_{вых}Z_н/Z_н - Z_{вых}$.

Будем считать, что причиной динамической погрешности является только подключение к четырехполюснику нагрузки $Z_н$, т. е. передаточная функция звена не меняется от других факторов (технологического разброса элементов звена, несоответствия идеальной модели звена реальной, воздействия влияющих факторов и др.). В указанном смысле заданная передаточная функция $K(p)$ измерительного звена является идеальной. Воспользовавшись теоремой об эквивалентном генераторе [2], найдем ток через сопротивление $Z_н'$

$$I_{Z_н'} = E_{э.г}/Z_{э.г} + Z_н, \tag{2}$$

где $E_{э.г} = U_{х.х}/2$ — э. д. с. эквивалентного генератора; $U_{х.х}$ — напряжение холостого хода; $Z_{э.г} = Z_{вых}/2$ — внутреннее сопротивление генератора.

Далее, учитывая, что $U_{х.х} = U_{вх}K(p)$, находим напряжение в ветви $Z_н'$, которое одновременно действует на выходе нагруженного четырехполюсника

$$U_{вых} = \frac{U_{вх}K(p)\,Z_н}{Z_{вых} + Z_н}. \tag{3}$$

Отсюда коэффициент передачи нагруженного четырехполюсника

$$\widetilde{K}(p) = \frac{U_{вых}(p)}{U_{вх}(p)} = K(p)\,\frac{Z_н}{Z_{вых} + Z_н}. \tag{4}$$

Динамическая погрешность, обусловленная рассогласованием, определяется по формуле (1).

Подставляя выражение (4) в (1), получаем

$$\Delta(p) = -K(p)\,X(p)\,\frac{Z_{вых}}{Z_{вых} + Z_н}. \tag{5}$$

Динамическую погрешность во временной области $\Delta(t)$ можно найти непосредственным определением оригинала выражения (5) или с помощью интеграла Дюамеля:

$$\Delta(t) = L^{-1}\left\{K(p)\,X(p)\,\frac{Z_{вых}}{Z_{вых} + Z_н}\right\}; \tag{6}$$

$$\Delta(t) = \int_0^t Y(\tau)\,Y_1(t-\tau)\,d\tau, \tag{7}$$

где $L\{Y(t)\}\,L\{Y_1(t)\} = K(p)\,X(p)\,\dfrac{Z_{вых}}{Z_{вых} + Z_н}$.

Функции, определяемые (6) и (7), являются выражениями динамической погрешности за счет подключения нагрузки. На практике часто можно ограничиться некоторыми характеристиками динамической погрешности (максимальная и среднеквадратическая). Ниже приводится методика оценки максимальной погрешности. Как известно

$$\Delta_{max} = \max \Delta (t). \tag{8}$$

Определим в выражении (7)

$$Y (t) = L^{-1} \{K (p) X (p)\}; \tag{9}$$

$$Y_1 (t) = L^{-1} \left\{\frac{Z_{вых}}{Z_н + Z_{вых}}\right\}. \tag{10}$$

В дальнейшем будем считать $Y (t)$ известной функцией времени; $Y_1 (t)$ всегда можно найти в элементарных функциях, поскольку ее изображение есть дробно-рациональная функция.

Найдем оценку максимальной динамической погрешности. Используя свойство функции Хевисайда, выражение (7) представим в виде

$$\Delta (t) = \int_0^\infty Y (t - \tau)\, 1 (t - \tau)\, Y_1 (\tau)\, d\tau. \tag{11}$$

Для любого t можно воспользоваться неравенством Коши—Буняковского

$$\left|\int_0^\infty Y (t - \tau)\, 1 (t - \tau)\, Y_1 (\tau)\, d\tau\right| \leqslant$$

$$\leqslant \sqrt{\int_0^\infty [Y (t - \tau)\, 1 (t - \tau)]^2\, d\tau \int_0^\infty Y_1^2 (\tau)\, d\tau} =$$

$$= \sqrt{\int_0^t Y^2 (t - \tau)\, d\tau \int_0^\infty Y_1^2 (\tau)\, d\tau}. \tag{12}$$

Учитывая, что $Y^2 (t - \tau) \geqslant 0$ при любом t, $\int_0^t Y^2 (t - \tau)\, d\tau \leqslant \int_0^\infty Y^2 (t - \tau)\, d\tau$,

из выражения (12) получаем оценку максимального значения динамической погрешности

$$\max_t \Delta (t) \leqslant \sqrt{\int_0^\infty Y^2 (\tau)\, d\tau \int_0^\infty Y_1^2 (\tau)\, d\tau}\ . \tag{13}$$

Эта оценка справедлива практически для всех случаев, когда энергия входного сигнала ограничена (например, импульсы различной формы, отрезки синусоиды), так как отклик реальной линейной системы на такое воздействие представляет собой функцию, интегрируемую в квадрате: $\int y^2 (t)\, dt < \infty$. К подобным сигналам относится и единичный скачок, хотя энергия его неограничена.

Оценка (13) справедлива для детерминированных сигналов. Рассмотрим оценку максимума динамической погрешности, когда на вход измерительного звена с указанными выше характеристиками при $t = 0$ поступает стационарный эргодический случайный процесс с автокорреляционной функцией $B (\tau)$. Можно найти [см. формулу (IV) приложения] мгновенный спектр плотности мощности указанного входного сигнала $S_x(\omega_1 t)$. Из выражений (4), (5) с учетом замены p на $j\omega$ определим мгновенный спектр динамической погрешности

$$S(\omega, t) = S_x(\omega, t)\,|K(j\omega)|^2 \left|\frac{Z_{\text{вых}}}{Z_{\text{вых}} + Z_{\text{н}}}\right|^2 =$$

$$= S_x(\omega, t)\,K_1^2(\omega)\,K_2^2(\omega). \qquad (14)$$

Тогда дисперсия динамической погрешности измерительного звена

$$\sigma_\Delta^2(t) = \int_0^\infty S_\Delta(\omega, t)\,d\omega = \int_0^\infty S_x(\omega, t)\,K_1^2(\omega)\,K_2^2(\omega)\,d\omega. \qquad (15)$$

Считаем, что текущая дисперсия выходного сигнала идеального звена ($Z_{\text{н}} = \infty$) известна

$$\sigma_{Y_{\text{ид}}}(t) = \int_0^\infty S_x(\omega, t)\,K_1^2(\omega)\,d\omega.$$

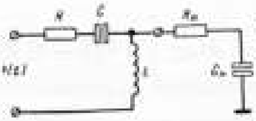
Тогда

$$\sigma_\Delta^2(t) \leqslant \max K_2^2(\omega) \int_0^\infty S_x(\omega, t)\,K_1^2(\omega)\,d\omega = \max_\omega K_2^2(\omega)\,\sigma_{Y_{\text{ид}}}(t). \qquad (16)$$

Причем $\max\limits_\omega K_2^2(\omega) = K_2^2(\omega_0)$ может быть найден, так как известны $Z_{\text{н}}$ и $Z_{\text{вых}}$. И, наконец, получим оценку максимума среднеквадратического отклонения динамической погрешности в виде

$$\max_t \sigma(t) \leqslant K_2(\omega_0)\,\sigma_{Y_{\text{ид}}}(t_0), \qquad (17)$$

где ω_0 — значение частоты, при которой достигается максимум $K_2(\omega)$; t_0 — значение текущего времени, при котором $S_x(\omega, t) = \max$ для любого $-\infty < \omega < \infty$.



Далее приводится пример вычисления оценки максимальной динамической погрешности для случая детерминированного сигнала на входе измерительного звена.

Пусть задано линейное стационарное измерительное звено (см. рисунок) с передаточной функцией $K(p)$, нагруженное на сопротивление $Z_{\text{н}}$.

Положим, что активная и реактивная составляющие нагрузки пропорциональны соответствующим элементам измерительного звена $C_{\text{н}} = \dfrac{C}{k}$, $R_{\text{н}} = Rk$.

Вычислим передаточную функцию идеального звена и его выходное сопротивление

$$K(p) = \frac{p^2}{(p+\alpha)^2 + \beta^2},$$

где $\alpha = \dfrac{R}{2L}$; $\beta = \dfrac{1}{LC} - \dfrac{R^2}{4L^2}$;

$$Z_{\text{вых}} = \frac{\left(R + \dfrac{1}{pC}\right) pL}{R + \dfrac{1}{pC} + pL}.$$

Далее после несложных преобразований получим

$$\frac{Z_{\text{вых}}}{Z_{\text{н}} + Z_{\text{вых}}} = \frac{1}{k(\alpha^2+\beta^2)} \left\{ p \left[\frac{p}{(p+\alpha_1)^2+\beta_1^2} \right] \right\}$$

$$\alpha_1 = \frac{k}{k+1}\,\alpha;\ \beta_1^2 = \frac{k}{k+1}\left(\beta^2 - \alpha^2\,\frac{1}{k+1}\right).$$

Пусть на вход звена действует единичный скачок напряжения $1(t)$. Определим реакцию идеальной системы на единичный скачок $L\ \{1(t)\} = 1/p$:

$$Y_1(t) = L^{-1}\left\{K(p)\,\frac{1}{p}\right\} = e^{-\alpha t}\left(\cos\beta t - \frac{\alpha}{\beta}\sin\beta t\right)$$

и найдем

$$Y_1(t) = \frac{d}{dt}\,L\,\{K_1(p)\} = \frac{1}{k(\alpha^2+\beta^2)}\,e^{-\alpha_1 t} \times$$

$$\times\left(\frac{\alpha_1^2-\beta_1^2}{\beta_1}\sin\beta_1 t - 2\alpha_1\cos\beta_1 t\right).$$

Подставляя полученные выражения в (13), вычислим оценку максимальной динамической погрешности

$$\max_t \Delta(t) \leqslant \sqrt{\int\limits_0^\infty e^{-2\alpha t}\left(\cos\beta t - \frac{\alpha}{\beta}\sin\beta t\right)^2 dt} \times$$

$$\times\,\frac{1}{k(\alpha^2+\beta^2)}\sqrt{\int\limits_0^\infty e^{-2\alpha_1 t}\left[\frac{\alpha_1^2-\beta_1^2}{\beta_1}\sin\beta_1 t - 2\alpha_1\cos\beta_1 t\right]^2 dt}.$$

Интегралы, стоящие под радикалом, приводятся к табличным [3]. После элементарных преобразований получаем окончательную оценку максимальной динамической погрешности

$$\max_t \Delta(t) \leqslant \frac{1}{4k\alpha(\alpha^2+\beta^2)} \times$$

$$\times\sqrt{\frac{k-1}{k+1}\,\alpha^2+\beta^2+\frac{4\,\frac{k}{k+1}\,\alpha^2\left(\beta^2-\alpha^2\,\frac{1}{k+1}\right)}{\frac{k-1}{k+1}\,\alpha^2+\beta^2}}. \tag{18}$$

При больших k будем иметь

$$\max_t \Delta(t) \leqslant \frac{1}{4k\alpha(\alpha^2+\beta^2)}\sqrt{\alpha^2+\beta^2+\frac{4\alpha^2\left(\beta^2-\alpha^2\,\frac{1}{k+1}\right)}{\alpha^2+\beta^2}}. \tag{19}$$

Таким образом, можно считать, что при больших k максимальная динамическая погрешность обратно пропорциональна величине k и стремится к нулю при $k \to \infty$.

В заключение отметим, что выражения (18) и (19) одновременно являются оценкой максимальной относительной динамической погрешности для любого входного сигнала с ограниченной амплитудой. Это можно показать, рассматривая разложение входного сигнала в ряд по ступенчатым функциям.

Выводы

1. Получены выражения для оценки максимальной динамической погрешности, возникающей вследствие рассогласования звеньев измерительной системы: для детерминированного входного сигнала — уравнение (13) и для случайного входного сигнала — (17).

2. Проведен анализ для частного случая — звена второго порядка и единичного скачка на входе.

Выражение (18) позволяет производить анализ и синтез звена второго порядка для заданного максимального значения динамической погрешности.

3. Анализ выражений (1), (4), (5) показывает, что динамическая погрешность от рассогласования с точностью до постоянной величины стремится к нулю для двух режимов: $Z_н \to \infty$ — измерительного и $Z_н = Z_{вых}$ — режима согласования по мощности

Приложение

Вывод выражения мгновенного спектра мощности $S_x(\omega, t)$. Пусть на вход неискажающего звена с импульсной переходной функцией $h(t) = \delta(t)$, где $\delta(t)$ — дельта-функция, поступает в момент $t = 0$ стационарный эргодический случайный процесс с автокорреляционной функцией $B(\tau)$. Пользуясь этой моделью, определим мгновенный спектр мощности $S_x(\omega, t)$ соответствующего нестационарного сигнала. Известно [4], что корреляционная функция процесса на выходе линейного звена при подаче на его вход в момент времени $t = 0$ стационарного процесса с автокорреляционной функцией $B(\tau)$ определяется выражением

$$B_x(t_1, t_2) = \int_0^{t_1} h(\tau_1) \int_0^{t_2} h(\tau_2)\, B(t_2 - t_1 - \tau_2 + \tau_1)\, d\tau_2\, d\tau_1.$$

В нашем случае

$$B_x(t_1, t_2) = \int_0^{t} \delta(\tau_1) \int_0^{t_2} \delta(\tau_2)\, B(t_2 - t_1 - \tau_2 + \tau_1)\, d\tau_2\, d\tau_1 =$$

$$= -[1(t_1) - 1(-t_1)]\,[1(t_2) - 1(-t_2)]\, B(t_2 - t_1). \qquad (I)$$

Произведем замену переменных

$$t_1 = t;\ t_2 - t_1 = \tau;\ t_2 = t_1 + \tau.$$

Тогда

$$B_x(t, \tau) = -[1(\tau + t) - 1(-\tau - t)]\,[1(t) - 1(-t)]\, B(\tau). \qquad (II)$$

Для нахождения мгновенного спектра воспользуемся выражением, приведенным в работе [5]:

$$S_x(t, \omega) = 4 \int_0^{\infty} B_x(t, \tau) \cos \omega\tau\, d\tau. \qquad (III)$$

Подставляя (II) в (III) и интегрируя, окончательно получим

$$S_x(t, \omega) = 4 \int_0^{t} B(\tau) \cos \omega\tau\, d\tau - 2S(\omega), \qquad (IV)$$

где $S(\omega)$ — спектр плотности мощности исходного стационарного процесса.

ЛИТЕРАТУРА

1. Туричин А. М. Электрические измерения неэлектрических величин. «Энергия», 1966.

2. Нейман Л. Р., Демирчян К. С. Теоретические основы электротехники. Т. I, «Энергия», 1966.

3. Рыжик И. М., Градштейн И. С. Таблицы интегралов, рядов, сумм и произведений. Гостехиздат, 1951.

4. Заездный А. М. Основы расчетов по статистической радиотехнике. «Связь», 1969.

5. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Т. I, «Советское радио», 1966.

6. Вашны Е. Динамика измерительных цепей. «Энергия», 1969.

Поступила в редакцию
24/XII 1970 г.

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ И ИХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СВОЙСТВА

УДК 621.317.772

С. А. КРАВЧЕНКО
ВНИИМ

ПРИМЕНЕНИЕ ЧАСТОТНЫХ СИНТЕЗАТОРОВ В ФАЗОМЕТРИИ

Измерения фазовых сдвигов приобретают все большее значение для таких отраслей науки и техники, как навигация, авиация, космонавтика, ядерная физика, теплофизика и т. д. Это объясняется тем, что многие параметры различных процессов (скорость, угол поворота, температура и т. д.) могут быть преобразованы в фазовый сдвиг между двумя напряжениями и определены с помощью фазоизмерительных устройств с точностью, на порядок большей, чем при использовании энергетических параметров (ток, напряжение, мощность) [1]. В связи с этим к фазометрическим системам * предъявляются требования непрерывного повышения точности и расширения частотного диапазона, противоречащие друг другу, так как точная установка фазы всегда возможна лишь на одной частоте.

Известен метод переноса фазовых соотношений в плавный диапазон с помощью гетеродина и смесителей $f_{вых} = f_{сигн} - f_{гетер}$, однако этот способ может обеспечить максимальный диапазон выходных частот от 0 до (0,25—0,3) $f_{сигн}$. Принципиально возможно также создание определенных фазовых сдвигов, например 90°, с помощью фазопостоянных цепей, исследованных В. О. Арутюновым [2]. Однако их фазопостоянство может быть осуществлено в основном на низких частотах при тщательном равновесии плеч этих цепей. Практически это невыполнимо даже на низких частотах, не говоря уже о высоких, где паразитные емкостные связи не поддаются расчетам и не позволяют точно уравнять фазопостоянные цепи. Линии задержки, обеспечивая сдвиг фазы на высоких частотах с погрешностью 0,5—0,3 град., не работают на низких частотах. Использование синтезаторов уменьшает эти противоречия, но ввиду высокой стоимости их целесообразно применять только в образцовых фазометрических системах, имеющих также относительно высокую стоимость.

Частотные синтезаторы, появившиеся в конце 40-х годов, сразу же получили признание благодаря их исключительно важным свойствам: стабильности частоты, равной кварцевому генератору, и возможности перестройки частоты через малый частотный шаг. Однако серийный выпуск их был налажен в начале 60-х годов.

Основные параметры синтезатора частот (диапазон выходных частот, стабильность частоты, минимальное приращение частоты, паразитные мешающие сигналы и т. д.) зависят целиком от типа синтеза и частот.

В настоящее время применяются разные способы синтеза частот — двухкварцевые, многокварцевые, но широкое распространение получил способ синтеза с одним кварцем, который осуществляется с помощью:

* Под фазометрической системой автор понимает комплекс фазоизмерительных и фазозадающих устройств.

а) прямого синтеза путем преобразования частоты в идентичных декадах,

б) косвенного синтеза, при котором используется метод фазовой синхронизации;

в) синтеза с переменным цифровым делителем (частоты).

Прямой синтез может быть выполнен по схемам либо только суммирования или вычитания, либо с применением всех четырех арифметических действий. Умножение частот стараются не применять ввиду резкого увеличения сигналов помех от различного рода гармоник в основном сигнале.

На рис. 1 показан принцип осуществления прямого синтеза в идентичных декадах, который позволяет получить «плавный» диапазон от 0 до 999,999 кГц через шаг в 1 Гц [3]. Каждая декада схемы состоит из двух смесителей, двух

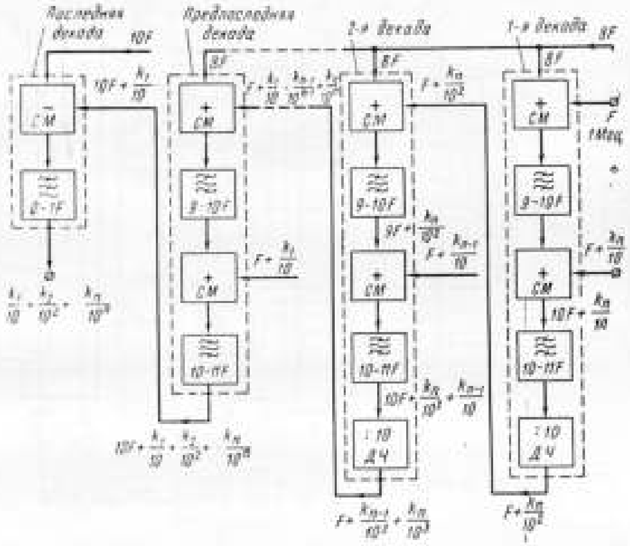


Рис. 1. Прямой синтез в идентичных декадах

узкополосных фильтров и декадного делителя, за исключением последнего блока, в котором этот делитель отсутствует. Второй смеситель в каждом блоке обеспечивает получение одной из 10 частот: 1,1; 1,2; ...; 1,9 МГц. Выходной сигнал делителя первого блока будет иметь одну из десяти частот: 1,00; 1,01; ...; 1,09 МГц, этот сигнал подается на первый смеситель второго блока, так что выходной сигнал делителя будет иметь одну из 100 частот с интервалом 1 кГц в диапазоне 1—1,099 МГц. Если соединить шесть таких блоков покаскадно, а из последнего каскада изъять делитель, то можно произвести синтез 1 000 000 частот в диапазоне 10—11 МГц с интервалом в 1 Гц. Последний смеситель вычитает 10 МГц, обеспечивая на выходе получение частот в диапазоне 0—1 МГц. По этому принципу выполнен отечественный синтезатор типа Г3-49, имеющий диапазон от 0,01 Гц до 1 МГц. Нестабильность частоты на выходе этого синтезатора за 8 часов работы

$$\left(\frac{\Delta f}{f_{\text{син}}}\right) = \left[\eta\,\Delta T + \frac{1}{2}\,\frac{\Delta C_{\text{общ}} C_q}{C^2_{\text{общ}}} + \eta\,\frac{\Delta E_{\text{п}}}{E_{\text{п}}} + \left(\frac{\Delta f}{f}\right)_{\text{вибр}}\right] \frac{1}{3 \div 4}\, k_{\text{д}},$$

где η — температурный коэффициент частоты кварцевой пластины; ΔT — точность термостатирования; $C_{\text{общ}}$, $\Delta C_{\text{общ}}$ — общая емкость и ее нестабильность в схеме кварцевого генератора; C_q — эквивалентная емкость резонатора; $\Delta E_{\text{п}}/E_{\text{п}}$ —

относительная нестабильность питания; $\left(\frac{\Delta f}{f}\right)_{\text{вибр}}$ — относительная нестабильность частоты от вибраций; $k_{\text{д}}$ — количество декад.

Так, при $\eta = 4\cdot10^{-7}$, $\Delta T = 0{,}025°$ C (двойной термостат), $C_{\text{общ}} = 1500$ пФ, $\Delta C_{\text{общ}}/C_{\text{общ}} = 5\cdot10^{-4}$, $C_q = 0{,}05$ пФ, $\Delta E_{\text{п}}/E_{\text{п}} = 0{,}1 - 0{,}05\%$, $\left(\frac{\Delta f}{f}\right)_{\text{вибр}} = 0{,}1 - 10^{-7}$, $k_{\text{д}} = 6$, $\left(\frac{\Delta f}{f}\right)_{\text{син}} = 1\cdot10^{-7}$ для опорной частоты 1 МГц.

На рис. 2 показана блок-схема синтезатора, в котором используются цепи фазовой синхронизации [4]. Каждая цепь состоит из генератора, управляемого

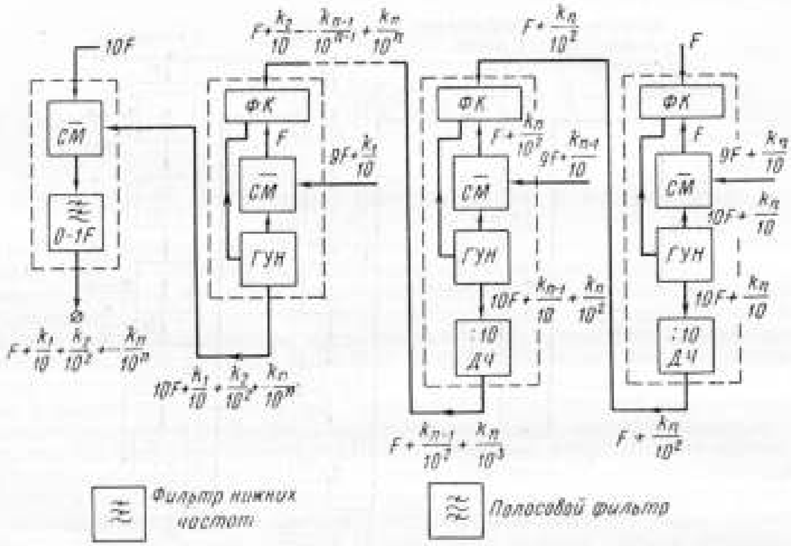


Рис. 2. Метод косвенного синтеза с фазовой синхронизацией

напряжением *ГУН*, смесителя *С* и фазового компаратора *ФК*. Между цепями включены декадный делители. Генератор настраивается переключением элементов в диапазоне 5—6 МГц и сигнал с его выхода поступает на смеситель вместе с одной из десяти частот в диапазоне 4,5—5,4 МГц с интервалами в 100 кГц. Простой узкополосный фильтр выбирает разностную частоту, которая лежит в пределах 500—600 кГц. В первой цепи фазовой синхронизации на фазовый компаратор подаются сигналы образцовой частоты $F = 500$ кГц и в момент синхронизации фаз выходной сигнал смесителя *С* также имеет частоту 500 кГц.; Генератор таким образом будет выдавать колебания с одной из десяти частот: 5,0; 5,1; . . .; 5,9 МГц в зависимости от частоты сигнала, поступившего в смеситель. Частота выходного сигнала генератора делится на десять, в результате чего получаются частоты 500, 510, . . ., 590 кГц, любая из которых может служить образцовой для фазового компаратора во второй цепи фазовой синхронизации. Выходной сигнал второй цепи фазовой синхронизации будет иметь одну из 100 частот в диапазоне 5,00—5,99 МГц. Соединив покаскадно шесть таких цепей фазовой синхронизации, на выходе последнего генератора получим сигнал с одной из 1 000 000 частот в диапазоне 5—6 МГц. Последний смеситель вычитает 5 МГц, давая нужный частотный диапазон на выходе 0—1 МГц.

Недостатком этих синтезаторов является наличие частотной (фазовой) модуляции, вызванной умножителями частоты

$$F(t) = \cos\left[n\omega_c t + nk_{\text{м}}(t)\right],$$

где n — коэффициент умножения частоты; ω_c — частота в сигнале; $k_м$ — максимальная амплитуда модуляции, а также возможность выпадения из синхронизма, если нет условия затягивания сигналов.

Упрощенное выражение для полосы затягивания контура имеет вид

$$\Delta W = \sqrt{2 W_c \rho k_к},$$

где W_c — собственная частота контура *ГУН*; ρ — декремент затухания; $k_к$ — коэффициент усиления контура.

Примером синтезатора такого типа может служить японский синтезатор типа TR3130Ω фирмы «Такеда Рикен» с полосой частот от 0,1 Гц до 70 МГц при

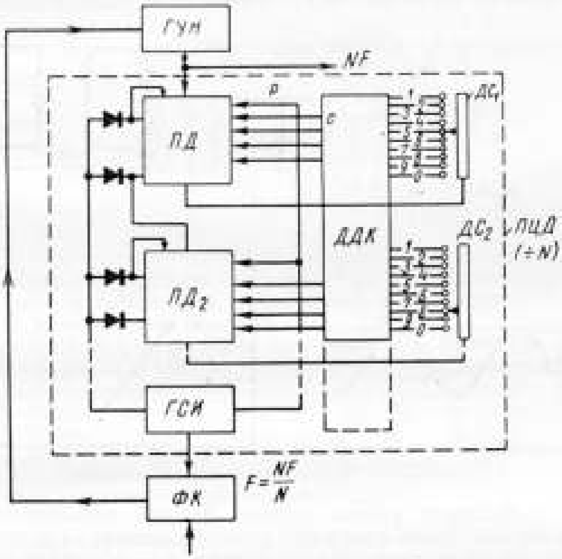


Рис. 3. Синтез частот с переменным цифровым делителем частоты

стабильности частоты $5 \cdot 10^{-10}$ в день. Синтез частот с переменным цифровым делителем происходит обязательно по схеме с фазовой синхронизацией [5].

На рис. 3 дана блок-схема частотного синтезатора с переменным цифровым делителем *ПЦД*. В этой схеме используется только одна цепь фазовой синхронизации, состоящая из генератора, управляемого напряжением *ГУН*, переменного цифрового делителя *ПЦД* и фазового компаратора *ФК*.

ПЦД представляет собой цепь с изменяемым коэффициентом пересчета (деления), выраженным любым целым числом в интервале от N_1 до N_2. Например, предположим, что образцовая частота $F_{обр} = 1$ кГц и $N_1 = 5000$, $N_2 = 5999$. В этом случае выходная частота синтезатора будет одной из возможных 1000 частот в пределах 5000—5999 кГц. Минимальный интервал между соседними частотами (частотный шаг), равный 1 кГц, является образцовой частотой.

На рис. 3 показаны две пересчетные декады $ПД_1$—$ПД_2$, рабочее состояние которых изменяется потенциалами с десятично-двоичного конвертера, управляемого декадными селекторами $ДС_1$—$ДС_2$. Емкость счета (диапазон деления) $ПД_1$—$ПД_2$ может изменяться от $N_1 = 1$ до $N_2 = 99$. Когда число счета достигает 99, запускается генератор стробимпульса *ГСИ*, который дает разрешение на перевод счетчиков в состояние 99—N (где N — необходимое число деления). Так, если $N = 58$, тогда на $ДС_1$ устанавливается пятое положение, на $ДС_2$ — восьмое.

После 58 циклов входной частоты величина счета составит 99. *ГСИ* (в данном случае генератор возврата) придет в действие, счетчики снова переключатся в состояние 99—N и процесс начнет повторяться при неизменном выбранном коэффициенте деления.

Рассмотрим подробнее цепь фазовой синхронизации. Регулирование частоты осуществляется за счет некоторой разности фаз

$$\Delta\varphi = \arcsin \frac{2\pi \Delta f_н}{S_{ф.\,к} S_у},$$

где $\Delta f_н$ — величина начальной расстройки генераторов по частоте; $S_у$ — крутизна управляющего элемента; $S_{ф.\,к}$ — крутизна фазового компаратора.

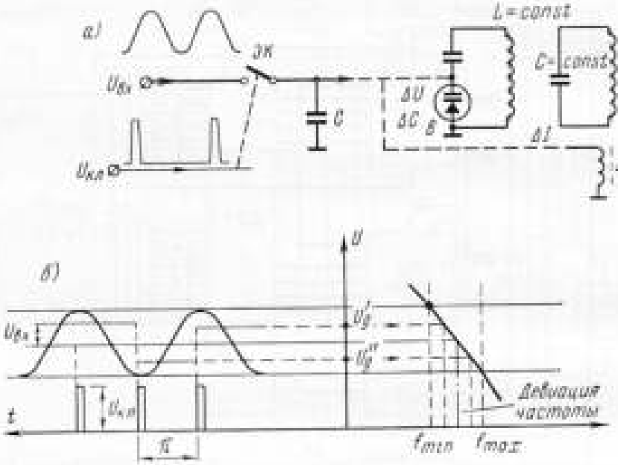


Рис. 4. Принцип работы системы фазовой автоподстройки частоты: *а* — схема ключевого фазового детектора с условным приводом на частотозадающий контур; *б* — диаграмма получения диапазона девиации частоты при рассинхронизации сравниваемых сигналов

Фазокомпаратор, выполняемый обычно в виде импульсно-фазового детектора (рис. 4, *а*), состоит в общем из электронного ключа *ЭК*, показанного в виде одноножевого рубильника, и накопительного конденсатора *С*. Узкие прямоугольные импульсы $U_{кл}$, открывая и закрывая *ЭК*, являются стробирующим сигналом для входного сигнала $U_{вх}$ синусоидальной (или треугольной) формы, приходящего от генератора, управляемого напряжением. Импульс включает ключ *ЭК*, в результате чего конденсатор *С* заряжается до потенциала входного сигнала. Пока *ЭК* отключен, предыдущий уровень квантования в конденсаторе сохраняется (рис. 4, *б*). Если относительная фаза входного сигнала изменяется, то произойдет соответствующее изменение напряжения на конденсаторе, которое может быть применено для подстройки частоты путем использования либо напряжения ΔU для изменения емкости варистора $\Delta C_в$, либо тока ΔI для изменения магнитной проницаемости $\Delta\mu$ контурной катушки (на рис. 4, *а* отмечено пунктиром). Эффект запаздывания в системе подстройки частоты определяет нестабильность частоты

$$\Delta f = \frac{2v}{\Delta f_д \sin \varphi_0},$$

где v — скорость изменения частоты синхронизируемого генератора; $\Delta f_у$ — полоса удержания системы; φ_0 — начальная разность фаз сравниваемых колебаний.

Например, при $v = 0{,}1$ Гц/с, $\Delta f_y = 1$ кГц, $\varphi_в = 0{,}1$, $\sin \varphi_в = 0{,}1$, $\Delta f = \frac{2 \cdot 0{,}1}{1000 \cdot 0{,}1} = 2 \cdot 10^{-3}$ *Гц*, что на $f = 1$ МГц дает $\frac{\Delta f}{f} = 2 \cdot 10^{-5}$.

Чувствительность детектора по фазе

$$k_{ф.\,д} = \frac{2\sqrt{2}\,U_{вх}}{\pi} = 0{,}88 U_{вх}, \quad \text{В/рад.}$$

Таким образом, частота подстраиваемого генератора остается неизменной.

В случае дискретного контура процессы фазовой автоподстройки будут несколько отличаться от процессов при гармонических сигналах в связи с тем, что одновременно подаются два цифровых сигнала на входы схемы совпадений. На выходе появляется импульс с шириной, определяемой точками определения входных сигналов через нуль. Подстройка частоты такого синтезатора определяется выражением [6]

$$f_{вых} = f_{о.\,г}\left[\frac{\frac{e^{-ST_N}}{SN_{оп}}\left(\frac{k_{п.\,т}k_{ГУН}}{S\,(1+ST)}\right)S}{1+\frac{k_{п.\,т}k_{ГУН}e^{-ST_N}}{S\,(1+ST)\,N}}\right],$$

где $k_{п.\,т}$, $k_{ГУН}$ — крутизна усилителя постоянного тока и крутизна генератора, В/рад; T — постоянная времени фильтра; $N_{оп}$ и N — коэффициент деления спорного делителя и переменный коэффициент деления счетчика; T_N — время стробирования; S — оператор Лапласа.

При $T_N = 10^{-4}$, $f_{о.\,г} = 30$ МГц, $N = 3000$, $N = 10\,000$, $k_{п.\,т} = 10$ В/рад, $k_{ГУН} = 10 \cdot 10^{-6}$ рад/В ≈ 5 МГц/В, $T = 10^{-3}$, перестройка частоты будет происходить в пределах 10—50 МГц.

Ниже рассматривается применение синтезаторов частот в образцовой фазометрии.

Создание образцовых мер фазового сдвига с синтезаторами частот

Образцовые меры фазового сдвига (ОМФС) представляют собой двухфазные (двухканальные) генераторы, фазовые соотношения между которыми могут изменяться в пределах 0—360°; фазовращатель обычно работает на фиксированной частоте. Расширение диапазона частот может быть осуществлено смесителями в двух каналах, на общие входы которых поступает сигнал от вспомогательного генератора, в частности, от одного частотного синтезатора. Таким образом целесообразно создавать ОМФС на диапазон инфранизких и низких звуковых частот [7].

Более перспективно фазозадающее устройство для поверки фазометров, основанное на прямом использовании частотных синтезаторов [8]. С его помощью можно перекрыть диапазон инфранизких, низких и ультразвуковых частот одним прибором. На рис. 5 показана блок-схема устройства. Опорный генератор ОГ (кварцевый с высокой стабильностью частот $1 \cdot 10^{-7}$) связан с тремя каналами, содержащими фазовращатель *Ф*, декадный синтезатор частот *ДСЧ*$_1$—*ДСЧ*$_3$, переключатель $П_1$—$П_2$ на три поддиапазона и аттенюатор A_1—A_3. Хотя каналы идентичны, но следует считать, что 1-й — канал переменной фазы, т. е. в нем находится градуированный фазовращатель *ГФ*, 2-й — канал постоянной фазы (неградуированный фазовращатель *НФ*) и 3-й — калибрующий канал (фазовращатель калибрующий *ФК*).

Параллельно *ГФ* в канале переменной фазы включено фазоизмерительное устройство, состоящее из умножителя частоты *УЧ* с коэффициентом умножения (например 36) и электроннолучевого индикатора приращений сдвига фазы *ЭЛТ*. Индикатор синфазности импульсов *ИСИ* включен между выходным зажимом $U_к$ калибрующего канала и основными зажимами образцовой меры U_1—U_6 через переключатель $П_3$.

Рассмотрим работу образцовой меры фазового сдвига (см. рис. 5) для широкой полосы частот (0,01 Гц—1 МГц). Принцип действия основан на том, что фазовый сдвиг на выходных зажимах $U_1—U_2$ калибруется в периодах когерентного сигнала более высокой частоты $f_к$. Величина приращения фазового сдвига

$$\Delta\varphi_{U_1 \frown U_2} = \frac{2\pi}{k} = \frac{360° f_в}{f_к},$$

где $k = \frac{f_к}{f_в}$ — кратность частот; $f_к$ — калибрующая частота; $f_в$ — выходная частота.

Ввиду того, что декадный синтезатор обеспечивает легкую когерентную перестройку частоты, можно изменять различные фазовые приращения — от

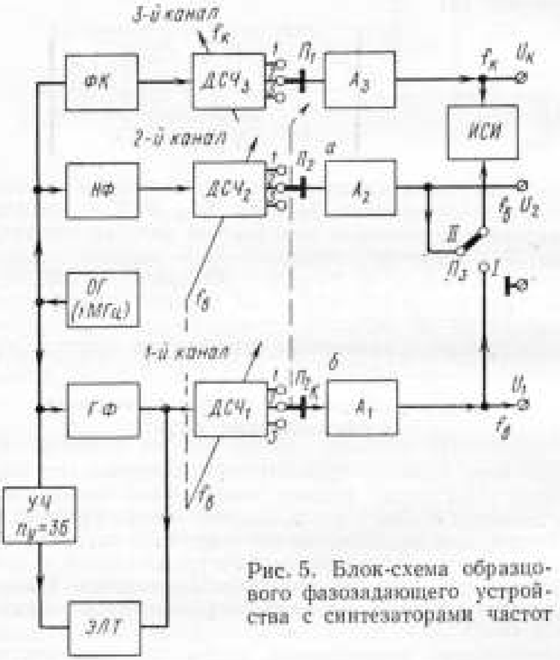


Рис. 5. Блок-схема образцового фазозадающего устройства с синтезаторами частот

грубых до весьма малых. Например, если переключатель $П_2$ находится во 2-м положении, то выходная частота может быть установлена в 3600 раз большей для частот в пределах от 0,01 до 278 Гц. При этом приращение фазового сдвига может быть произведено через 0,1° с погрешностью, которая обеспечивается индикатором совпадений импульсов *ИСИ* с чувствительностью 0,05 град.

Для частот до 2780 Гц калибрующая частота может быть выше в 360 раз, т. е. приращение фазы происходит через 1° с погрешностью 0,2 град. Для частот до 27 800 Гц калибрующая частота может быть выше в 36 раз, т. е. приращение может быть установлено через интервал в 10°.

Для частот от 27,8 кГц до 1 МГц целесообразно использовать фазоизмерительное устройство, состоящее из 36-кратного умножителя частоты *УЧ* и электроннолучевой трубки *ЭЛТ*, основанное на свойстве многократных фигур Лиссажу. При этом фазовый сдвиг $\Delta\varphi = \frac{360°}{2n_y} = 5°$, так как $n_y = 36$. Погрешность при установке этих приращений не превышает 0,3 град.

Неградуированный фазовращатель *НФ* необходим для сведения фазового сдвига к нулю, при этом *ИСИ* включается между зажимами U_1 и U_2 как индикатор нулевых совпадений. Фазовращатель калибрующий *ФК* необходим для установки синфазности между 1, 2 и 3-м каналами.

Для установления синфазности между U_1 и $U_К$ переключатель $П_3$ переводится в положение *I*, а шкала *ГФ* ставится в нулевое положение. На $ДСЧ_3$ устанавливается небольшое значение $k = f_К/f_В$ и, поворачивая *ФК*, добиваются срабатывания *ИСИ*. Далее увеличивают значение k (путем переключения переключателя декад синтезатора $ДСЧ_3$) для получения малых приращений. Затем $П_3$ переводят в положение II и аналогично добиваются синфазности U_2 и $U_К$ при той же величине k. Это контролируется путем включения *ИСИ* между U_1 и U_2, который покажет нулевой фазовый сдвиг.

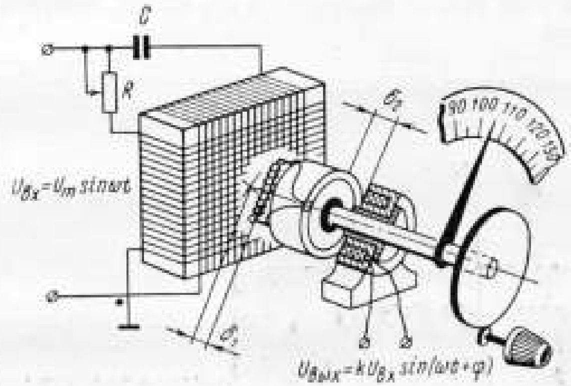


Рис. 6. Схема бесконтактного фазовращателя

Метод создания фазосдвигающих устройств для поверки фазометров с применением частотных синтезаторов был реализован на упрощенном макете, который представляет собой два синтезатора частот прямого синтеза (генераторы Г3-49), синхронизированные через круговой фазовращатель (рис. 6).

Вращающееся высокочастотное магнитное поле создается перпендикулярными обмотками, намотанными на квадратное тело из оргстекла. Если зазор δ_1 мал (0,3—0,4 мм), то в небольшом продольном стержне из феррита типа Ф-600 диаметром 2,8 мм и длиной 10 мм будет наводиться м. д. с. Если на него намотать виток к витку обмотку, то в ней появится э. д. с. и ток, если ее замкнуть на обмотку, находящуюся в половине броневого сердечника типа СБ-3А. Эта половина сердечника находится на валу, к которому прикреплена стрелка и привод. Второе полукольцо сердечника СБ-3А неподвижно и с его обмотки снимается напряжение с переменным фазовым сдвигом. Таким образом, изменяя положение вала, можно бесконтактно изменять фазовый сдвиг на выходе. С помощью сопротивления *R* и конденсатора *C* уменьшается амплитудная и фазовые погрешности.

Макет выполнен в виде стойки, внизу которой размещены два генератора Г3-49, а сверху собрана схема фазовращателя. Сигнал частотой 1 МГц поступает из одного синтезатора частот к фазовращателю и с выхода последнего — на вход другого.

Данное устройство создает фазовые сдвиги от 0 до 360° в диапазоне частот от 0,01 Гц до 1 МГц соответственно с шагом по частоте в трех поддиапазонах: от 0,01 Гц до 10 кГц через 0,01 Гц; от 0,1 до 100 кГц через 0,1; от 1 Гц до 1 МГц через 1 Гц при нестабильности частоты $1 \cdot 10^{-6}$.

Максимальные выходные напряжения по каналам 1,5 В на нагрузке 600 Ом. Дополнительная погрешность по фазе, обусловливаемая уровнем побочных частот

$$\delta\varphi_{пч} = \arcsin \frac{\sqrt{U_{21к}^2 + U_{31к}^2 + \cdots + U_{n1к}^2}}{U_{11к}} + \arcsin \times$$

$$\times \frac{\sqrt{U_{22к}^2 + U_{32к}^2 + \cdots + U_{n2к}^2}}{U_{12к}},$$

где U_1, U_2, U_3, . . ., U_n — напряжения 1-, 2- и n-й гармоник; 1к, 2к — соответственно 1-й и 2-й каналы. При $U_1 = 1{,}5$ В и $U_2 = U_3 = U_4 = 3$ мВ $\delta\varphi_{пч} = 20' = 0{,}3$ град.

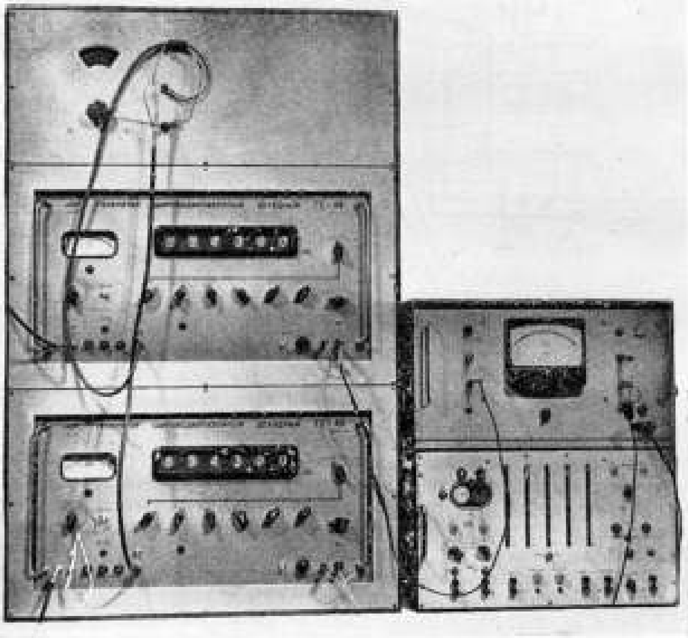


Рис. 7. Установка с синтезаторами частот для поверки фазометров в широком диапазоне частот

Напряжение побочных частот, исключая гармонические составляющие сигнала, уменьшено на 54 дБ (3 мВ) по отношению к величине первой гармоники. К числу побочных частот относятся составляющие спектра, обусловленные комбинационными сигналами в преобразователях частоты, а также боковые частоты от паразитной модуляции переменными напряжениями в цепях питания.

Внешний вид широкополосного фазосдвигающего устройства показан на рис. 7.

Применение синтезаторов в образцовых широкодиапазонных фазометрах

Учитывая высокую стоимость синтезаторов, их целесообразно использовать только в образцовых фазометрах. Для примера приведем разработанный во ВНИИМ образцовый фазометр с умножением фазы без умножителей частоты [9].

На рис. 8 представлена блок-схема образцового фазометра для диапазона частот 0,1—10 МГц с погрешностью измерения сдвига фазы при одинаковых уровнях 0,1 град. Фазометр содержит в каждом из двух идентичных каналов последовательно включенные смеситель $СМ_1$—$СМ_2$, преобразователь напряжения промежуточной разностной частоты в остроконечные импульсы $ПНИ_1$—$ПНИ_2$, ключевой детектор $КД_1$—$КД_2$, фильтр нижних частот $ФНЧ_1$—$ФНЧ_2$, гетеродин переменной частоты $Г$, связанный со вторыми входами смесителей

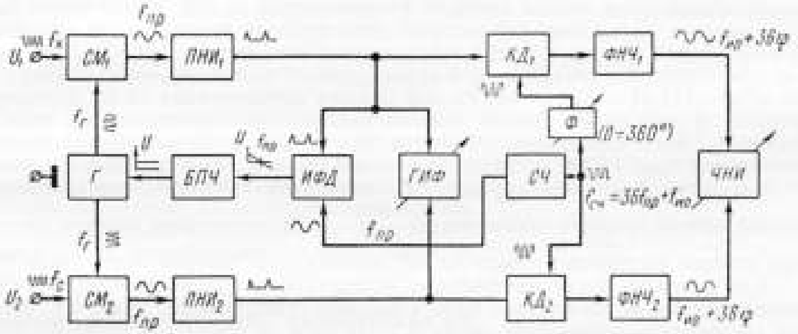


Рис. 8. Блок-схема образцового фазометра с синтезатором частот

каналов, соединенный через блок подстройки частоты $БПЧ$ с импульсно-фазовым детектором $ИФД$, один вход которого связан с одним входом ключевого детектора $КД_1$ одного из каналов; грубый измеритель фазового сдвига $ГИФ$ на входах ключевых детекторов каналов, чувствительный нуль — индикатор $ЧНИ$, включенный между выходами фильтров нижних частот, а также синтезатор частот $СЧ$, один выход которого с частотой $f_{пр}$ связан со вторым входом импульсного фазового детектора $ИФД$, нагруженного на блок подстройки частоты $БПЧ$, а второй выход синтезатора частот соединен со вторыми входами ключевых детекторов в каналах $КД_1$—$КД_2$. При этом один из детекторов $КД_2$ связан с синтезатором частот непосредственно, а второй $КД_1$ — через круговой фазовращатель $Ф$.

Умножение фазовых сдвигов в k раз происходит, когда на входы ключевого детектора приходят сигналы, отличающиеся по частоте в k раз. Например, сигнал с частотой $f_{пр}$, обогащенный высокими гармониками (остроконечные импульсы), и сигнал с частотой $kf_{пр} \pm f_{но}$, где $f_{но}$ — частота, на которой работает измерительная система. Так, при $k = 36$ возможно увеличение чувствительности по фазе в 36 раз, т. е. во столько же раз возможно снижение погрешности. Поэтому даже при грубом измерителе с погрешностью 2—3 град. можно измерять фазу таким фазометром с погрешностью $\frac{3°}{36} = 0{,}084 \approx 0{,}1$ град.

Дополнительная погрешность исключается ввиду отсутствия ухода частот $f_{пр}$ и $kf_{пр} \pm f_{но}$, которые должны быть когерентными, несмотря на их некратность $\frac{kf_{пр} \pm f_{но}}{f_{пр}} \neq k$. В данном случае невозможно использование умножителей частоты. Эта трудная задача легко решается с помощью синтезатора частот, в котором все частоты когерентны.

Образцовый фазометр работает следующим образом. Опорная частота $f_{пр} = 4{,}29$ кГц, получаемая с первого выхода синтезатора частот, сравнивается в импульсно-фазовом детекторе *ИФД* с частотой и фазой импульсов на входе ключевого детектора $КД_1$. В результате на выходе *ИФД* образуется управляющее напряжение, действующее на блок *БПЧ* таким образом, что промежуточная частота $f_{пр}$ на выходе смесителя $СМ_1$ 1-го канала фазометра по частоте и фазе совпадает с опорной частотой синтезатора. Как известно, фазовый сдвиг между сигналами промежуточной частоты в каналах фазометра в этом случае равен фазовому сдвигу между исходными сигналами. Этот сдвиг индицируется на грубом индикаторе фазы *ГИФ*, который представляет собой триггер со стрелочным вольтметром среднего значения, включенным параллельно катоду одного из плеч.

Остроконечные импульсы промежуточной частоты 4,29 кГц поступают на ключевые детекторы $КД_1—КД_2$, на вторые входы которых подводится высокостабильная частота 154 кГц со второго выхода синтезатора частот *СЧ*. Поскольку между выходом синтезатора и одним из ключевых детекторов включен круговой фазовращатель, при полном повороте фазовращателя на 360° всегда может быть найдено такое положение, для которого относительное расположение импульсов промежуточной частоты 4,29 кГц и синусоидального сигнала 154 кГц будет одинаковым. При этом сигналы низкой промежуточной частоты $f_{ию} = 36 \cdot 4{,}29$ кГц — 154 кГц = 154,44 — 154 = 440 Гц при условии выравнивания их по амплитуде скомпенсируются и на выходе осциллографического чувствительного нуль — индикатора будет зафиксирован минимум. Эти частоты легко получаются с выхода синтезатора типа Г3-49, который был использован в схеме фазометра.

Результат измерения определяется по шкале кругового фазовращателя, полный оборот которого соответствует $\frac{360°}{36} = 10°$ индикатора грубого отсчета. При условии разделения шкалы на 100 делений цена деления будет равна 0,1°.

Как показали экспериментальные исследования, фазометр обладает разрешающей способностью порядка 0,03° и высокой стабильностью нуля. Его основная погрешность в диапазоне частот 0,1—10 МГц не превышает 0,09—0,1 град. С помощью данного фазометра были аттестованы датчики фазы, разработанные киевским заводом «Радиоприбор»; их погрешность составляла 0,1—0,2 град.

Заключение

С появлением нового класса приборов — синтезаторов частот — могут быть существенно улучшены точностные свойства фазометрических систем. Так, с помощью отечественного синтезатора частот Г3-49, работающего по методу прямого синтеза, удалось расширить частотный диапазон и повысить точность.

Использование синтезаторов, работающих по методу фазовой синхронизации и с цифровыми переменными делителями, позволит существенно уменьшить габариты образцовой аппаратуры, а также уменьшить коэффициент нелинейных искажений и уровень побочных частот.

ЛИТЕРАТУРА

1. Колтик Е. Д. Измерительные двухфазные генераторы переменного тока Изд-во стандартов, 1968.
2. Арутюнов В. О. Фазопостоянные измерительные цепи переменного тока и их применение. Стандартгиз, 1963.
3. Forsyth — Grant M. I. (Rakal Engineering Ltd.) Патент Англии № 866695, 1966.
4. Frequensy Synthesizer TR3130D. Bulletin N APN—15E821, Aug. 1968, Takeda Riken Industry Co, Ltd, Japan, Tokio.
5. Thrower K. The Racalator. An. Alternative to the quene synthesizers. Conference on the quener generation and Kontrol for radio systems, London, 1965.
6. Ulicki E. Cubic inch frequensy synthesizer. «Proceedings of the 19 th Annual Symposium on Frequency Control, USA, 1965.

7. Kravcenko S. A., Koltik I. D. Prazisions—Phasenwinkelregler fur infraakkustische und nidrige Frequenz, Patent BR.D N 1802606, от 12/VI 1969.
8. Кравченко С. А. Образцовое фазозадающее устройство для широкой полосы частот (0,01—1 МГц). Авт. свид. № 224670, Бюлл. изобр., 1968, № 26.
9. Вол В. А., Гомон Г. Ю., Кравченко С. А., Чистяков С. И. Двухканальный фазометр для высоких частот. Авт. свид. № 310194, «Бюлл. изобрет.» № 23, 1971.

Поступила в редакцию
15/I 1971 г.

УДК 621.383.8.088

Ю. И. ШЕСТОПАЛОВ
ВНИИМ

ПОГРЕШНОСТИ ТРИГОНОМЕТРИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

При автоматизации интерференционных измерений различных физических величин возникают задачи, которые решаются путем применения тригонометрических преобразователей с целью калибровки интерференционных компенсационных и линейно-временных преобразователей, исследования статических и динамических характеристик интерференционных модуляторов, поверки автоматических измерителей долей порядка интерференции и фотоэлектрических интерференционных систем в целом [1]. В технической литературе отсутствует теоретический анализ погрешностей, на основании которого можно определить пределы изменений сигналов, исходя из требуемой точности.

В настоящей статье на примере электроннолучевой трубки, как наиболее распространенного тригонометрического преобразователя, проведен анализ погрешностей. Если подать на отклоняющие пластины электроннолучевой трубки электрические сигналы u_1 и u_2 от фотоэлектрического интерферометра, то пятно на ее экране будет описывать окружность с периодом, равным одному порядку интерференции (рис. 1). Доля порядка интерференции определяется мгновенными значениями u_1 и u_2 и соответственно равна

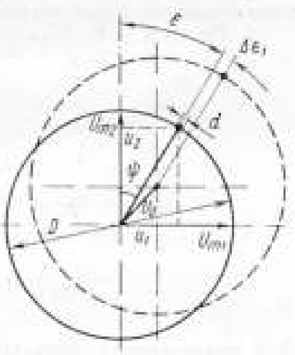


Рис. 1. К выводу уравнения и погрешностей преобразования

$$\varepsilon = \frac{\psi}{2\pi} = \frac{\operatorname{arctg} \frac{u_1}{u_2}}{2\pi}, \tag{1}$$

где
$$u_1 = U_{01} + U_{m1} \sin \left(\frac{2\pi}{B} x + \varphi \right);$$

$$u_2 = U_{02} + U_{m2} \cos \frac{2\pi}{B} x;$$

U_0 и U_m — соответственно постоянные составляющие и амплитуды сигналов; B — ширина изображения интерференционной полосы; x — смещения интерференционной полосы в направлении, перпендикулярном интерференционным полосам; φ — угол сдвига фаз между u_1 и u_2.

В идеальном случае, когда $U_{01} = U_{02} = 0$, $\varphi = 0$ и $U_{m1} = U_{m2}$,

$$\varepsilon_{и} = x/B. \tag{2}$$

Разделив экран электроннолучевой трубки на n равных секторов, находят ε по положению пятна в секторе.

Точность отсчета ε определяется диаметром окружности D на экране и диаметром пятна d на экране электроннолучевой трубки, т. е. $\varepsilon_{\min} = d/\pi D$.

В реальных условиях $U_{01} \neq U_{02} \neq 0$, $\varphi \neq 0$, $U_{m1} \neq U_{m2}$ диаметр пятна $d_{п} > d$ и уравнение измерения долей порядка интерференции имеет вид:

$$\varepsilon_{р} = \frac{\operatorname{arctg} \dfrac{U_{01} - U_{m1} \sin\left(\dfrac{2\pi}{B}x + \varphi\right)}{U_{02} + U_{m2} \cos \dfrac{2\pi}{B}x}}{2\pi}. \tag{3}$$

На основании выражений (2) и (3) погрешность измерения долей порядка интерференции

$$\Delta\varepsilon = \varepsilon_{р} - \varepsilon_{п} = \frac{\operatorname{arctg} \dfrac{U_{01} + U_{m1} \sin\left(\dfrac{2\pi}{B}x + \varphi\right)}{U_{02} + U_{m2} \cos \dfrac{2\pi}{B}}}{2\pi} - x/B. \tag{4}$$

Это выражение не может быть проанализировано в общем виде, поэтому найдем максимальные погрешности от влияния отдельных факторов.

1. Пусть $\varphi = 0$, $U_{m1} = U_{m2} = U_m$ и $U_{01} = U_{02} = U_0$, тогда

$$\Delta\varepsilon_1 = \frac{\dfrac{\alpha + \sin \dfrac{2\pi}{B}x}{\alpha + \cos \dfrac{2\pi}{B}x}}{2\pi} - x/B, \tag{5}$$

где $\alpha = U_0/U_m$.

Анализируя (5), найдем, что максимальное значение $\Delta\varepsilon_1$ имеет место при

$$\varepsilon_1 = 0{,}125 \pm \left(0{,}5 - \frac{\arccos \alpha \sqrt{2}}{2\pi}\right). \tag{6}$$

Для практических расчетов можно пользоваться формулой

$$\Delta\varepsilon_{1\max} = 0{,}25\alpha. \tag{7}$$

2. Пусть $U_{01} = U_{02} = 0$, $\varphi = 0$, но $U_{m1} \neq U_{m2}$, тогда

$$\Delta\varepsilon_2 = \frac{\operatorname{arctg} \beta \dfrac{\sin \dfrac{2\pi}{B}x}{\cos \dfrac{2\pi}{B}x}}{2\pi} - x/B, \tag{8}$$

где $\beta = U_{m1}/U_{m2}$.

Экстремальное значение $\Delta\varepsilon_2$ получается при

$$\varepsilon_2 = \frac{\arcsin \sqrt{\dfrac{1}{1+\beta}}}{2\pi}. \tag{9}$$

Для практических расчетов

$$\Delta\varepsilon_{2\max} = 0{,}07\,(\beta - 1). \tag{10}$$

3. Пусть $U_{01} = U_{02} = 0$, $U_{m1} = U_{m2} = U_m$, но $\varphi \neq 0$, тогда из выражения (4) имеем

$$\Delta\varepsilon_3 = \frac{\operatorname{arctg} \dfrac{\sin\left(\dfrac{2\pi}{B}x + \varphi\right)}{\cos\dfrac{2\pi}{B}x}}{2\pi} - \frac{x}{B} \qquad (11)$$

Произведя аналогичный анализ, получаем

$$\varepsilon_3 = \frac{1}{2\pi} \operatorname{arctg} \frac{2}{\varphi}; \qquad (12)$$

$$\Delta\varepsilon_{3max} = 2{,}8 \cdot 10^{-3}\varphi, \qquad (13)$$

где φ — в градусах.

Экспериментальная проверка формул (5)—(13) была проведена на фотоэлектрическом интерферометре [2]. По формуле (6) рассчитывали порядок интерференции, при котором $\Delta\varepsilon_1$ максимальна для $\alpha = 0{,}1$; 0,2; 0,3 и 0,4. Этот порядок интерференции устанавливали $\alpha = 0$ микроперемещениями относительного зеркала интерферометра и регистрировали по фотоэлектрическому микроскопу. Нестабильность последнего была предварительно изучена и составляла меньше 0,01 доли порядка интерференции за 30 мин. работы. Перемещая возвратно-поступательно каретку интерферометра, устанавливали заданные α уменьшением напряжения питания ФЭУ фотоэлектрического интерференционного преобразователя. Далее возвращали каретку, фиксировали штрих меры и отсчитывали ε. Экспериментально оказалось возможным определить максимальную погрешность $\Delta\varepsilon_2$ в точке $\varepsilon_2 = 0{,}11$ при $\beta = 1{,}3$; 1,4 и 1,5 из-за ограниченной точности отсчета. Указанные соотношения амплитуд сигналов устанавливали перераспределением напряжения питания ФЭУ. Зависимость $\Delta\varepsilon_{3max}$ получена при изменении φ поворотом зеркала в фотоэлектрическом интерференционном преобразователе. На рис. 2 показаны расчетные и экспериментальные погрешности тригонометрического преобразователя.

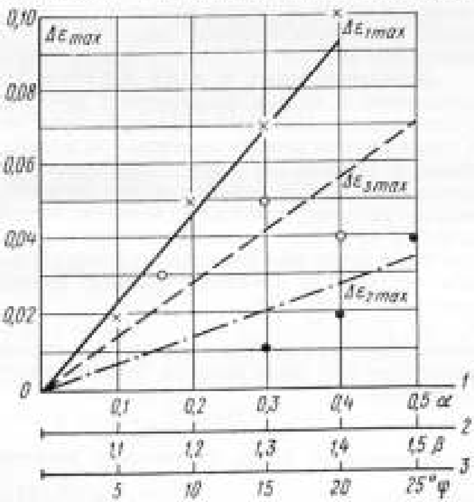


Рис. 2. Расчетные и экспериментальные погрешности

Приведенные в статье формулы погрешностей пригодны для решения прямой и обратной задачи по определению пределов изменений сигналов от фотоэлектрических интерферометров при заданной точности измерений.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шестопалов Ю. Н. Исследование и разработка фотоэлектрических методов и средств измерения оптической разности хода лучей на интерферометрах в эталонных длинах волн. Автореф. дисс. ВНИИМ им. Д. И. Менделеева, 1968.

2. Зорин Д. И., Трофимова Н. В., Шестопалов Ю. Н. Измерение штриховых мер длины счетом интерференционных полос. Труды институтов Госкомитета, вып. 78 (138). Стандартгиз, 1965.

Поступила в редакцию
28/XI 1970 г.

УДК 681.34 : 62—501

М. Я. ДРАПКИН
ВНИИМ

О ПОСТРОЕНИИ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ СИНУСНО-КОСИНУСНЫХ СИГНАЛОВ

В измерительной технике возникает необходимость преобразования электрических сигналов, изменяющихся по синусоидальному и косинусоидальному законам, в цифровой код для измерения долей и целых периодов изменения сигнала [1]. Это преобразование должно осуществляться в статическом и динамическом режимах с учетом направления изменения сигнала, которое во времени может быть произвольным, например, при автоматизации интерференционных измерений [2].

Измерение целых и долей периодов в статическом режиме производится автономно, т. е. для согласования показаний приборов, измеряющих целые и доли периодов, необходимы специальные устройства. Для решения этой задачи в динамическом режиме известны три метода: метод умножения частоты, квантования по уровню [3] и метод дифференцирующего преобразования [4]. Первый метод пригоден для преобразования сигналов, изменяющихся в одном направлении и строго периодически во времени; второй накладывает чрезвычайно жесткие допуски на форму и амплитуду входных сигналов. Метод дифференцирующего преобразования дает возможность измерять целые и доли периодов сигналов с учетом направления изменения сигнала, но не обеспечивает дискретность отсчета меньше 0,25 периода.

Во ВНИИМ им. Д. И. Менделеева разработан аналого-цифровой преобразователь АЦП для работы в статическом и динамическом режиме с дискретностью отсчета до 0,01 доли периода, использующий фазовые соотношения [5] между сигналами

$$U_1 = U_m \sin \omega t \text{ и } U_2 = U_m \cos \omega t,$$

подаваемыми на концы переменного резистора, и сигналом

$$U_j = U_m \sin (\omega t + \varphi), \tag{1}$$

снимаемым с движка переменного резистора. В этом выражении

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{R - R_j}{R_j}, \tag{2}$$

где U_m — амплитуда сигнала; ω — круговая частота; φ — угол сдвига фаз между сигналами в данной точке, относительно опорной; R — сопротивление переменного резистора; R_j — сопротивление между данной и опорной точкой резистора.

Выражения (1) и (2) могут быть интерпретированы для решения поставленной задачи следующим образом:

$$\left.\begin{aligned} U_1 &= U_{m1} \sin 2\pi (n + \chi); \\ U_2 &= U_{m2} \cos 2\pi (n + \chi); \\ U_j &= U_m \sin 2\pi \left(n + \chi + \frac{\varphi}{2\pi}\right), \end{aligned}\right\} \tag{3}$$

где n — целое число периодов; χ — доля периодов.

Из уравнения (3) видно, что при $U_j = 0$

$$\chi = \frac{-\varphi - 2n\pi}{2\pi}. \tag{4}$$

Для определения доли периода ($n = 0$) выражение (4) можно упростить

$$\chi = -\varphi/2\pi. \tag{5}$$

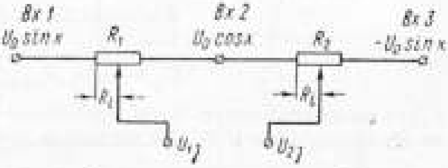


Рис. 1. Схема для измерения долей периода. R_1 и R_2 — переменные резисторы

Поскольку $\frac{R - R_j}{R_j} \geqslant 0$, то φ определяется только в интервалах χ [0,25; 0,5] или χ [0,75; 1].

Введя $Y = -\chi$ и задав на втором переменном резисторе R_2 (рис. 1) сигналы, пропорциональные $\sin 2\pi Y = -\sin 2\pi\chi$ и $\cos 2\pi Y = \cos 2\pi\chi$, можно определить $\varphi_2 = \mathrm{arctg}\,\frac{R_2 - R_j}{R_j}$ для выражения (5) в двух других интервалах χ [0; 0,25] или χ [0,5; 0,75]. Откуда общее выражение для определения доли периода

$$\chi = \psi + 0{,}25m, \tag{6}$$

где
$$\begin{cases} \psi = \dfrac{\varphi_1}{2\pi} \text{ для } \chi\,[0{,}25;\ 0{,}5];\ \chi\,[0{,}75;\ 1] \\ \psi = \dfrac{\varphi_2}{2\pi} \text{ для } \chi\,[0;\ 0{,}25];\ \chi\,[0{,}5;\ 0{,}75] \end{cases}$$

$$\begin{aligned} m = 0 \text{ при } &\begin{cases} \sin 2\pi\chi \geqslant 0; \\ \cos 2\pi\chi \geqslant 0; \end{cases} \\ m = 1 \text{ при } &\begin{cases} \sin 2\pi\chi \leqslant 0; \\ \cos 2\pi\chi \leqslant 0; \end{cases} \\ m = 1 \text{ при } &\begin{cases} \sin 2\pi\chi \geqslant 0; \\ \cos 2\pi\chi \geqslant 0; \end{cases} \\ m = 3 \text{ при } &\begin{cases} \sin 2\pi\chi \leqslant 0; \\ \cos 2\pi\chi \geqslant 0; \end{cases} \end{aligned} \tag{7}$$

Таким образом, задача определения долей периода заключается в регистрации точки с нулевым потенциалом на одном из переменных резисторов, в вычислении ψ и нахождении $m = 0;\ 1;\ 2$ или 3.

Все эти операции можно осуществить автоматически при помощи АЦП. Для этого переменные резисторы заменяются на составные резисторы, части которых рассчитываются по формуле, выведенной из (2):

$$r_j = |R_j - R_{j-1}| = \left| \frac{R_i}{\mathrm{tg}\,2\pi j\gamma + 1} - \frac{R_i}{\mathrm{tg}\,2\pi(j-1)\gamma + 1} \right| = \left| \frac{R \sin 2\pi\gamma}{1 + \sin 2\pi\gamma\,(2j-1)} \right|, \tag{8}$$

где γ — шаг дискретности отсчета; j — 1, 2, . . .; $1/4\gamma$ — номера частей составного резистора.

Назовем точки соединения частей составных резисторов R и R_2 отсчетными и соединим каждую из них со входом порогового устройства $ПУ$. Точка, потенциал которой равен нулю, на составном резисторе будет определена такой парой соседних пороговых устройств $ПУ_i$ и $ПУ_{i+1}$, одно из которых сработало, а другое — нет. Обозначим событием A_i — срабатывание $ПУ_i$ на первом составном резисторе, а событием B_i — срабатывание $ПУ$ на втором составном резисторе. Тогда события

$$Z_{1i} = A_i \wedge \overline{A}_{i+1}$$

и

$$Z'_{1i} = \overline{A}_i \wedge A_{i+1} \tag{9}$$

будут свидетельствовать о том, что точка с потенциалом, равным нулю, находится на R_1 между i-й и $(i+1)$-й отсчетной точками. Учитывая, что части составного резистора рассчитывались так, что любая сумма $\sum_1^i r_i$ однозначно определяет ψ_i, номер i определяется парой соседних пороговых устройств, удовлетворяющих условию (9), т. е.

$$\psi_i = 2\pi\varphi_i = \gamma i. \tag{10}$$

Аналогично, значению $\psi_i = \gamma i$ будут соответствовать события

$$Z_{2i} = B_i \wedge \overline{B}_{i+1};$$
$$Z'_{2i} = \overline{B}_i \wedge B_{i+1} \tag{11}$$

Используя условия (7), можно определить значение m. Для этого обозначим через C событие, состоящее в появлении на входе $U_m \sin 2\pi\chi$ (рис. 2) положительного сигнала, а через D — в появлении положительного сигнала на входе $U_m \cos 2\pi\chi$. Тогда события

$$\left.\begin{aligned} K_1 &= C \wedge D; \\ K_2 &= C \,\overline{\wedge}\, D; \\ K_3 &= \overline{C} \wedge \overline{D}; \\ K_4 &= \overline{C} \wedge \overline{D} \end{aligned}\right\} \tag{12}$$

будут однозначно определять m.

Однако выражения (9) и (11) также содержат информацию об m, так как i-й точки с нулевым потенциалом равносильны следующие события:

$$C = A_i;\ \ \overline{C} = \overline{A}_i;\ \ C = \overline{B}_{i+1};\ \ \overline{C} = \overline{B}_{i+1};$$
$$D = A_{i+1};\ \ \overline{D} = \overline{A}_{i+1};\ \ D = B_i;\ \ \overline{D} = \overline{B}_i.$$

Следовательно, событию

$$\begin{aligned} &Z_{1i} = A_i \wedge \overline{A}_{i+1} \text{ соответствует значение } \chi = \psi_i + 0{,}25\cdot 1; \\ &Z_{2i} = B_i \wedge \overline{B}_{i+1} \quad\quad » \quad\quad » \quad\quad \chi = \psi_i + 0{,}25\cdot 0; \\ &Z'_{1i} = \overline{A}_i \wedge A_{i+1} \quad\quad » \quad\quad » \quad\quad \chi = \psi_i + 0{,}25\cdot 3; \\ &Z'_{2i} = \overline{B}_i \wedge B_{i+1} \quad\quad » \quad\quad » \quad\quad \chi = \psi_i + 0{,}25\cdot 2. \end{aligned} \tag{13}$$

Таким образом, появление сигнала на одной из схем логического умножения «И», реализующих выражения (13), однозначно определяет χ [0; 1] с дискретностью отсчета, обусловленной количеством отсчетных точек на составных резисторах.

На основании (13) построена функциональная схема АЦП синусно-косинусных сигналов в статическом и динамическом режимах (см. рис. 2).

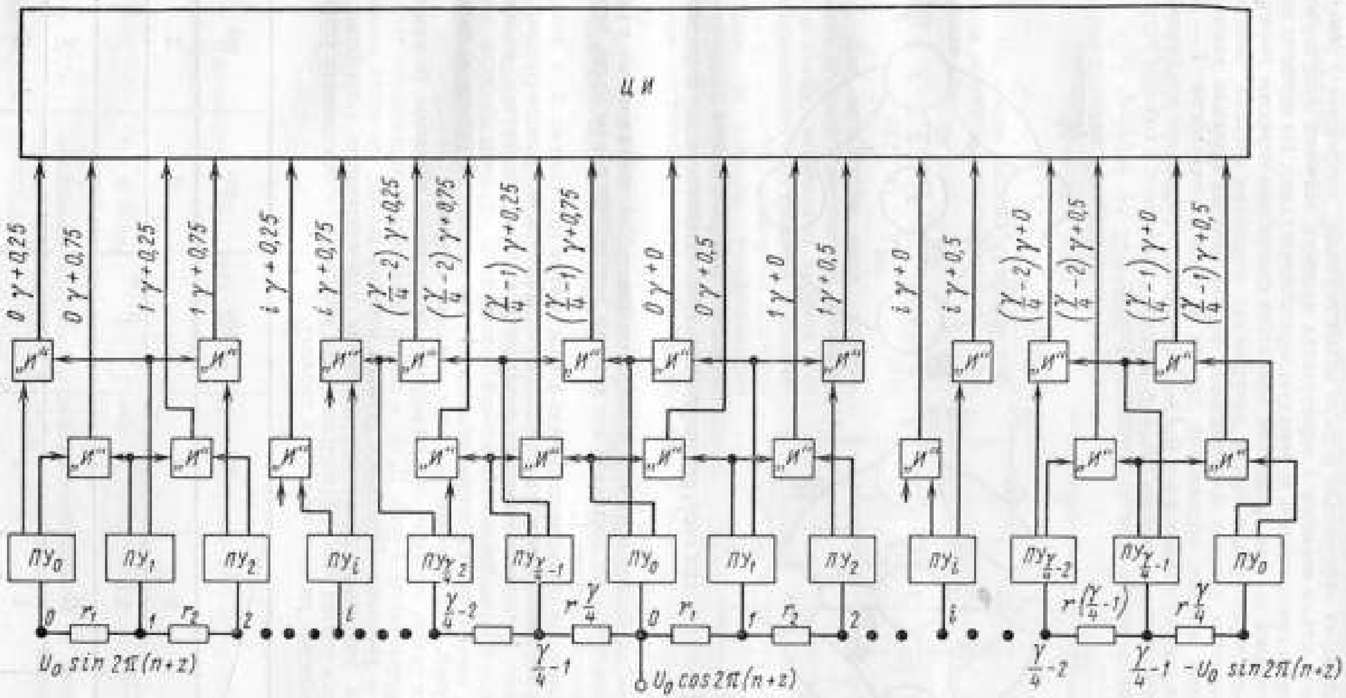


Рис. 2. Функциональная схема устройства для определения доли периода

ЦИ — цифровой индикатор

Для получения информации о числе целых периодов, прошедших с момента начала отсчета целых периодов в окрестностях нулевого значения доли периода [3], необходимо синтезировать логическую электронную схему. На одном из двух выходов последней (z_1 или z_2) должен появиться сигнал при переходе значения долей периода через нуль с учетом направления изменения сигнала. Заметим, что для получения сигнала о приращении целого периода функции значения долей периода должны обязательно пройти в последовательности: $1 - 1/n$; 0; $1/n$ — при положительном и $1/n$; 0; $1 - 1/n$ — при отрицательном приращении.

Обозначим входные переменные, т. е. сигналы, снимаемые с выходов устройства измерения долей периода, соответствующие $1 - 1/n$ периода, через x_1;

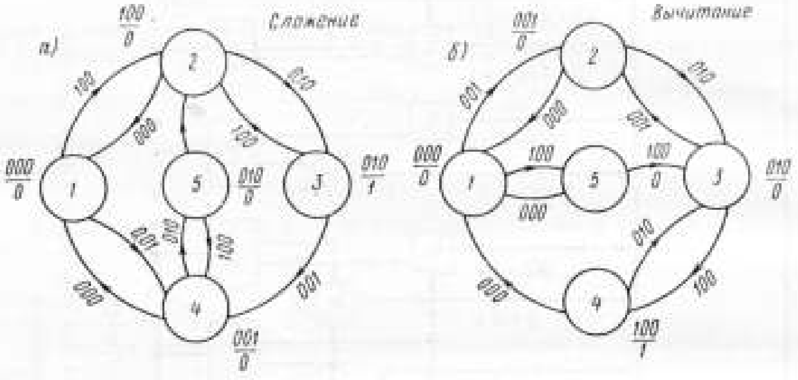


Рис. 3. Графы логических схем, реализующих последовательности для сложения и вычитания.

0 — x_2; $1/n$ — x_3. Особенность этих последовательностей состоит в том, что в каждом из рассматриваемых состояний все входные переменные равны нулю, кроме одной, имеющей значение 1.

Представим эти последовательности в виде графов [6]. На рис. 3, *а* изображены графы логических схем, реализующих указанные выше последовательности. Каждый такт последовательности, характеризующийся состоянием входных переменных $x_1 \div x_3$, выходной переменной z, изображен кружком со своим номером. Ребра, соединяющие эти кружки, указывают возможные переходы из одного такта в другой. Направление перехода показано стрелкой.

Назовем такты, имеющие только взаимно однозначные переходы, безразличными, например такты *1* (рис. 3, *а*), а такты, обладающие различными типами переходов, — рабочими. Припишем группам рабочих тактов, имеющих взаимно однозначные переходы, различные состояния запоминающего устройства y. Безразличным тактам можно приписать любое состояние запоминающего устройства. Полученные данные занесем в таблицу.

$x_1x_2x_3$ / y		000	001	010	100
y_1	0	1		3	2
	1		4	5	
y_2	0		2	3	4
	1	1			5

Пользуясь данными таблицы, найдем совершенные дизъюнктивные нормальные формулы функций

$$y_1 = \overline{x_1} \wedge \overline{x_2} \wedge \overline{x_3} + \overline{x_1} \wedge \overline{x_2} \wedge \overline{x_3};$$

$$y_2 = \overline{x_1} \wedge \overline{x_2} \wedge \overline{x_3} + \overline{x_1} \wedge \overline{x_2} \wedge \overline{x_3}. \qquad (14)$$

Однако, учитывая, что члены этой последовательности могут иметь лишь один член, отличный от нуля, конституенты функций y_1 и y_2 будут иметь вид x_1; x_2; x_3, т. е. будут их простыми импликантами, а нормальная дизъюнктивная форма функций будет иметь такой вид:

$$y_1 = x_2 + x_3;$$

$$y_2 = x_1. \qquad (15)$$

На основе данных графов и таблицы напишем окончательные выражения для

$$z_1 = x_2 \wedge \overline{y_1};$$

$$z_2 = x_1 \wedge \overline{y_2}. \qquad (16)$$

Для того чтобы иметь возможность построить логическую электронную схему, необходимо выбрать тип запоминающего устройства и рассчитать функции его включения и отключения. В качестве запоминающего устройства можно выбрать, например, триггер с раздельными входами, уравнение состояний которого имеет вид [7]:

$$y_i (t + \Delta t) = $$
$$= (\text{импульс } S_i + \overline{\text{импульс } Q_i \cdot y})_i, \qquad (17)$$

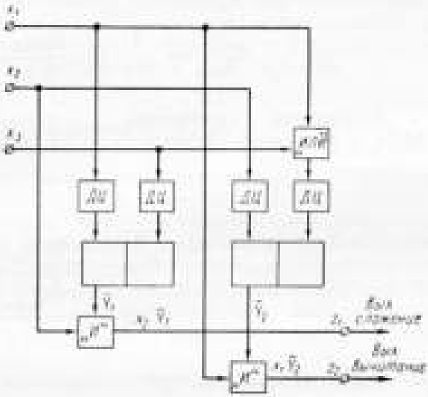


Рис. 4. Функциональная схема устройства для счета целых периодов

ДЦ$_i$ — дифференцирующие цепи; «*ИЛИ*» — схемы логического сложения

где $y_i (t) = Y_i (t - \Delta t)$; $y_i (t + \Delta t) = Y_i (t)$; S_i — функция включения запоминающего устройства; Q_i — функция его отключения.

Функции S_i и Q_i легко определить с помощью таблицы и выражения (15), а также методик и таблиц, приведенных в работе [7]:

$$\begin{cases} S_1 = x_1 \wedge \overline{y_1}; \\ Q_1 = x_1 \wedge \overline{y_1}; \end{cases}$$

$$\begin{cases} S_2 = (x_1 + x_3) \wedge \overline{y_2}; \\ Q_2 = x_2 \wedge y_2. \end{cases} \qquad (18)$$

Выражения (16) — (18) реализуются практической функциональной схемой (рис. 4). Суммарная погрешность АЦП

$$\Delta_\Sigma = \left| \frac{\partial \chi}{\partial U_{ПУ}} \Delta U_{ПУ} \right| + \left| \frac{\partial \chi}{\partial R_j} \Delta R_j \right| + \left| \frac{\partial \chi}{\partial U_{в.\,с}} \Delta U_{в.\,с} \right|; \qquad (19)$$

где $\Delta U_{ПУ}$ — отклонение напряжения порога срабатывания от нулевого уровня; ΔR_j — погрешность изготовления СР; $\Delta U_{в.\,с}$ — погрешность введения синусно-косинусных сигналов.

Определив частные погрешности и исследовав их на экстремум, можно записать, что суммарная погрешность АЦП

$$\Delta_{\Sigma} = \frac{1}{4\pi}\left(\left|\frac{2\Delta U_{\text{ПУ}}}{U_m}\right| + \left|\frac{2R_i\Delta R_j}{R_i^2 - 2R_iR_j + 2R_j^2}\right| + \right.$$

$$\left. + |\Delta\alpha| + \left|\frac{\Delta U_m}{U_m}\right| \sin 4\pi\chi + |\Delta\alpha| \cos 4\pi\chi\right). \qquad (20)$$

Наибольшая суммарная погрешность АЦП

$$\Delta_{\Sigma_{\max}} = \frac{1}{2\pi}\left(\left|\frac{\Delta U_{\text{ПУ}}}{U_m}\right| + \left|\frac{\Delta R}{2R}\right| + |\Delta\alpha|\right). \qquad (21)$$

Рассчитаем требования, налагаемые точностными характеристиками АЦП, к элементам схемы и входным сигналам для АЦП с дискретностью отсчета в $1\cdot 10^{-2}$. Примем, что величина каждой составляющей погрешности $\left|\frac{\partial\chi}{\partial k}\Delta k\right|$ должна быть менее $\left|\frac{\Delta_{\Sigma_{\max}}}{3}\right|$ т. е.

$$|\Delta\chi_k| \leqslant \left|\frac{\Delta_{\Sigma_{\max}}}{3}\right| \leqslant 3{,}3\cdot 10^{-3}.$$

Тогда по формуле (21) имеем,

$$\left.\begin{array}{c} \dfrac{\Delta U_{\text{ПУ}}}{U_m} \\ \dfrac{2\,\Delta R}{R} \\ \Delta\alpha \end{array}\right\} \leqslant 2\pi 3{,}3\cdot 10^{-3} = 2{,}1\cdot 10^{-2}.$$

ЛИТЕРАТУРА

1. Зорин Д. И., Трофимова Н. И., Шестопалов Ю. Н. Измерения длины штриховых мер счетом интерференционных полос. Труды институтов Госкомитета, вып. 78 (158). Стандартгиз, 1965.

2. Зорин Д. И., Шестопалов Ю. Н. Фотоэлектрические измерительные системы к двухлучевым интерферометрам. «Труды метрологических институтов СССР», вып. 101 (151), изд-во стандартов, 1968.

3. Зилитенкевич И. С. Интерполяция отсчета в пределах периода аналого-цифрового преобразователя накопительного типа. Известия вузов. Приборостроение, 1969, № 8.

4. Hock F. Automatisches Vermessen und Protokolieren von Prazisions maßstalen durch fotoelectrisches Interferometer. «Maschinenmarkt», 1965, 71, N 37.

5. Драпкин М. Я., Зорин Д. И., Шестопалов Ю. Н. Аналого-цифровой преобразователь синусно-косинусных сигналов. Научно-техническая конференция. «Измерительные преобразователи». Киевская территориальная группа Научного Совета по проблемам электрических измерений и измерительных информационных систем АН СССР, Киев, 1970.

6. Оре О. Теория графов. «Наука», 1968.

7. Флорин Ж. Синтез логических устройств и его автоматизация. «Мир», 1966.

Поступила в редакцию
15/III 1971 г.

УДК 621.374.3

В. А. ВОЛ, С. И. ЧИСТЯКОВ
ВНИИМ

К ОЦЕНКЕ ПЕРЕДАТОЧНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК УПРАВЛЯЕМЫХ ФИКСИРУЮЩИХ СХЕМ НА ДИОДАХ

Управляемые фиксирующие схемы на диодах широко применяются в различных узлах информационно-измерительных систем [1—4]. Естественно, характеристики этих схем в значительной степени определяют точность и динамические параметры этих узлов.

До сих пор в литературе не описаны строгие методы расчета передаточных характеристик управляемых фиксирующих схем на диодах, отличающихся от транзисторных управляемых ключей своим быстродействием, и поэтому представляет определенный интерес анализ их передаточных характеристик.

Вывод уравнений перезаряда схемы

Рассмотрим мостовую диодную фиксирующую схему (см. рис. 1), используемую в стробоскопических осциллографах [1], и в запоминающих устройствах [5, 6] Схема работает следующим образом. Между моментами фиксации диоды $Д_1—Д_4$ заперты за счет подачи на них напряжений обратной полярности через сопротивления R_1 и R_2, и на емкости C присутствует некоторое остаточное напряжение. Если при подаче на схему управляющих импульсов остаточное напряжение не равно мгновенному значению входного сигнала, запоминающая емкость C за счет разбаланса диодного моста начинает заряжаться (разряжаться) через один из диодов.

Если разность между входным и выходным напряжениями схемы в момент подачи управляющих импульсов достаточно велика, а именно:

$$|u_i - U_1| > u_д,$$

где u_i — мгновенное значение входного напряжения; U_1 — остаточное напряжение на запоминающей емкости; $u_д$ — падение напряжения на открытом диоде, то легко видеть, что в схеме отпираются только два диода, расположенные в противоположных плечах моста; причем через один из них протекает ток подстройки напряжения на запоминающей емкости, а через другой — ток источника управляющих импульсов, полярность которых противоположна знаку разности между входным и выходным напряжениями. В этом режиме ток заряда запоминающей емкости

$$i_0 = \frac{U - u_д - U_1}{R},$$

где U — действующая амплитуда управляющего импульса (алгебраическая сумма амплитуды управляющего импульса и запирающего напряжения), R — внутреннее сопротивление источника управляющих импульсов с учетом сопротивлений R_1 и R_2.

Положив для определенности $u_i - U_1 > u_д$ составим уравнение изменения выходного напряжения схемы в режиме грубой подстройки

$$u_0(t) = U_1 + \frac{1}{C}\int_0^t \frac{U - u_д - u_0}{R}\,dt, \qquad (1)$$

где u_0 — мгновенное значение выходного напряжения.

Дифференцируя обе части уравнения и пренебрегая падение напряжения на диоде, получим

$$du_0/dt + u_0/RC = U/RC, \qquad (2)$$

Отсюда

$$u_0(t) = U_1 e^{-\frac{t}{RC}} + U\left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right). \tag{3}$$

Однако уравнение (3) справедливо лишь до тех пор, пока удовлетворяется неравенство

$$\left| u_i - U\frac{R_c}{R + R_c} - u_0 \right| > u_{\text{д}}, \tag{4}$$

где R_c — внутреннее сопротивление источника входного напряжения.

От управляемых фиксирующих схем требуется, как правило, чтобы выходное напряжение было равно входному с погрешностью не более единиц милливольт, поэтому процесс подстройки заканчивается в условиях, когда выражение (4) теряет силу. Другими словами, завершение процесса фиксации происходит в режиме точной подстройки, когда все диоды схемы отпираются.

Работа схемы в режиме точной подстройки обеспечивается в двух случаях: в первом случае считывание входного сигнала производится настолько часто, что всегда выполняется неравенство $|u_i - U_1| < u_{\text{д}}$.

Во втором случае длительность управляющих импульсов и запоминающая емкость выбираются так, чтобы $\tau \gg RC$, где τ — длительность управляющих импульсов. При этом процесс фиксации будет завершаться в режиме точной подстройки.

Рассмотрим работу схемы на рис. 1 в режиме точной подстройки в предположении, что управляющие импульсы имеют прямоугольную форму и равные действующие амплитуды, а сопротивления открытых диодов равны друг другу.

Введем обозначения:

i_1, i_2, i_3, i_4 — токи, протекающие через соответствующие диоды в режиме точной подстройки; I_1, I_2 — токи соответствующих источников управляющих импульсов; i_c — ток, ответвляющийся в источник входного напряжения.

Работа схемы в режиме точной подстройки описывается в данном случае следующей системой уравнений:

$$\left.\begin{aligned}
U - I_1R - i_1r - i_cR_c - u_i &= 0;\\
U - I_1R - i_2r - u_0 &= 0;\\
u_i + i_cR_c - i_3r - I_2R + U &= 0;\\
u_0 - i_4r - I_2R + U &= 0;\\
i_0 &= i_2 - i_4;\\
i_c &= i_1 - i_3;\\
I_1 &= i_1 + i_2;\\
I_2 &= i_3 + i_4,
\end{aligned}\right\} \tag{5}$$

где r — сопротивление открытого диода.

Как видно, зависимость тока заряда запоминающей емкости от входного и выходного напряжений схемы определяется уравнением

$$i_0\left(r + R_c + \frac{r^2 + 2rR_c}{2R}\right) = u_i - u_0\frac{R + r + 2R_c}{R}. \tag{6}$$

Введя коэффициент передачи схемы в статическом режиме [7]

$$K = \frac{R}{R + r + 2R_c}, \tag{7}$$

получим из (6) дифференциальное уравнение, характеризующее процесс точной подстройки фиксирующей схемы

$$\frac{du_0}{dt} + \frac{u_0}{K\tau_0} = \frac{u_i}{\tau_0}, \tag{8}$$

причем

$$\tau_0 = \left(r + R_c + \frac{2rR_c + r^2}{2R}\right)C. \tag{9}$$

Используя уравнение (8), можно рассчитать переходные и передаточные характеристики реальных управляемых фиксирующих схем.

Переходные характеристики схемы

Рассмотрим работу схемы при включении на ее вход в момент времени $t = 0$ напряжения U_i. Будем считать, что непосредственно перед этим схема находилась в установившемся режиме, и ее выходное напряжение было равно U_1. Без нарушения общности можно принять, что между управляющими импульсами напряжение на запоминающей емкости остается неизменным. Тогда, обозначив через $T_\text{и}$ период управляющих импульсов и решая уравнение (8), последовательно находим значения выходного напряжения для различных моментов времени:

$$\left.\begin{aligned} u_0(0) &= U_1; \\ u_0(\tau) &= KU_i\left(1 - e^{-\frac{\tau}{K\tau_0}}\right) + U_1 e^{-\frac{\tau}{K\tau_0}}; \\ u_0(T_\text{и} + \tau) &= KU_i\left(1 - e^{-\frac{2\tau}{K\tau_0}}\right) + U_1 e^{-\frac{2\tau}{K\tau_0}}; \\ &\dots\dots\dots\dots\dots\dots \\ u_0(nT_\text{и}) &= KU_i\left(1 - e^{-\frac{n\tau}{K\tau_0}}\right) + U_1 e^{-\frac{n\tau}{K\tau_0}}. \end{aligned}\right\} \tag{10}$$

Представим выражение (10) в более наглядной форме

$$u_0(nT_\text{и}) = KU_i - (KU_i - U_1)\, e^{-\frac{n\tau}{K\tau_0}}. \tag{11}$$

Таким образом, схема отрабатывает поданный на нее перепад напряжения с погрешностью порядка 5% за N циклов подстройки, причем $N \approx \frac{3K\tau_0}{\tau}$.

Длительность процесса подстройки (длительность переходного процесса) на принятом уровне

$$t_\text{ф} \approx NT_\text{и} \approx \frac{3K\tau_0 T_\text{и}}{\tau}.$$

Следовательно, переходная характеристика схемы соответствует переходной характеристике линейной цепи с постоянной времени $\frac{K\tau_0 T_\text{и}}{\tau}$.

Частотные характеристики схемы

Рассмотрим прохождение через диодную управляемую фиксирующую схему синусоидального сигнала

$$u_i = U_i \sin(\omega t + \varphi). \tag{12}$$

Поскольку, как следует из (11), влияние начального состояния схемы быстро убывает, а ее переходные характеристики уже известны, для упрощения вычислений положим, что процесс подстройки начался в момент времени $t = 0$, причем $\varphi = 0$, $U_1 = 0$. Тогда из (8) имеем

$$\frac{du_0}{dt} + \frac{u_0}{K\tau_0} = \frac{U_i \sin \omega t}{\tau_0}. \tag{13}$$

При принятых начальных условиях

$$u_0(t) = \frac{KU_i}{\sqrt{1 + (K\omega\tau_0)^2}} \left[\sin(\omega t - \operatorname{arctg} K\omega\tau_0) + e^{-\frac{t}{K\tau_0}} \sin \operatorname{arctg} K\omega\tau_0\right]; \tag{14}$$

$$u_0(\tau) = \frac{KU_i}{\sqrt{1 + (K\omega\tau_0)^2}} \left[\sin(\omega\tau - \operatorname{arctg} K\omega\tau_0) + e^{-\frac{\tau}{K\tau_0}} \sin \operatorname{arctg} K\omega\tau_0\right]. \tag{15}$$

Рекуррентным методом для любого n легко получить

$$u_0(nT_{\text{и}} + \tau) = \frac{KU_i}{\sqrt{1 + (K\omega\tau_0)^2}} \Bigg\{ \sin[\omega(nT_{\text{и}} + \tau) - \operatorname{arctg} K\omega\tau_0] + e^{-\frac{(n+1)\tau}{K\tau_0}} \sin \operatorname{arctg} K\omega\tau_0 + 2 \sin \omega \frac{\tau - T_{\text{и}}}{2} \times$$

$$\times \sum_{p=1}^{n} e^{-\frac{p\tau}{K\tau_0}} \cos\left[\omega \frac{(2n - 2p + 1) T_{\text{и}} + \tau}{2} - \operatorname{arctg} K\omega\tau_0\right] \Bigg\}. \tag{16}$$

Окончательно выражение для выходного сигнала схемы в установившемся режиме может быть записано в таком виде:

$$u_0(nT_{\text{и}} + \tau) = \frac{KU_i}{\sqrt{1 + (K\omega\tau_0)^2}} \Bigg\{ \sin[\omega(nT_{\text{и}} + \tau) - \operatorname{arctg} K\omega\tau_0] + 2 \sin \omega \frac{\tau - T_{\text{и}}}{2} \sum_{p=1}^{n} e^{-\frac{p\tau}{K\tau_0}} \cos\left[\omega \frac{(2n - 2p + 1) T_{\text{и}} + \tau}{2} - \operatorname{arctg} K\omega\tau_0\right] \Bigg\}. \tag{17}$$

Как следует из (17), амплитудные и фазовые характеристики управляемой фиксирующей схемы зависят не только от длительности управляющих импульсов (наиболее распространенное мнение), но и не в меньшей степени от параметров схемы и интервала между двумя смежными моментами фиксации (шага считывания). Следует несколько уточнить понятие шага считывания.

Управляемая фиксирующая схема при периодическом входном сигнале может работать в двух режимах: в реальном масштабе времени и с преобразованием масштаба времени (в режиме стробоскопического преобразования входного сигнала). Если схема работает в реальном масштабе времени, то в уравнение (17) всегда $\tau < T_{\text{и}} < \frac{2\pi}{\omega}$, причем $T_{\text{и}}$ — период управляющих импульсов. Если же схема работает в режиме стробоскопического преобразования входных сигналов, то вместо периода управляющих импульсов $T_{\text{и}}$ в (17) следует подставлять шаг считывания, равный $T_{\text{ф. и}} = 2\pi T_{\text{и}}/\omega T_{\text{пр}}$, где $T_{\text{пр}}$ — период преобразованного сигнала. В этом случае длительность управляющих импульсов может быть меньше и больше $T_{\text{ф. и}}$.

Под амплитудной и фазовой характеристиками фиксирующей схемы следует понимать изменение в зависимости от частоты входного сигнала амплитуды и фазы идеально восстановленного по дискретным значениям выходного сигнала. При таком определении амплитудной и фазовой характеристик для случая $\tau \gg K\tau_0$ легко получить

$$K(\omega) = \frac{K}{\sqrt{1 + (K\omega\tau_0)^2}},$$

$$\text{и} \quad \varphi(\omega) = -\operatorname{arctg} K\omega\tau_0,$$

т. е. частотные характеристики фиксирующей схемы, работающей с импульсами, длительность которых заведомо больше постоянной времени заряда τ_0, совпадают с частотными характеристиками простейшего интегрирующего звена, имеющего ту же постоянную времени.

Если условие $\tau \gg K\tau_0$ не выполняется, падение коэффициента передачи схемы с увеличением частоты замедляется (из-за суммирования нескольких отсчетов), а фазовый сдвиг несколько увеличивается. Для оценки передаточных характеристик схемы в этих условиях рассмотрим ее работу в качестве стробоскопического преобразователя. Модуль коэффициента передачи стробоскопического преобразователя в функции от частоты

$$K(\omega) = \frac{u_0(n_{\max} T_{\text{ф. и}} + \tau)}{U_l}, \tag{18}$$

где $n_{\max}$ — номер считываемой точки, в которой напряжение на выходе стробоскопического преобразователя проходит через максимум.

Очевидно, $n_{\max}$ является решением уравнения

$$\frac{du_0}{dn} = \frac{\omega T_{\text{ф. и}} K U_l}{\sqrt{1 + (K\omega\tau_0)^2}} \Bigg\{ \cos\left[\omega(nT_{\text{ф. и}} + \tau) - \operatorname{arctg} K\omega\tau_0\right] - 2\sin\omega\frac{\tau - T_{\text{ф. и}}}{2} \sum_{p=1}^{n} e^{-\frac{p\tau}{K\tau_0}} \sin\left[\omega\frac{(2n - 2p + 1)T_{\text{ф. и}} + \tau}{2} - \operatorname{arctg} K\omega\tau_0\right] \Bigg\} = 0. \tag{19}$$

Фазовый сдвиг, вносимый стробоскопическим преобразователем

$$\varphi(\omega) = \omega T_{\text{ф. и}} (n_0 - n_{\max}), \tag{20}$$

где n_0 — номер считываемой точки, совпадающей с моментом прохождения через максимум входного сигнала.

Очевидно, что

$$n_0 = \frac{\frac{\pi}{2}(4l + 1) - \omega\tau}{\omega T_{\text{ф. и}}}. \tag{21}$$

Здесь l — целое число. Обычно l принимается равным наименьшему целому положительному числу, при котором $\frac{\pi}{2}(4l + 1) - \omega\tau > 0$. Однако в расчете можно использовать и другие (в том числе отрицательные) значения n_0 и $n_{\max}$. Необходимо лишь, чтобы вычисленное из (20) значение фазового сдвига по абсолютной величине было бы меньше $\frac{\pi}{2}$, так как получение больших фазовых сдвигов в рассмотренной схеме невозможно. Можно уточнить, что по знаку этот фазовый сдвиг отрицателен.

Экспериментальная проверка основной расчетной формулы (17) и вытекающих из нее (18) и (20) проводилась по следующей методике. По схеме рис. 1 были собраны два стробоскопических преобразователя, выходные сигналы которых после усиления и фильтрации в буферных усилителях с известным коэффициентом усиления подавались на вход фазометра Ф2-4. Преобразователи имели следующие параметры: $R = 3{,}3$ кОм; $r \approx 0{,}1$ кОм; $K = 0{,}43$; длительность используемых управляющих импульсов $\tau = 3$ мкс. В процессе эксперимента менялись

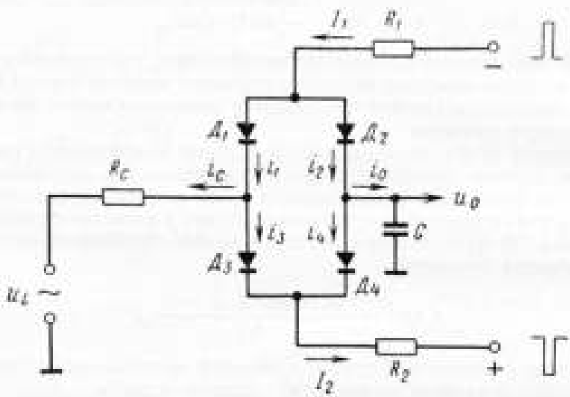


Рис. 1. Управляемая фиксирующая схема на диодах

частота входного сигнала и запоминающая емкость (следовательно, τ_0) одного из преобразователей, в то время как другой преобразователь служил источником опорного сигнала. Эксперимент проводился в такой последовательности.

1. При $K\omega\tau_0 < 0{,}1$ и $\dfrac{\tau}{\tau_0} > 1$ были определены фазовые характеристики исследуемой схемы. Поскольку в указанных условиях коэффициент передачи преобразователя, как видно из (17), практически равен статическому, а члены, стоящие после знака суммы, пренебрежимо малы по сравнению с первым слагаемым фигурной скобки

$$\varphi(\omega) \approx -\operatorname{arctg} K\omega\tau_0 \approx \approx -K\omega\tau_0, \qquad (22)$$

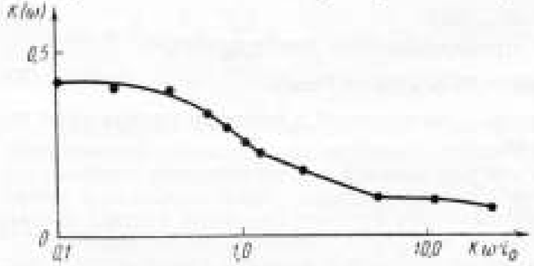


Рис. 2. Амплитудно-частотные характеристики управляемой фиксирующей схемы на диодах

и по результатам измерения $\varphi(\omega)$ в нескольких точках можно построить прямую, которая должна исходить из начала координат. В результате проведения этой серии измерений расчетная формула была проверена в области малых величин $K\omega\tau_0$, причем одновременно было определено начало отсчета фазовых сдвигов для последующих экспериментов. Результаты измерений приведены в таблице.

2. Была снята амплитудно-частотная характеристика исследуемой схемы в зависимости от $K\omega\tau_0$. Результаты измерений также занесены в таблицу.

Параметры	Емкость, пФ										
	51	100	200	300	400	500	600	1000	2400	5100	10 000
τ_0, мкс	0,11	0,23	0,46	0,69	0,92	1,15	1,38	2,30	5,52	11,73	23,00
$K\omega\tau_0$	0,11	0,23	0,46	0,69	0,92	1,15	1,38	2,30	5,52	11,70	23,00
arctg $K\omega\tau_0$	0,11	0,22	0,43	0,60	0,74	0,85	0,95	1,16	1,39	1,48	1,53
K_{I}	0,42	0,41	0,38	0,33	0,29	0,25	0,22	0,15	0,07	0,03	0,02
K_{II}	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00	1,10	1,56	2,80	4,00
$K(\omega)$	$\frac{0{,}42^*}{0{,}42}$	$\frac{0{,}41}{0{,}40}$	$\frac{0{,}38}{0{,}39}$	$\frac{0{,}33}{0{,}33}$	$\frac{0{,}29}{0{,}29}$	$\frac{0{,}25}{0{,}25}$	$\frac{0{,}22}{0{,}22}$	$\frac{0{,}17}{0{,}17}$	$\frac{0{,}10}{0{,}10}$	$\frac{0{,}09}{0{,}09}$	$\frac{0{,}07}{0{,}07}$
$\varphi(\omega)$, град	$\frac{6}{6}$	$\frac{12}{12}$	$\frac{24}{24}$	$\frac{34}{33}$	$\frac{42}{39}$	$\frac{49}{44}$	$\frac{54}{47}$	$\frac{65}{55}$	$\frac{72}{54}$	$\frac{71}{56}$	$\frac{74}{67}$

* В числителе даны расчетные значения величин, в знаменателе — экспериментальные данные.

3. Далее определялись фазо-частотные характеристики исследуемой схемы в области $K\omega\tau_0 < 30$. Результаты эксперимента представлены в таблице и на рис. 2 и 3. Затем для исследованных случаев на СВМ «Вега» по формулам (18) и (20) рассчитывались теоретические значения коэффициентов передачи и фазовых сдвигов, которые также были занесены в таблицу и изображены графически на рисунках.

Расчетное значение коэффициента передачи

$$K_p(\omega) = K_{\text{I}} K_{\text{II}},$$

где $K_{\text{I}} = \dfrac{K}{\sqrt{1 + (K\omega\tau_0)^2}}$

и K_{II}—максимальное значение фигурной скобки выражения (16). Расчетное значение K_{II} бралось для случая $n = n_{max}$, причем n_{max} определялось из (19).

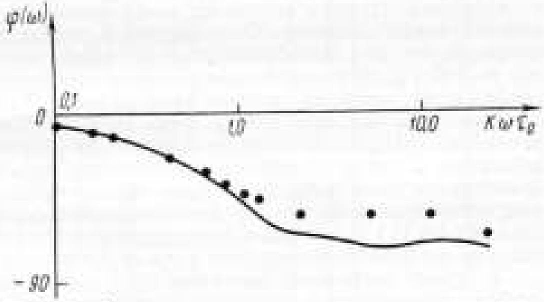


Рис. 3. Фазо-частотные характеристики управляемой фиксирующей схемы на диодах

Учитывая трудности точного определения параметров фиксирующей схемы, в частности сопротивлений диодов и внутренних сопротивлений источников сигнала и управляющих импульсов, совпадение расчетных и экспериментальных результатов можно считать удовлетворительным. Следовательно, приведенные в статье соотношения могут быть использованы для расчета и оценки диодных управляемых фиксирующих схем мостового типа.

ЛИТЕРАТУРА

1. Рябинин Ю. А. Стробоскопическое осциллографирование сигналов наносекундной длительности, «Советское радио»,. 1968.

2. Кривошеев М. И. Проблемы контроля и измерений в телевизионном тракте. «Радио и телевидение», 1967, № 6.

3. Маранц Г. В. Применение стробоскопического метода для измерения переходных процессов полупроводниковых приборов. Сб. «Полупроводниковые приборы и их применение», вып. 8, «Советское радио», 1962.

4. Алексеев В. А., Касперович А. Н., Литвинов Н. В. Динамическая погрешность аналого-цифровых преобразователей с устройством фиксации уровня измеряемого напряжения. «Автометрия», 1966, № 5.

5. Reuber C. Abtastverfahren Moderne Tricks in der Messelektronik. «Radio Mentor», 1966, 32, № 11.

6. Bergman G. D., Mackey D. M. A High—Speed Waveform—Sampling Circuit. «Electronic Engineering, 1952, 27, № 326.

7. Вол В. А. Статические характеристики управляемых фиксирующих схем на диодах. «Труды метрологических институтов СССР», вып. 126 (186), «Энергия», 1971.

Поступила в редакцию
15/IV 1970 г.

УДК 621.375 : 621.317

Б. А. КАЛИНЧУК, Е. Я. МАНДРИГЕЛЬ
ВНИИМ

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ ДЛЯ ИНФРАЗВУКОВЫХ СИГНАЛОВ МИКРОВОЛЬТОВОГО УРОВНЯ

При решении ряда задач автоматического управления, измерительной и вычислительной техники возникает необходимость в измерительных усилителях инфразвуковых сигналов. Описываемый в статье усилитель постоянного тока предназначен для преобразования сигналов микровольтового уровня частотой 0—100 Гц. Для увеличения точности измерений и существенного снижения дрейфа нуля усилитель, выполненный по схеме М—ДМ, охвачен общей глубокой отрицательной обратной связью (рис. 1). Наряду с высокой чувствительностью усилитель обладает высокой стабильностью коэффициента усиления и быстродействием. С целью практического снижения погрешности за счет модуляции—демодуляции была выбрана несущая частота величиной 10 кГц. В связи с этим модулятор был выполнен на полупроводниковых интегральных прерывателях типа ИП-1А [1]. С помощью потенциометров R_1 и R_2 модулятор балансируется так, что его начальное смещение нуля не превышает 0,2—0,5 мкВ.

В основу построения усилителя переменного тока положены двухкаскадные ячейки с динамической нагрузкой, выполненные на транзисторах T_2—T_4, T_5—T_6 типа П416Б. Такие ячейки обеспечивают сравнительно высокий и стабильный коэффициент усиления порядка 700—1200 благодаря тому, что рабочий ток ячеек определяется соответственно током транзисторов T_3 T_5, включенных по отношению к транзисторам T_2, T_4 по схеме с общим коллектором. В то же время транзисторы T_3, T_5 вместе с последовательно включенными коллекторными сопротивлениями транзисторов T_2, T_4 определяют динамическое сопротивление нагрузки ячейки [2]:

$$R_{\text{к. эфф}} = \frac{R_{\text{к } 2,4}}{I - K}, \qquad (1)$$

где $R_{\text{к}}$ — коллекторная нагрузка каскада; $K_{\text{п } 3-5}$ — коэффициент передачи по напряжению эмиттерного повторителя.

Коэффициент передачи усилителя с динамической нагрузкой $K_{\text{п. дин}}$ в d раз больше коэффициента передачи $K_{\text{п}}$ обычного каскада. Эту зависимость можно выразить через параметры схемы следующим образом:

$$d = I + \frac{Y_{\text{к}}}{Y_{22}}, \qquad (2)$$

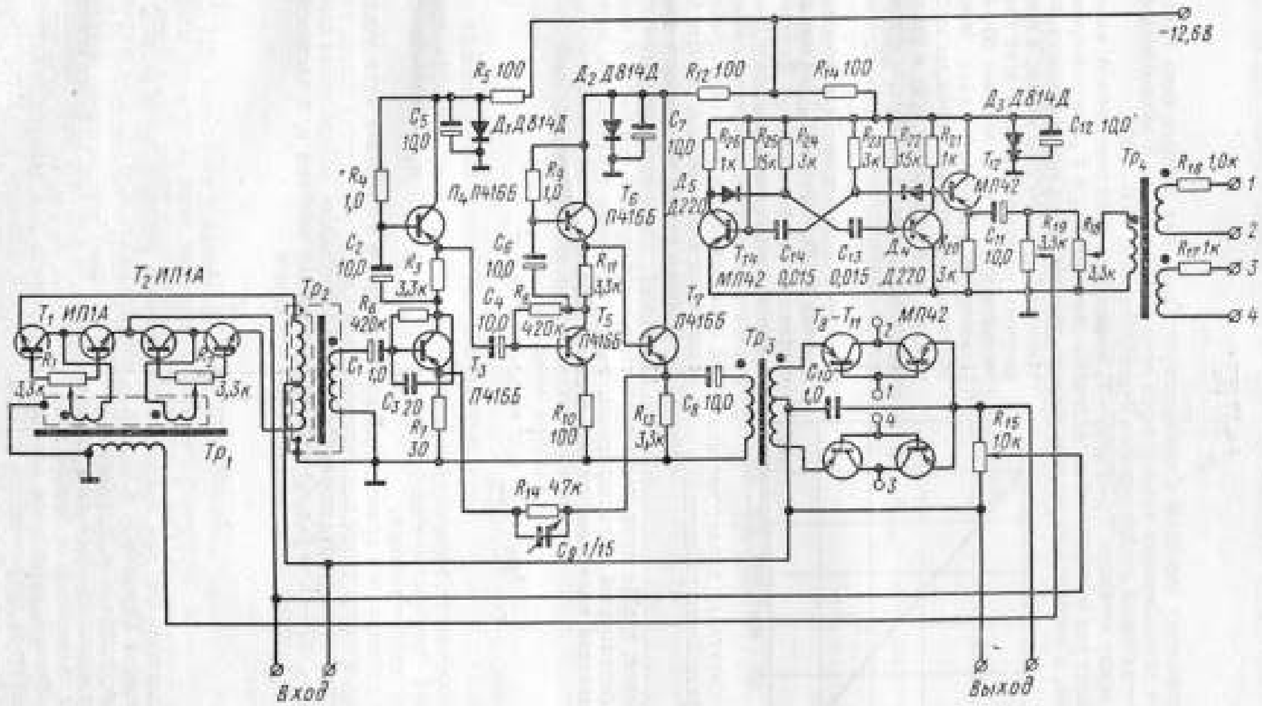


Рис. 1. Принципиальная схема измерительного усилителя

где Y_{22} — выходная проводимость транзисторов T_2, T_4

$$Y_к = \frac{I}{R_к}.$$

Максимальному значению d соответствует $Y_{22\min}$ для данного типа транзисторов. При использовании транзисторов типа П416Б ($Y_{22} \approx 5$ мксим) коэффициент усиления одной ячейки порядка будет составлять 1000—1200.

Связь между ячейками T_2—T_3, T_4—T_5 может быть непосредственной, но при этом возникает ряд ограничений на величины значений Y_{22} и Y_{21} используемых транзисторов, а именно: следует использовать транзисторы с минимальными значениями $Y_{22\min} \approx 2$—3 мксим, а коэффициент усиления по току этих транзисторов должен быть не менее 60—80. Применение емкостной связи между ячейками значительно упрощает выбор режима по постоянному току и исключает ограничения на параметры используемых транзисторов.

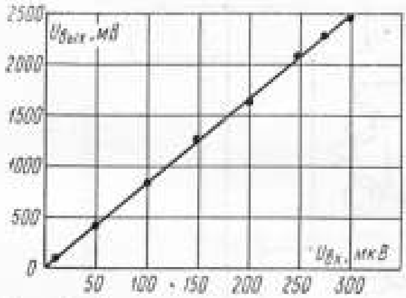


Рис. 2. Амплитудная характеристика измерительного усилителя

Общая обратная связь по переменному току осуществляется с помощью цепочки $R_{14}C_9$, причем C_9 служит для коррекции фазового сдвига. Величина выбросов напряжения на выходе модулятора снижается с помощью емкостной обратной связи в первой ячейке, осуществляемой с помощью емкости C_3.

В общем случае погрешности измерительных усилителей определяются наличием помех, дрейфа нуля, нестабильностью коэффициента усиления и нелинейностью амплитудной характеристики. Результирующая погрешность может быть представлена полиномом второй степени [3]

$$\delta_{рез} = \sum_{i=0}^{n} a_i x^i = a_0 + a_1 x + a_2 x^2, \tag{3}$$

где a_0 — коэффициент, зависящий от дрейфа и смещения нуля; a_1 — коэффициент, определяемый нестабильностью коэффициента усиления; a_2 — нелинейность амплитудной характеристики.

Однако известно, что приведенный ко входу дрейф и смещение нуля усилителя Δx_0 определяется типом используемых элементов и практически только элементами первого звена (модулятора). Суммарная погрешность, определяемая коэффициентами a_1, a_2 — $\lambda = f(a_1 a_2)$ зависит от схемного решения и, в частности, от наличия и глубины отрицательной обратной связи:

$$\lambda_{о.\,с} = \lambda \frac{1}{1 + k\beta} - \frac{\Delta\beta}{\beta}, \tag{4}$$

где $\lambda_{о.\,с}$ — погрешность при наличии отрицательной обратной связи (о. о. с.); β — коэффициент передачи о. о. с.; $\Delta\beta$ — нестабильность о. о. с.; λ — погрешность при отсутствии о. о. с. (обычно 5—10%).

Поэтому можно добиться того, что погрешность $\lambda_{о.\,с} = f(a_1 a_2)$ будет меньше погрешности, зависящей от дрейфа нуля $\gamma = F(a_0)$, $\lambda_{о.\,с} \leqslant \gamma$.

Таким образом, предельное значение погрешности для данного усилителя будет определяться погрешностью γ. При заданном значении результирующей погрешности $\delta_{рез} = \gamma + \lambda_{о.\,с} = 1\%$ и известном $\Delta x_0 = 1$—2 мкВ нецелесообразно принять $\gamma \approx 0{,}9\%$, $\lambda_{о.\,с} = 0{,}1\%$.

Учитывая сказанное выше, можно рассчитать уровень минимального входного сигнала $x_{\min}$, т. е. точку шкалы, выше которой допустимая погрешность измерения при наличии дрейфа нуля не будет превосходить 0,9%. Пусть

$$\gamma = \frac{\Delta x_0 100}{x_{\min}} \%.$$

Тогда

$$x_{\min} = \frac{\Delta x_0 100\%}{0,99} = \frac{2\cdot 100}{0,9} = 210 \text{ мкВ}.$$

Необходимое значение глубины обратной связи

$$1 + K_\varepsilon\beta = \frac{\lambda}{\lambda_{о.\,с}} = 100, \tag{5}$$

где $K_\varepsilon = K_{мод}K_{\sim}K_{дем} = 0,81\cdot 10^6$; (6)

$K_{мод}$ — коэффициент передачи модулятора; $K_{дем}$ — коэффициент передачи демодулятора; $K_{\sim}$ — коэффициент усилителя без о. о. с.

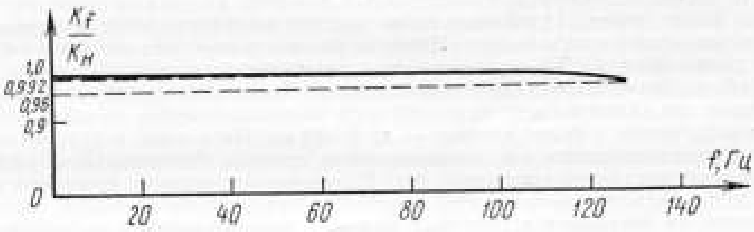


Рис. 3. Зависимость коэффициента усиления усилителя от частоты входного сигнала

Используя выражения (5) и (6), находим

$$\beta = \frac{100 - 1}{0,81\cdot 106} = 1,22\cdot 10^{-4}.$$

Результирующий коэффициент передачи усилителя с о. о. с.

$$K_{о.\,с} = \frac{K_\varepsilon}{1 + K_\varepsilon\beta} = 0,81\cdot 10^4.$$

При испытании усилителя (см. рис. 1) в диапазоне температур окружающей среды 0÷+50° С были получены следующие параметры: пороговой сигнал не более 0,3 мкВ, дрейф нуля не превышал 0,2 мкВ на 1° С; временной дрейф нулевого уровня не превышал ±1,5 мкВ за 8 ч; номинальное выходное напряжение 2,5 В; относительная погрешность в диапазоне 0,3—300 мкВ не более 1% (рис. 2); входное сопротивление более 50 кОм. При применении последовательной отрицательной обратной связи входное сопротивление усилителя может достигать ~500 кОм.

Из рассмотрения рис. 3, на котором показана частотная характеристика усилителя, видно, что при входных сигналах 0—100 Гц изменение коэффициента усиления не превышает 1,5% (на частоте 100 Гц).

ЛИТЕРАТУРА

1. Калинчук Б. А., Пичугин О. А. Полупроводниковый модулятор с малым уровнем шумов. «Приборы и системы управления», 1968, № 11.
2. Ложников А. П., Сонин Е. К. Каскадные схемы на транзисторах. «Энергия», 1969.
3. Земельман М. А. О методах нормирования метрологических характеристик измерительных устройств. «Измерительная техника», 1969, № 2.

Поступила в редакцию
18/III 1971 г.

УДК 62—791.2 : 621.315.2

Л. И. ДОВБЕТА, Г. Н. МАКСИМОВА
ВНИИМ

КАБЕЛЬНЫЕ ЛИНИИ СВЯЗИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

В состав измерительной системы (ИС) может входить в качестве элемента канал связи [1]. Канал связи состоит из передающего и приемного преобразователей и линии связи. Наиболее распространенными являются кабельные линии связи (КЛС), применяемые в различных условиях (под водой, под землей, на производстве) стационарно или при смене положений системы. Как правило, это линии небольшой длины — от нескольких метров до сотен метров, хотя встречаются и более длинные — до 5—10 км. До недавнего времени такие линии рассматривались как соединительные провода, без детального анализа возможных искажений сигналов в них. С повышением точности измерений в целом и при снижении погрешностей преобразования сигналов звеньями, расположенными на начальных и конечных участках измерительной цепи, становится заметными значения погрешности непосредственной передачи сигналов по линии связи. Существенную роль здесь играет увеличение числа измерительных цепей в системах при одновременном расширении частотного диапазона передаваемых сигналов.

Погрешности передачи по КЛС определяются тремя основными источниками искажений: внешними влияниями, нелинейностью амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик каждой цепи и нестабильностью их значений, взаимными влияниями цепей в одном кабеле.

Снижение помех от внешних влияний достигается в основном мероприятиями конструктивного характера (экранировкой кабеля, условиями прокладки). Выбор соответствующей кабельной цепи и согласующих устройств для данного измерительного канала помогает снизить до определенного уровня собственные искажения сигнала. Погрешности от взаимных влияний в многоканальной системе могут быть снижены выбором соответствующих параметров группы цепей передачи, а также выбором метода уплотнения линии связи, типа модуляции сигналов в каждой цепи.

В технике связи КЛС являются предметом постоянных исследований; разработаны методы оценки их основных параметров и методы наилучшего использования в системах связи. Как правило, эти методы предназначены для кабелей, прокладываемых стационарно, и основываются на стремлении максимально уплотнить линию; при этом аппаратура уплотнения получается достаточно сложной и громоздкой. Естественно, что чаще всего используются длинные участки линий, и параметры оцениваются для больших длин кабелей, хотя для наиболее распространенных кабелей и для строительных длин (до нескольких сот метров) нормируются значения основных параметров.

Использование КЛС в измерительной системе имеет ряд особенностей. В большинстве случаев эти линии организуются специально, реже арендуются готовые каналы связи. Применение сложной аппаратуры уплотнения не всегда рационально, а при относительно небольших расстояниях иногда допустимо проложить дополнительные кабели, что предельно упрощает оконечные устройства линии. Вместе с этим появляется необходимость использования гибких, удобных для повторных прокладок и смоток кабелей, конструкция которых отличается от типовых кабелей связи. Для таких кабелей, как правило, отсутствуют паспортные данные по оценкам основных электрических параметров.

Как известно, КЛС характеризуются параметрами передачи и параметрами влияния — первичными и вторичными. К первичным параметрам передачи цепи относятся ее омическое сопротивление R, индуктивность L, емкость C и проводимость G; ко вторичным параметрам — волновое сопротивление $z_в$ и коэффициент распространения $\gamma = \alpha + i\beta$, где α — коэффициент затухания, β — коэффициент фазы.

Первичными параметрами влияния (для двух цепей) [4] являются активная магнитная связь r_{12}, емкостная c_{12}, индуктивная m_{12} и активная электрическая g_{12}. Эти параметры в совокупности характеризуют электрическую C_{12} и магнитную M_{12} связи двух влияющих цепей в кабеле

$$C_{12} = g_{12} + i\omega c_{12}; \quad M_{12} = r_{12} + i\omega m_{12}.$$

Вторичным параметром влияния в технике связи называют переходное затухание A, оцениваемое по соотношению мощностей сигналов влияющей и подверженной влиянию цепи на ближнем A_0 или дальнем A_l концах линии.

В зависимости от конструкции жил кабельные цепи делятся на симметричные и коаксиальные. Выявлены частотные диапазоны, в которых характеристики кабелей поддаются сравнительно несложному измерению и нормированию. Для симметричных кабельных цепей это диапазон 10 кГц—300 кГц, а для отдельных систем — до 800 кГц (при измерениях от 800 Гц); для коаксиальных от 60 кГц до 25 мГц. Длина усилительных участков типовых систем связи составляет 3—50 км [3]. Ограничение диапазонов обусловливаются свойствами кабелей (затухание сигналов, взаимовлияния цепей) и трудностями создания достаточно точной измерительной аппаратуры.

Учитывая особенности применения КЛС в измерительных системах, можно определить основные задачи их исследований в измерительной технике, а именно: оценку вторичных параметров передачи с достаточной точностью в широком диапазоне частот (в том числе и за указанными выше пределами); расчет и оценку взаимных влияний, оценку параметров влияний для коротких отрезков линий (вплоть до нескольких метров), особенно для нижнего диапазона частот ($f <$ < 10 кГц). Эти задачи тесно связаны с нормированием и проверкой (измерением) основных параметров кабелей и имеют первостепенное значение для специальных типов кабелей. Следует подчеркнуть, что расчетные оценки параметров передачи хорошо изучены [3, 5] и требуют уточнения, в основном, в случаях применения кабелей не по их непосредственному назначению (например, сигнальных для передачи измерительной информации); хуже обстоит дело с параметрами влияния. Поэтому рассмотрим подробнее вопросы, связанные с их оценкой.

Виды КЛС в измерительных системах

В зависимости от причин возникновения взаимных влияний в технике связи различают [4] следующие виды помех: от непосредственных влияний; от влияний через третьи цепи и за счет отражения сигналов от несогласованных нагрузок (собственные влияния сигнала) в начале и конце линии и от внутренних и стыковых неоднородностей (попутный поток).

Характер и значение тех или иных составляющих помех зависит от условий распространения сигналов по линии, в частности от соотношения длины волны сигнала и длины линии. Длина волны сигнала зависит от скорости распространения энергии v, т. е. в конечном счете от типа кабеля. Для кабелей с резиновой изоляцией, наиболее часто используемых в ИС, типовой вид зависимости v от частоты сигнала f показан на рис. 1.

В технике связи обычно принимают [3] в качестве наименьшего значения соотношения длины волны сигнала λ и длины линии l, при котором следует учитывать волновые свойства линии, $l=\lambda/4$. Однако при теоретических расчетах [2] называют и значение $l = \lambda/12$. Учитывая необходимость наиболее полного учета составляющих помех для измерительных систем, примем в качестве граничного значения $l = \lambda/36$ (рис. 2, кривая *1*). При этом получаем погрешность оценки сигнала по фазе

$$\Delta\beta l = \frac{2\pi\lambda}{\lambda 36} = 10^\circ,$$

а по амплитуде примерно 2—3%. Например, при $l = 0{,}02$ км, $f = 200$ кГц $\alpha = 1{,}57$ неп/км; $\alpha l = 0{,}0314$ неп $\approx$ $\approx 1{,}023$. Для линий связи, попадающих в зону I, основным видом помех будут помехи от непосредственного влияния; остальными составляющими можно пренебречь ввиду их малости.

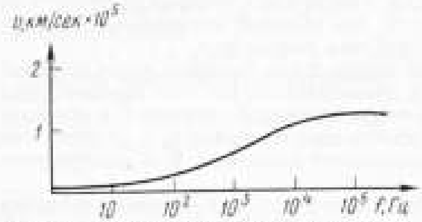


Рис. 1. Зависимость скорости распространения электромагнитной энергии от частоты для кабелей с резиновой изоляцией

При увеличении значений l или f увеличивается затухание сигнала в линии и при $\alpha l \geq 3$ неп, т. е. при затухании сигнала частоты f больше чем в 20 раз, можно пренебречь влиянием отражений (попутный поток затухает более чем в 500 раз) и через третьи цепи. Кривая 2 (рис. 2) построена при $\alpha l = 3$ неп. Таким образом, для I и III зон основные помехи в КЛС будут возникать от непосредственного влияния, а для линий, попадающих в зону II, следует учитывать все типы помех. В дальнейшем будем называть КЛС, попадающие в зону I, — короткими линиями, в зону II — средними линиями связи, а в зону III — длинными линиями.

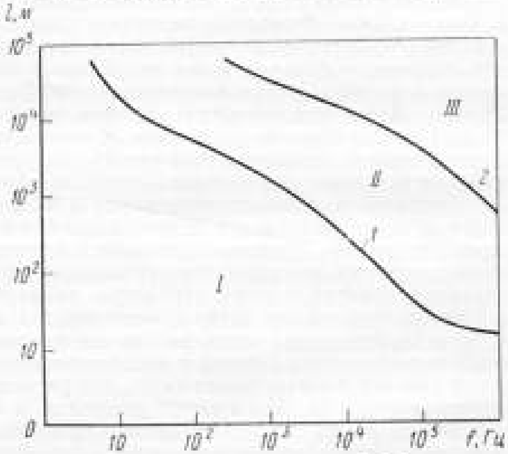


Рис. 2. График определения типа КЛС в измерительных системах

Исходные положения расчета взаимных помех для разных типов линий

Рассмотрим некоторые особенности расчета взаимных влияний в КЛС разного типа, отличающие эти расчеты от рекомендуемых в технике связи.

Для коротких линий можно не учитывать изменение амплитуды и фазы сигнала вдоль участка. При этом электромагнитные связи могут приниматься сосредоточенными в центре линии (рис. 3); нагрузки на концах линии могут быть любыми. Произведем расчеты величин влияния.

Для электрической составляющей связи напряжение во второй цепи

$$U_2 = U_1 \frac{\frac{1}{C_{12}}\left(z_2' + z_2''\right)}{\frac{1}{C_{12}}\left(z_2' + z_2''\right) + z_2' z_2''} = U_1 \frac{z_2' + z_2''}{z_2' + z_2'' + C_{12} z_2' z_2''} = U_1 G_{12}.$$

Здесь U_2 — напряжение сигнала во влияющей цепи; z_2' — нагрузка на входе второй цепи; z_2'' — нагрузка на выходе второй линии.

Токи электрического влияния на ближний I'_c и дальний I''_c концы

$$I'_c = \frac{U_2}{z'_2} = \frac{U_1}{z'_2} C_{12};$$

$$I''_c = \frac{U_2}{z''_2} = \frac{U_2}{z''_2} C_{12}.$$

Для магнитной составляющей связи э. д. с. помех

$$E_2 = \frac{U_1}{z_1} M_{12} = I_1 M_{12},$$

где z_1 — нагрузка на выходе влияющей линии.

Ток магнитного влияния

$$I_{2м} = \frac{E_2}{z'_2 + z''_2} = \frac{I_1 M_{12}}{z'_2 + z''_2}.$$

Суммарный ток влияния на ближнем конце

$$I_{20} = I'_c + I_{2м} = \frac{U_1}{z'_2} C_{12} + \frac{I_1 M_{12}}{z'_2 + z''_2},$$

на дальнем конце

$$I_{2l} = I''_c - I_{2м} = \frac{U_1}{z''_2} C_{12} - \frac{I_1 M_{12}}{z'_2 + z''_2}.$$

Соответственно электромагнитные связи влияния на ближний N_{12} и дальний F_{12} концы

$$N_{12} = \frac{I_{20}}{U_1} = \frac{C_{12}}{z'_2} + \frac{M_{12}}{z_1 \left(z'_2 + z''_2\right)}, \text{ сим};$$

$$F_{12} = \frac{I_{2l}}{U_1} = \frac{C_{12}}{z''_2} - \frac{M_{12}}{z_1 \left(z'_2 + z''_2\right)}, \text{ сим}.$$

Особенность расчета взаимных влияний для длинных линий заключается в невозможности представить электромагнитные связи сосредоточенными в середине участка.

В технике связи анализ электромагнитных связей на коротких участках проводится с целью получить аппарат для расчета связей на длинных участках (путем суммирования связей коротких участков). В этом случае короткие участки считают нагруженными на волновое сопротивление данной линии [4], т. е. $z'_2 = z''_2 = z_{2в}$, $z_1 = z_{1в}$, а

$$\frac{1}{C_{12}} = \frac{1}{g_{12} + j\omega c_{12}} \gg \frac{z_{2в}}{2}.$$

Тогда получаем

$$I'_c = I''_c = \frac{I_c}{2} = \frac{I_1 z_{1в}}{2}$$

и

$$I_{2м} = \frac{I_1 M_{12}}{2 z_{2в}}.$$

Отсюда можно получить более простые формулы для электромагнитных связей

$$N_{12} = C_{12} + \frac{M_{12}}{z_{1в} z_{2в}}, \text{ сим;}$$

$$F_{12} = C_{12} - \frac{M_{12}}{z_{1в} z_{2в}}, \text{ сим.}$$

В технике связи прибегают к искусственному приему [4], разбивая линии на короткие участки длиной, равной строительной длине кабеля. При расчете длина короткого участка l_1 равна строительной длине кабеля. Более точный результат будет получен, если принять $l_1 = \lambda/36$. По-видимому, при этом следует стремиться получить исходные данные по первичным параметрам влияния, отнесенным к единице длины.

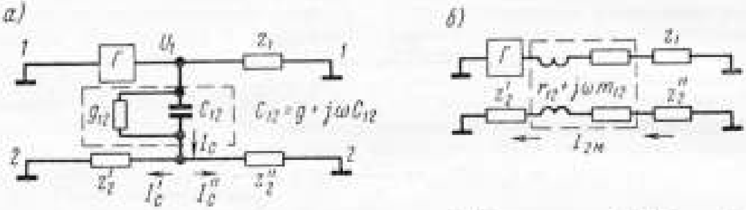


Рис. 3. Эквивалентные схемы электрической (*а*) и магнитной (*б*) связей

Суммирование электромагнитных связей для длинных линий обычно производится пропорционально $\sqrt{\frac{l_2}{l_1}}$, где l_1 — длина короткого отрезка (стандартная строительная длина). Это объясняется случайным характером распределения связей по длине. Для большинства сигнальных кабелей (с резиновой изоляцией) электромагнитные связи носят регулярный характер, что позволяет проводить их суммирование пропорционально отношению длин l_1/l_2.

Общая формула для подсчета уровня напряжения влияния предложена в работе [4] (стр. 161):

$$U_2 = \sum_{i=1}^{n} U_{2i} = \sum_{i=1}^{n} F_э \frac{U_1}{2z_{1в}} e^{-\gamma_2 n},$$

где $F_э$ — является эквивалентным параметром влияния на дальний конец

$$F_э = \sum_{i=1}^{n} F_i e^{-(\gamma_1 - \gamma_2)(i-1)};$$

$i = l_2/l_1$ — число коротких участков линии; F_i — параметр влияния на дальний конец участка i; γ_1, γ_2 — постоянные распространения влияющей и подверженной влиянию цепей.

При расчете уровня взаимных помех для средних линий связи (см. рис. 2) II зона), а также при импульсных сигналах для длинных линий (рис. 2, III зона), необходимо учитывать помехи, возникающие при отражении сигналов.

Для линий связи II зоны могут оказаться существенными влияния через третьи цепи. Основные исходные положения по расчету таких влияний для техники связи изложены в работе [4]. Проверка этих положений и разработка методик расчета для условий применения КЛС в ИС представляет самостоятельную большую задачу. Важность ее решения связана с тем, что практически взаимные влияния являются основным фактором, ограничивающим динамический диапазон передаваемых сигналов и, в конечном счете, определяющим пропускную способность канала связи.

Обычно в КЛС располагается не две, а больше взаимовлияющих цепей. Для получения оценки полного уровня влияний необходимо просуммировать геометрически коэффициенты связей данной цепи с каждой влияющей

$$F_{\Sigma} = \sqrt{\sum_{j=1}^{m} F_{1j}^{2}},$$

где $F_{1j} = F_{э}$ для данной пары цепей.

Для длинных линий получаем двойное суммирование — по длине линии и по множеству влияющих линий

$$F_{\Sigma} = \sqrt{\sum_{j=1}^{m} \left[\sum_{i=1}^{n} F_{i} e^{-(\gamma_1 - \gamma_j)(i-1)} \right]^2}.$$

На практике расчет несколько осложняется. Во-первых, значения F_i для отдельных участков не постоянны, а также нужна оценка вероятности того, что действительная величина $F_{э}$ превзойдет расчетное выбранное значение. Для получения расчетных формул, имеющих точность 0,2 неп с вероятностью 0,99, рекомендуется [4] в формулу для U_2 вместо $F_{э}$ подставлять $2{,}2\sqrt{|\overline{F}_{э}|^2}$. Во-вторых, при расчете F_i для двух цепей имеются в виду совпадения частотных диапазонов влияющей и подверженной влиянию цепи. В общем случае следует учитывать неполное совпадение этих диапазонов и возможность фильтрации помех в приемном преобразователе.

Заключение

Как показал предварительный анализ, проектирование и расчет КЛС для измерительных систем имеет свою специфику; исследования, проведенные в технике связи, еще не решают всех задач, стоящих перед измерителями. Особое внимание необходимо уделять коротким линиям связи. Естественно, для расчета основных параметров КЛС следует использовать методы и формулы техники связи, хотя в большинстве случаев они требуют введения поправок и проверки.

Успешное решение задач расчета основных параметров КЛС связано с разработкой методов и аппаратуры для их измерений.

ЛИТЕРАТУРА

1. ГОСТ 16263—70. Метрология. Термины и определения. 1970.
2. Акульшин П. К. и др. Теория связи по проводам. Связьиздат 1940.
3. Гроднев И. И. Кабели связи. «Энергия», 1965.
4. Шварцман В. О. Взаимные влияния в кабелях связи. «Связь», 1966.
5. Гумеля А. Н., Шварцман В. О. Электрические характеристики кабельных и воздушных линий связи. «Связь», 1966.

Поступила в редакцию
18/III 1971 г.

УДК 531.761 : 621.374

В. А. ВОЛ, И. А. ВОЛ, В. В. КУДРЯШЕВ, С. Н. ЧИСТЯКОВ

ВНИИМ

РАСЧЕТ ОДНОЙ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ ВРЕМЕННОГО ПОЛОЖЕНИЯ ИМПУЛЬСА

Во многих системах измерения параметров электрических сигналов и цепей необходимо обеспечить привязку импульса к заданной точке анализируемого сигнала. Эта задача возникает, в частности, в системах цифрового контроля параметров импульсных процессов. Одна из возможных блок-схем такой системы измерения, примененная в стробоскопическом осциллографе, приведена на рис. 1 [1].

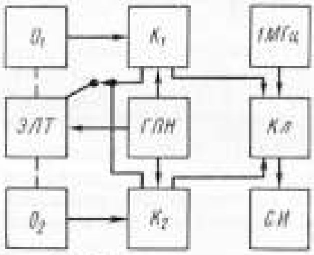


Рис. 1. Блок-схема аналого-цифрового преобразователя стробоскопического осциллографа «Textronics 567»

При работе с этим прибором регулировкой опорных уровней O_1 и O_2, подаваемых на компараторы K_1 и K_2, на вторые входы которых поступает пилообразное напряжение развертки с генератора пилообразного напряжения *ГПН*, добиваются, чтобы компараторы срабатывали одновременно с прохождением сигнала через заданные точки (например, через уровни 0,1 и 0,9 на фронте импульса). Выходные импульсы компараторов подаются на модулятор электроннолучевой трубки *ЭЛТ* для подсвета и контроля их положения на сигнале и одновременно на ключ *Кл*. Интервал между импульсами компараторов заполняется импульсами калиброванной частоты (1 МГц), и число прошедших импульсов индицируется счетчиком импульсов *СИ*.

Недостаток этой системы измерения заключается в том, что визуальный контроль правильности установки опорных уровней приводит к значительной погрешности измерений.

Описанные в литературе [2, 3] системы автоматического регулирования (САР) могут быть применены для автоматического совмещения импульса компаратора с заданной точкой сигнала (рис. 2). Действительно, если импульсный элемент *ИЭ* системы управляется импульсом компаратора, на выходе *ИЭ* (например, управляемой фиксирующей схемы) появится напряжение, соответствующее мгновенному значению сигнала в момент появления этого импульса. Полученное значение сигнала сравнивается в схеме знаковой индикации *СЗИ* с заданным значением, и в зависимости от знака и величины рассогласования на входе фильтра Ф появится управляющее напряжение, которое после фильтрации вызовет смещение момента срабатывания компаратора относительно входного сигнала (синхронизирующего генератор пилообразного напряжения *ГПН*). Расчет САР осложнен тем, что она является импульсной, непериодической и, как правило, нелинейной. Ниже приводится расчет динамики описанной САР при следующих допущениях (см. рис. 3):

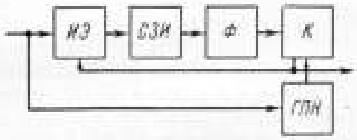


Рис. 2. Блок-схема импульсной системы автоматического регулирования временного положения импульса.

ИЭ — импульсный элемент; *СЗИ* — схема знаковой индикации; Ф — фильтр с коэффициентом передачи, равным 1; *К* — компаратор

а) правильное положение импульса компаратора соответствует нулевому значению пилообразного напряжения, период которого равен $T_н$;

б) при уходе импульса от правильного положения влево (в область отрицательных значений пилообразного напряжения) на выходе *СЗИ* создается напряжение U_1, а при уходе импульса вправо — U_2;

в) постоянная времени фильтра равна $\tau_у$.

При этих допущениях напряжение на выходе фильтра меняется по закону

$$v(t) = U + (v_0 - U)\exp\left(-\frac{t - t_0}{\tau_у}\right), \tag{1}$$

где v_0 — начальное напряжение на выходе фильтра; t_0 — момент появления первого импульса компаратора.

Очевидно, $U = U_1$ при $v_0 < 0$, $U = -U_2$ при $v_0 > 0$ и $t_0 = v_0/\beta$, где β — крутизна пилообразного напряжения.

За начало отсчета времени был принят момент прохождения через нулевой уровень первого пилообразного импульса *ГПН*. Момент появления следующего импульса компаратора t_1 может быть определен из уравнения

$$\beta(t_1 - T_п) = U + (v_0 - U)\times \\ \times\exp\frac{v_0 - \beta t_1}{\beta\tau_у}. \tag{2}$$

Обозначив $\beta(t_1 - T_п) = v_1$, запишем

$$v_1 = U + (v_0 - U)\times \\ \times\exp\frac{v_0 - v_1 - \beta T_п}{\beta\tau_у}. \tag{3}$$

Это уравнение определяет функциональную зависимость $v_1(v_0)$.

Чтобы определить характер траектории рабочей точки системы, продифференцируем обе части (3) по v_0:

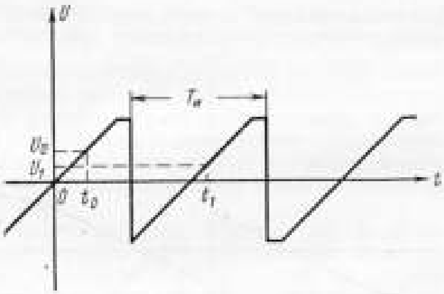


Рис. 3. Временные диаграммы работы системы автоматического регулирования

$$v_1' = \exp\frac{v_0 - v_1 - \beta T_п}{\beta\tau_у}\left[1 + \frac{v_0 - U}{\beta\tau_у}(1 - v_1')\right]. \tag{4}$$

Отсюда

$$v_1' = \frac{\left(1 + \frac{v_0 - U}{\beta\tau_у}\right)\exp\frac{v_0 - v_1 - \beta T_п}{\beta\tau_у}}{1 + \frac{v_0 - U}{\beta\tau_у}\exp\frac{v_0 - v_1 - \beta T_п}{\beta\tau_у}} \tag{5}$$

или

$$v_1' = 1 - \frac{1 - \exp\frac{v_0 - v_1 - \beta T_п}{\beta\tau_у}}{1 + \frac{v_0 - U}{\beta\tau_у}\exp\frac{v_0 - v_1 - \beta T_п}{\beta\tau_у}}. \tag{6}$$

Система будет асимптотически устойчивой, если для двух возможных начальных состояний v_{01} и v_{02}, находящихся в одной полуплоскости (верхней или нижней), справедливо неравенство:

$$|v_1(v_{01}) - v_1(v_{02})| < |v_{01} - v_{02}|. \tag{7}$$

Это неравенство имеет место при $0 < v_1' < 1$ и, соответственно,

$$0 < \frac{1 - \exp\frac{v_0 - v_1 - \beta T_п}{\beta\tau_у}}{1 + \frac{v_0 - U}{\beta\tau_у}\exp\frac{v_0 - v_1 - \beta T_п}{\beta\tau_у}} < 1. \tag{8}$$

Поскольку числитель выражения (8) положителен, $\left(\frac{v_0 - v_1 - \beta T_{\text{н}}}{\beta\tau_{\text{y}}} < 0\right)$ неравенство (7) удовлетворяется при

$$\frac{v_0 - U}{\beta\tau_{\text{y}}} \exp \frac{v_0 - v_1 - \beta T_{\text{н}}}{\beta\tau_{\text{y}}} > -\exp \frac{v_0 - v_1 - \beta T_{\text{н}}}{\beta\tau_{\text{y}}}. \tag{9}$$

Другими словами, достаточным условием асимптотической устойчивости является

$$\tau_{\text{y}} > \left|\frac{U}{\beta}\right|. \tag{10}$$

Поскольку найдено условие асимптотической устойчивости рассмотренной системы автоматического регулирования временного положения импульса, можно определить ее максимальное рассогласование в рабочем режиме. Очевидно, это рассогласование определяется решениями уравнения (3) для случаев $v_{01} = \delta$ и $v_{02} = -\delta$, где δ — малая величина, соответствующая порогу чувствительности *СЗИ* (она может быть равна нулю). Следовательно,

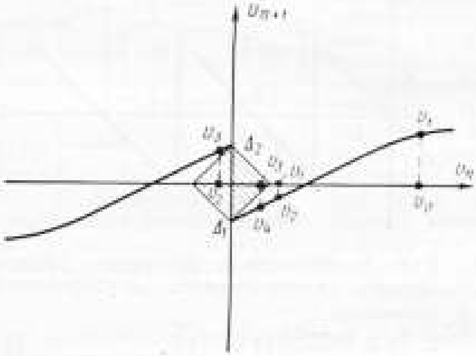


Рис. 4. Рабочие характеристики системы автоматического регулирования

$$\Delta_1 \approx -U_2 \left[1 - \exp \times \left(-\frac{\Delta_1 + \beta T_{\text{н}}}{\beta\tau_{\text{y}}}\right)\right]; \tag{11}$$

$$\Delta_2 \approx U_1 \left[1 - \exp \times \left(-\frac{\Delta_2 + \beta T_{\text{н}}}{\beta\tau_{\text{y}}}\right)\right]. \tag{12}$$

Условие достаточно малой погрешности системы

$$\Delta_{1,2} \ll U_{1,2}. \tag{13}$$

Поэтому

$$\Delta_1 \approx -U_2 \frac{T_{\text{н}}}{\tau_{\text{y}}} \tag{14}$$

и

$$\Delta_2 \approx U_1 \frac{T_{\text{н}}}{\tau_{\text{y}}}. \tag{15}$$

В частности, при $U_1 = U_2 = U$ область рабочих состояний системы в установившемся режиме расположена симметрично относительно нуля, и ее протяженность соответствует $2\Delta = 2U \frac{T_{\text{н}}}{\tau_{\text{y}}}$.

Покажем теперь, что в установившемся режиме рабочая точка системы может находиться в любой точке интервала, определенного (14) и (15), независимо от того, как система вошла в этот режим.

Пусть в результате подстройки напряжение на выходе фильтра изменит свой знак. Положим для определенности $v_0 > 0$ и $v_1 < 0$. Тогда из (3) получим

$$v_1 = -U_2 + (v_0 + U_2) \exp \frac{v_0 - v_1 - \beta T_{\text{н}}}{\beta\tau_{\text{y}}} < 0 \tag{16}$$

и после следующего цикла подстройки

$$v_2 = U_1 + (v_1 - U_1) \exp \frac{v_1 - v_2 - \beta T_{\text{и}}}{\beta \tau_{\text{у}}}. \tag{17}$$

Подставляя (16) в (17), будем иметь

$$v_2 = U_1 \left(1 - \exp \frac{v_1 - v_2 - \beta T_{\text{и}}}{\beta \tau_{\text{у}}}\right) + U_2 \left(\exp \frac{v_0 - v_2 - 2\beta T_{\text{и}}}{\beta \tau_{\text{у}}} - \right.$$

$$\left. - \exp \frac{v_1 - v_2 - \beta T_{\text{и}}}{\beta \tau_{\text{у}}}\right) + v_0 \exp \frac{v_0 - v_2 - 2\beta T_{\text{и}}}{\beta \tau_{\text{у}}}. \tag{18}$$

Отсюда с учетом (13) при $U_1 = U_2 = U$

$$v_2 - v_0 \approx 2v_0 \frac{U - \beta T_{\text{и}}}{\beta \tau_{\text{у}} - U} - 2v_1 \frac{U}{\beta \tau_{\text{у}}}. \tag{19}$$

Заметим, что при $v_0 > 0$ и $v_1 < 0$ в определенных условиях $v_2 > v_0$. Следовательно, после пересечения нулевой линии рассогласование системы вновь станет увеличиваться до тех пор, пока не достигнет граничного. Поэтому, конкретизируя определение асимптотической устойчивости применительно к рассмотренной системе, можно сказать, что при соблюдении условий (10) и (13) она независимо от начального состояния с течением времени переходит в режим слежения с погрешностью, определяемой (14) и (15).

Поведение рассмотренной системы иллюстрируется графиком рис. 4, на котором по оси абсцисс отложено предшествующее состояние системы, а по оси ординат — ее последующее состояние; область возможных состояний системы в установившемся режиме заштрихована. Как уже отмечалось, размер этой области прямо пропорционален управляющему сигналу и среднему периоду импульсов и обратно пропорционален постоянной времени фильтра.

ЛИТЕРАТУРА

1. Стробоскопический осциллограф с цифровым отсчетом. «Sdělovací technika», 1965, № 1.
2. Цыпкин Я. З. Теория импульсных систем. Физматгиз, 1958.
3. Траксел Д. Синтез систем автоматического регулирования. Машгиз, 1959.
4. Катковник В. Я., Полуэктов Р. А. Многомерные дискретные системы управления. «Наука», 1966.

Поступила в редакцию
24/XII 1970 г.

УДК 621.317.77.088 : 621.38

В. А. ВОЛ, Г. Ю. ГОМАН, В. А. КРАВЧЕНКО
ВНИИМ

ОБ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ ПОГРЕШНОСТЯХ ЭЛЕКТРОННЫХ ФАЗОМЕТРОВ

Известно, что при измерении фазовых сдвигов различие в уровнях синусоидальных сигналов увеличивает погрешность из-за существенной зависимости параметров каналов фазометрической аппаратуры от уровня этих сигналов, а также из-за взаимных наводок между каналами [1, 2, 3]. Создание фазометров с большим динамическим диапазоном потребовало применения входных аттенюаторов, которые стали еще одним источником погрешностей при измерениях.

В качестве входных аттенюаторов можно применить ступенчатый реостатно-емкостной скомпенсированный делитель напряжения или емкостной делитель напряжения. Рассмотрим фазовые сдвиги в таких аттенюаторах.

Если делитель собран из непроволочных сопротивлений, то паразитные индуктивности в большинстве случаев пренебрежимо малы. Фазовый сдвиг в делителе вызывается входной емкостью следующего каскада и паразитной емкостью,

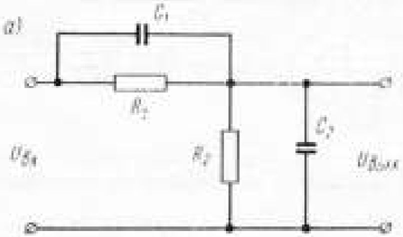


Рис. 1. Эквивалентная схема ступенчатого реостатно-емкостного делителя напряжения (*а*) и расчетный граф (*б*)

шунтирующей верхнее плечо делителя. Рассчитаем фазовый сдвиг частотно-компенсированного делителя (рис. 1, *а*). Составим граф, описывающий его эквивалентную схему (рис. 1, *б*):

$$T_{12} = Y_1/Y_п, \tag{1}$$

где

$$Y_1 = \frac{1 + j\omega R_1C_1}{R_1}; \quad Y_2 = \frac{1 + j\omega R_2C_2}{R_2};$$

$$Y_п = Y_1 + Y_2 = \frac{R_1 + R_2 + j\omega R_1R_2C_1 - j\omega R_1R_2C_2}{R_1R_2}.$$

Тогда коэффициент передачи цепи

$$\frac{\dot U_{вых}}{\dot U_{вх}} = \frac{R_2(R_1 + R_2) + \omega^2R_1^2R_2^2C_1(C_1 + C_2) + j\omega\left[R_1R_2C_1(R_1 + R_2) - R_1R_2^2(C_1 + C_2)\right]}{(R_1 + R_2)^2 + \omega^2R_1^2R_2^2(C_1 + C_2)^2} \tag{2}$$

Фазовый сдвиг выходного напряжения делителя относительно входного напряжения

$$\varphi = \operatorname{arctg}\frac{\omega\,[R_1C_1(R_1 + R_2) - R_1R_2(C_1 + C_2)]}{(R_1 + R_2) + \omega^2R_1^2R_2C_1(C_1 + C_2)}. \tag{3}$$

Как следует из выражения (3), при условии $R_1C_1(R_1 + R_2) = R_1R_2(C_1 + C_2)$ фазовый сдвиг, вносимый делителем, равен нулю, однако невыполнение этого условия (например, из-за изменения емкости нагрузки) приводит к появлению дополнительной погрешности, растущей с частотой. Так, на частоте 1 МГц для значений $R_1 = 452$ кОм, $C_1 = 6{,}8$ пФ и $R_2 = 5{,}0$ кОм, $C_2 = 61{,}5$ пФ при изменении R_2 и C_2 на 10% фазовый сдвиг, согласно (3), меняется на $\Delta\varphi = 0{,}6°$.

Разработанные коаксиальные емкостные аттенюаторы с распределенной конструктивной емкостью до сих пор считались «фазонесдвигающими». Мнение основывалось на том, что по своей идеализированной эквивалентной схеме такой аттенюатор представляет собой емкостной делитель с неизменной входной емкостью. Это обеспечивается применением дифференциального конденсатора в качестве регулируемого элемента со специально рассчитанным профилем регулирующего стержня.

В действительности такой аттенюатор имеет эквивалентную схему (рис. 2, *а*), отличающуюся от идеализированной наличием «паразитной» емкости $C_п$, подключенной параллельно регулируемым емкостям C_1 и C_2, а также наличием сопротивления нагрузки $R_н$, которое подключено параллельно емкости $C_н$. Другими словами такой делитель является своего рода низкочастотным фильтром, фазовым сдвигом которого пренебрегать нельзя. Рассчитаем возможную фазовую погрешность аттенюатора. Составим граф (рис. 2, *б*), описывающий эквивалентную схему делителя, и определим коэффициенты передачи его ветвей. Для этого графа по методу узловых проводимостей [4] с учетом эквивалентной схемы (рис. 2, *а*) получим

$$T_{13}=\frac{Y_п}{Y_{п2}};\quad T_{12}=\frac{Y_1}{Y_{п1}};\quad T_{23}=\frac{Y_3}{Y_{п2}};\quad T_{32}=\frac{Y_3}{Y_{п1}},\tag{4}$$

где $Y_п=j\omega C_п$; $Y_1=j\omega C_1$; $Y_3=j\omega C_3$; $Y_{п1}=j\omega\,(C_1+C_2+C_3)$;

$$Y_{п2}=j\omega\,(C_3+C_п)+\frac{1+j\omega C_н R_н}{R_н}=\frac{1+j\omega\,(C_3+C_п+C_н)\,R_н}{R_н}.$$

После преобразования графа легко определить его коэффициент передачи

$$\frac{\dot U_{вых}}{\dot U_{вх}}=\frac{\begin{array}{c}\{\omega^2R_н\left[(C_1+C_2+C_3)(C_3+C_п+C_н)-C_3^2\right]+\\+j\omega\,(C_1+C_2+C_3)\}\,\omega^2R_н\,(C_пC_1+C_пC_2+C_пC_3+C_1C_3)\end{array}}{\begin{array}{c}\{\omega^2R_н\left[(C_1+C_2+C_3)(C_3+C_п+C_н)-C_3^2\right]\}^2+\\+\omega^2\,(C_1+C_2+C_3)^2\end{array}}.\tag{5}$$

Фазовый сдвиг выходного напряжения аттенюатора относительно входного напряжения определяется выражением

$$\varphi=\operatorname{arctg}\frac{C_1+C_2+C_3}{\omega R_н\left[(C_1+C_2+C_3)(C_3+C_п+C_н)-C_3^2\right]}.\tag{6}$$

Один из емкостных аттенюаторов, применяемых в фазометрии, имеет следующие параметры: $C_1=5\div11$ пФ, $C_2\approx5$ пФ, $C_3\approx7\div0{,}03$ пФ; входная емкость выносных катодных повторителей $C_н=15$ пФ. Входное сопротивление (активная

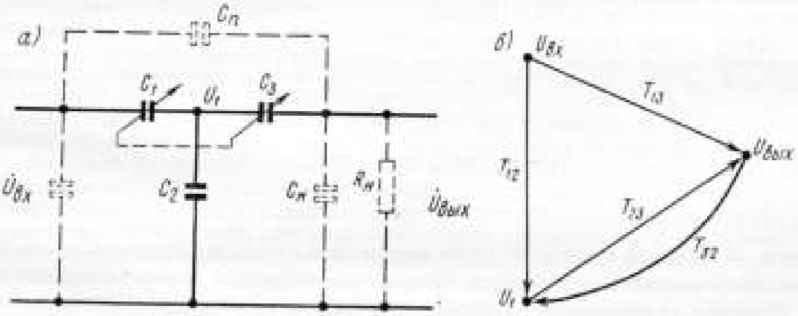


Рис. 2. Реальная эквивалентная схема емкостного коаксиального делителя напряжения (*а*) и его расчетный граф (*б*)

составляющая) выносных катодных повторителей в высокочастотном диапазоне зависит от типов лампы и катодной нагрузки, и на частоте 10 МГц обычно находится в пределах 10—100 кОм [5], уменьшаясь пропорционально росту частоты.

Полагая $C_п=0$, для различных значений $R_н$ можно определить по формуле (6) фазовый сдвиг, вносимый аттенюатором при минимальном ослаблении ($C_1=5$ пФ, $C_3=7$ пФ) и при максимальном ослаблении ($C_1=11$ пФ, $C_3\approx\approx0$ пФ) входного сигнала. Результаты этих вычислений для частоты 10 МГц приведены в таблице.

Фазовый сдвиг коаксиального емкостного аттенюатора на частоте 10 мГц, град

Положение аттенюатора	Активное сопротивление нагрузки						
	10 кОм	20 кОм	30 кОм	70 кОм	100 кОм	300 кОм	1 Мом
Минимальное ослабление,	4	1,9	1,1	0,6	0,4	0,11	0,04
Максимальное ослабление,	6	3,1	1,7	0,9	0,6	0,17	0,06

Как видно, вносимый при регулировке уровня сигнала дополнительный фазовый сдвиг может достигать единиц градусов. Следовательно, при определении амплитудно-фазовых погрешностей электронных фазометров необходимо учитывать фазовые сдвиги аттенюаторов.

Рассмотрим известную методику определения амплитудно-фазовой погрешности, возникающей при измерении разности фаз между двумя напряжениями с неравными амплитудами при помощи фазометра с преобразованием частоты. Пусть $\omega_г < \omega_c$, где $\omega_c = \omega_г + \Delta\omega$ ($\omega_г$ — частота гетеродина, ω_c — частота сигнала). При подаче равных напряжений на входы аттенюаторов производится установка нуля фазометра. Тогда

$$\varphi_1 = \varphi_{а1} + \varphi_{с1} - \varphi_{г1} + \varphi_{к1},\ \varphi_2 = \varphi_{а2} + \varphi_{с2} - \varphi_{г2} + \varphi_{к2},\ \varphi_1 - \varphi_2 = 0 \quad (7)$$

или

$$(\varphi_{а1} - \varphi_{а2}) + (\varphi_{с1} - \varphi_{с2}) - (\varphi_{г1} - \varphi_{г2}) + (\varphi_{к1} - \varphi_{к2}) = 0,$$

где φ_1, φ_2 — суммарные погрешности в каналах фазометра; $\varphi_{а1}$, $\varphi_{а2}$ — погрешности входных аттенюаторов; $\varphi_{с1}$, $\varphi_{с2}$ — погрешности смесителей; $\varphi_{г1}$, $\varphi_{г2}$ — погрешности гетеродина; $\varphi_{к1}$, $\varphi_{к2}$ — погрешности каналов после преобразования частоты.

Далее измерительный канал подключается к меньшему из подаваемых напряжений, и при помощи регулировки аттенюатора этого канала уравниваются действующие напряжения. При этом

$$\varphi_1 = \varphi_{а1} + \varphi_{с1} - \varphi_{г1} + \varphi_{к1}; \quad (8)$$
$$\varphi_2 = \varphi_д + \varphi'_{а2} + \varphi_{с2} - \varphi_{г2} + \varphi_{к2}$$

и

$$\varphi_1 - \varphi_2 = -\varphi_д - \Delta\varphi_{а2}, \quad (9)$$

где $\varphi_д$ — фазовый сдвиг в нагрузке внешнего делителя напряжения; $\varphi'_{а2}$ — погрешность входного аттенюатора измерительного канала при подключении его к меньшему из подаваемых напряжений, а $\Delta\varphi_{а2} = \varphi'_{а2} - \varphi_{а2}$.

Пусть теперь $\omega_г > \omega_c$, где $\omega_c = \omega_г - \Delta\omega$ («зеркальная частота»). При этом знак фазового сдвига, вносимого аттенюаторами и нагрузкой, меняется на обратный. Затем снова при равных напряжениях на входах аттенюаторов устанавливают прибор на нуль. В этом случае

$$\varphi_1 = -\varphi_{а1} - \varphi_{с1} + \varphi'_{г1} + \varphi_{к1};$$
$$\varphi_2 = \varphi_{а2} - \varphi_{с2} + \varphi'_{г2} + \varphi_{к2}; \quad (10)$$
$$\varphi_1 - \varphi_2 = 0,$$

где $\varphi'_{г_1}$, $\varphi'_{г_2}$ — фазы сигналов гетеродина при перестройке его на «зеркальную частоту».

Далее вновь измерительный канал подключают к меньшему из подаваемых напряжений и повторяют операцию, проведенную для случая $\omega_г < \omega_c$. При этом

$$\varphi_1 = -\varphi_{а1} - \varphi_{с1} + \varphi'_{г1} + \varphi_{к1};$$

$$\varphi_2 = -\varphi_д - \varphi_{а2} - \Delta\varphi_{а2} - \varphi_{с2} + \varphi'_{г2} + \varphi_{к2} \tag{11}$$

и

$$\varphi_1 - \varphi_2 = \varphi_д + \Delta\varphi_{а2}. \tag{12}$$

Как следует из (9) и (12), амплитудно-фазовая погрешность фазометра с преобразованием частоты зависит от фазового сдвига в нагрузке внешнего делителя напряжения и от приращения фазового сдвига во входном аттенюаторе измерительного канала, которые входят в уравнения с одинаковыми знаками, и поэтому разделить их невозможно.

Таким образом, входные аттенюаторы в прецизионной фазометрической аппаратуре применять нежелательно по следующим причинам:

1) установка фазометра на нуль производится при равных амплитудах входных сигналов и, следовательно, любые регулировки, производимые в фазометре после установки его на нуль, недопустимы; 2) так как фазовый сдвиг аттенюатора определяется не только его параметрами, но и параметрами нагрузки, его аттестация практически невозможна.

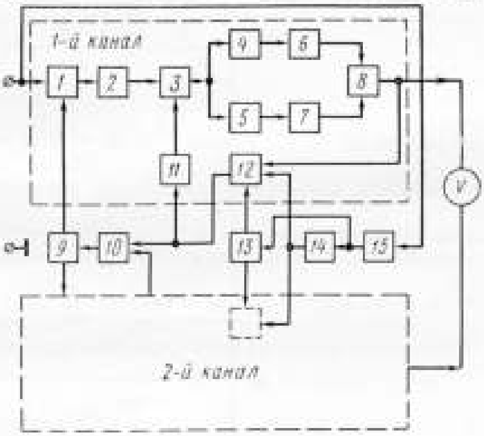


Рис. 3. Блок-схема фазометра

Используя фазометр, построенный с применением стробоскопического преобразования измеряемого сдвига фаз в постоянное напряжение, можно исключить аттенюаторы и свойственные им фазовые погрешности. Фазометр, работающий по этому принципу, осуществляет автоматическое слежение за нулевой точкой сигнала, положение которой при неизменной форме сигнала не зависит от амплитуды. Блок-схема фазометра приведена на рис. 3.

Фазометр работает следующим образом (рис. 4). В момент, определяемый равенством мгновенного значения пилообразного напряжения с генератора *14* и напряжения на выходе усилителя постоянного тока *8*, каскад сравнения *12* через схему ИЛИ *10* запускает генератор затворных импульсов *9*, открывающий стробоскопический преобразователь *1*. Импульс на выходе *1* усиливается и формируется в усилителе-формирователе *2*, а амплитуда сформированного импульса запоминается в схеме восстановления постоянной составляющей *3*, управляемой генератором фиксирующих импульсов *11*. В зависимости от того, больше или меньше напряжение на выходе *3* того напряжения, которое соответствует нулевому значению сигнала на входе *1*, один из динамических триггеров *4* или *5* начинает работать, и его выходное напряжение, выпрямляемое детектором *7*, поступает на вход усилителя постоянного тока *8*. При этом выходное напряжение одного из детекторов, в данном случае *7*, повышает напряжение на выходе усилителя постоянного тока *8* (выходное напряжение другого детектора *6* понижает его).

Генератор пилообразного напряжения *14* запускается синхронно с входным сигналом через усилитель синхросигнала *15*. Изменение напряжения на выходе усилителя постоянного тока *8* приводит к смещению момента срабатывания каскада сравнения *12* и генератора затворных импульсов *9* относительно входного сигнала. При работе двух динамических триггеров *4*, *5*, нагруженных на разные входы усилителя постоянного тока *8*, в системе наступает состояние динамического равновесия, при котором затворный импульс на стробоскопическом преобразователе I появляется в моменты, когда сигнал на входе проходит через нуль.

Благодаря электронному коммутатору 13 оба канала фазометра работают поочередно и, в результате, на выходах усилителей постоянного тока обоих каналов автоматически поддерживаются уровни напряжений, равные мгновенным значениям пилообразного напряжения в моменты перехода через нуль сигналов на входах.

Закон изменения пилообразного напряжения описывается уравнением

$$u(t) = u_0 + kt, \tag{13}$$

где u_0 — значение пилообразного напряжения в момент запуска, принимаемый за начало отсчета времени; k — коэффициент пропорциональности.

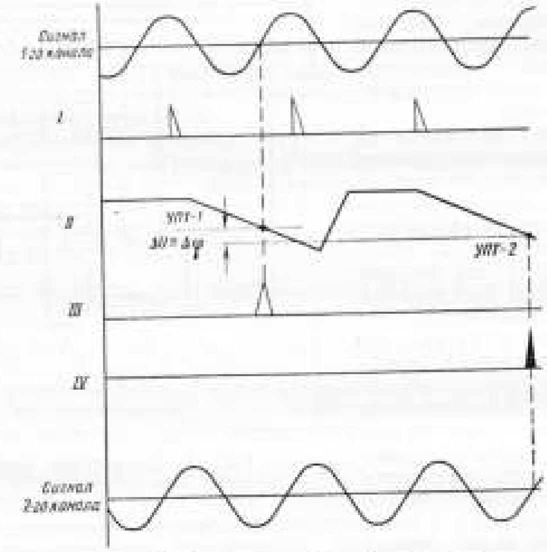


Рис. 4. Принцип работы фазометра.

I — импульс на выходе усилителя синхросигнала; II — выход генератора пилообразного напряжения; III — выход каскада сравнения 1-го канала; IV — выход каскада сравнения 2-го канала

Если переходы сигналов через нуль происходят в моменты времени t_1 и t_2, то напряжения на выходах усилителей постоянного тока соответственно равны

$$\begin{aligned} u_1 &= u_0 + kt_1; \\ u_2 &= u_0 + kt_2. \end{aligned} \tag{14}$$

Очевидно, разность этих напряжений пропорциональна разности фаз между входными сигналами:

$$u_2 - u_1 = k(t_2 - t_1) = \frac{t_2 - t_1}{T_{\text{пер}}}\, 360°, \tag{15}$$

где $T_{\text{пер}}$ — период сигнала.

Грубые ошибки на полпериода в приборе невозможны, так как только у одного из переходов сигнала через нуль (например, из минуса в плюс) положение затворного импульса может быть устойчивым. Если затворный импульс случайно попадет в «неправильный» нуль сигнала, малейшее рассогласование приведет к тому, что один из динамических триггеров, начав работать, уведет потенциал на выходе усилителя постоянного тока от этого положения в том направлении, в котором произошел начальный уход. Следовательно, стабилизация положения затворного импульса произойдет у соседнего перехода сигнала через нуль.

Выбранный метод измерений наименее опасен с точки зрения перегрузки стробоскопического преобразователя, поскольку используется не размах импульса на выходе стробоскопического преобразователя, а лишь знак отклонения от нулевого (меньше или больше импульса в отсутствие входного сигнала). Причем затворный импульс автоматически следит за нулевой точкой, положение которой при неизменной форме сигнала не зависит от амплитуды, а все остальные участки сигнала не проходят через входное устройство прибора и поэтому не могут привести к возникновению амплитудно-фазовых погрешностей.

Экспериментальная проверка на макете фазометра показала, что изменение входного сигнала в пределах 40 дБ вызывает изменение показания макета фазометра не более, чем на 0,3 град.

ЛИТЕРАТУРА

1. Вишенчук И. М., Котюк А. Ф. и Мизюк Л. Я. Электромеханические и электронные фазометры. Госэнергоиздат, 1962.
2. Колтик Е. Д. Измерительные двухфазные генераторы переменного тока. Изд-во стандартов, 1968.
3. Кофанов В. Л. Определение погрешности измерения разности фаз, обусловленной связью между каналами. Известия вузов, «Радиоэлектроника», 1968, т. XI, № 4, 373—377.
4. Абрахамс Дж., Каверли Д. Анализ электрических цепей методом графов. «Мир», 1967.
5. Войшвилло. Г. В. Усилители низкой частоты на электронных лапах. Связьиздат, 1959.

Поступила в редакцию
15/XII 1970 г.

УДК 62—791.2

М. Л. МИЦЕВИЧ, Б. А. ШКОЛЬНИК

ВНИИМ

О ПРИМЕНЕНИИ КОДОВ С ОБНАРУЖЕНИЕМ И ИСПРАВЛЕНИЕМ ОШИБОК В ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМАХ

Развитие информационно-измерительных систем, включающих, как правило, каналы передачи дискретной информации, подверженные воздействию различного рода помех, выдвигает ряд вопросов, связанных с выбором способа модуляции и кодирования информации. Это требует введения избыточности в передаваемое сообщение. В зависимости от вида действующих в канале связи помех и их уровня целесообразно то или иное распределение и использование избыточности. Отдельные аспекты этой задачи были решены в работах [1—5].

В настоящей работе делается предположение, что для уменьшения вероятности ошибки передеваемая информация кодируется групповым (n, k, d) кодом [6] и решается задача о целесообразном использовании введенной избыточности. В частности, последняя может быть использована для обнаружения ошибок и переспроса по обратному каналу кодовых комбинаций, в которых обнаружены ошибки (система с решающей обратной связью РОС), или для исправления ошибок. Предполагается также, что шумы в канале обратной связи отсутствуют. При равной скорости передачи информации условие целесообразности использования системы РОС запишется в виде

$$p_{1э}/p_{2э} \leqslant 1, \tag{1}$$

где $p_{1э}$ и $p_{2э}$ — эквивалентные вероятности ошибки [1] в системе РОС и в системе без обратной связи соответственно. Этот метод с успехом использовался в работах [1, 4, 5]. Заметим попутно, что при равной вероятности передачи всех кодовых слов $(n,\ k,\ d)$ кода критерий минимума вероятности ошибки совпадает с критерием минимума погрешности.

Пусть в прямом канале, помимо гауссова шума, присутствует еще и мультипликативная помеха, и плотность вероятности коэффициента передачи μ подчинена закону Рэлея

$$W(\mu) = \frac{2\mu}{\mu_0^2} \exp\left(-\frac{\mu^2}{\mu_0^2}\right), \tag{2}$$

где μ_0^2 — среднее значение квадрата коэффициента передачи. Это соответствует довольно распространенному случаю передачи информации по шумящему каналу с медленными замираниями. Если в канале без замираний вероятность ошибки определяется функцией $\varphi(h)$, то в канале с замираниями [1]

$$p(h) = \int_0^\infty W(\mu)\, \varphi\left(\frac{\mu}{\mu_0} h\right) d\mu,$$

где h^2 — отношение энергии элемента сигнала к спектральной плотности помехи. Как показано в работе [1], в случае рэлеевских замираний (2) и приеме двоичных сигналов при $h^2 \gg 1$

$$p(h) = \frac{1}{ih^2 + j}, \tag{3}$$

где i и j — определяются выбором сигналов и способа демодуляции. Например, $j = 0$, $i = 2$ при когерентном приеме ортогональных сигналов, используемых для передачи символов 0 и 1, $j = 0$, $i = 4$ при когерентном приеме противоположных сигналов, $j = 2$, $i = 1$ при некогерентном приеме ортогональных в усиленном смысле сигналов и т. д. Таким образом, выражение (3) охватывает большой диапазон используемых в телеметрии способов приема и модуляции.

В качестве дискретной модели канала воспользуемся моделью, предложенной в работах [7, 8] и характеризующейся вероятностью искажения символа p и показателем группирования ошибок α.

Обозначим через p_1 и p_2 вероятности искажения символов в канале РОС и в канале без обратной связи. Тогда вероятность определится выражением (3), а вероятность p_2 соотношением

$$p_2 = \frac{1}{r_{ср} ih^2 + j}, \tag{4}$$

где $r_{ср}$ — среднее число повторений информации в системе РОС. Наличие множителя $r_{ср}$ позволяет уравнять энергетику в обеих сравниваемых системах.

Из работы [8] известно, что вероятность ошибочного декодирования при использовании $(n,\ k,\ d)$ кода в режиме обнаружения ошибок

$$p_{ош} = \frac{1}{2^{n-k}} \left(\frac{n}{d}\right)^{1-\alpha} p_1 \tag{5}$$

и вероятность обнаружения ошибок

$$p_{оо} = n^{1-\alpha} p_1. \tag{6}$$

Поскольку в системе РОС с неограниченным числом повторений финальная вероятность ошибки [9]

$$P_{\text{ош}_1} = \frac{p_{\text{ош}}}{1 - p_{\text{оо}}}, \tag{7}$$

а в эквивалентной системе без избыточности и обратной связи

$$P'_{\text{ош}} = k^{1-\alpha} p_{1э}, \tag{8}$$

то, приравнивая (7) и (8), с учетом (3), (5) и (6) находим

$$p_{1э} = \frac{\left(\frac{n}{kd}\right)^{1-\alpha}}{2^{n-k}\,(ih^2 + j - n^{1-\alpha})}. \tag{9}$$

В системе без обратной связи, использующей тот же $(n,\ k,\ d)$ код в режиме исправления ошибок, вероятность ошибочного декодирования

$$P_{\text{ош}_2} = \left(\frac{n}{t+1}\right)^{1-\alpha} p_2. \tag{10}$$

В эквивалентной системе вероятность ошибки определяется выражением (8) с заменой $p_{1э}$ на $p_{2э}$. Приравнивая (10) к (8), с учетом (4) находим

$$p_{2э} = \left[\frac{n}{k\,(t+1)}\right]^{1-\alpha} \frac{1}{r_{\text{ср}} ih^2 + j}. \tag{11}$$

Среднее число повторений в системе РОС с неограниченным числом повторений при достаточно больших h^2

$$r_{\text{ср}} = \frac{1}{1 - p_{\text{оо}}} \approx \frac{1}{p_{\text{пр}}} = \frac{1}{1 - n^{1-\alpha} p_1} = \frac{ih^2 + j}{ih^2 + j - n^{1-\alpha}}. \tag{12}$$

С учетом (9), (11) и (12) представим неравенство (1) в таком виде:

$$\frac{p_{1э}}{p_{2э}} = \beta\,\frac{(ih^2 + j)^2 - jn^{1-\alpha}}{(ih^2 + j - n^{1-\alpha})^2} < 1,$$

где

$$\text{где } \beta = \frac{1}{2^{n-k}} \left(\frac{t+1}{d}\right)^{1-\alpha} \tag{13}$$

Отсюда после несложных преобразований получим

$$h^2 \geqslant \frac{1}{i} \left\{\frac{n^{1-\alpha} + \sqrt{\beta n^{1-\alpha}\,(n^{1-\alpha} - j\beta - j)} - j\,(1-\beta)}{1-\beta}\right\}. \tag{14}$$

Например, при когерентном приеме ортогональных сигналов ($j = 0,\ i = 2$)

$$h^2 \geqslant \frac{n^{1-\alpha}\,(1 + \sqrt{\beta})}{2\,(1-\beta)}.$$

При соблюдении неравенства $n - k \gg 1$ выражение (14) можно упростить Действительно, $(t+1)/d \approx 1/2$, поэтому $\beta \approx 1/2^{n-k+1-\alpha}$, и поскольку $0 \leqslant \alpha \leqslant 1$, то при отмеченном выше условии $\beta \to 0$.

Тогда выражение (14) примет вид

$$\tilde{h}^2 \geqslant \frac{n^{1-\alpha} - j}{i}. \tag{15}$$

Погрешность при переходе от (14) к (15) при $j = 0$:

$$\delta = \frac{h^2 - \tilde{h}^2}{h^2} = \sqrt{\beta}.$$

Исследуем теперь другой случай, когда в канале связи действует только аддитивная помеха и в качестве дискретной модели канала связи может быть использован двоичный симметричный канал с независимыми ошибками. При некогерентном приеме ортогональных в усиленном смысле сигналов с активной паузой вероятность искажения символа в системе РОС [1]

$$p_1 = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{h^2}{2}\right), \tag{16}$$

а эквивалентная вероятность ошибки

$$p_{1э} = 1 - \left(1 - \frac{p_{ош}}{1 - p_{оо}}\right)^{\frac{1}{k}} \approx \frac{1}{k} \frac{p_{ош}}{p_{пр}}. \tag{17}$$

Выражение (17) справедливо при $p_{ош} \ll p_{пр}$, что всегда имеет место в правильно спроектированных системах. Известно, что

$$p_{пр} = (1 - p_1)^n, \tag{18}$$

и при неизвестном спектре кода вероятность ошибочного декодирования оценивается величиной

$$p_{ош1} = \frac{1}{2^{n-k}} \sum_{i=d}^{n} C_n^i p_1^i (1 - p_1)^{n-i}. \tag{19}$$

При малых уровнях помех можно ограничиться первым членом в сумме (19):

$$p_{ош1} \approx \frac{C_n^d}{2^{n-k}} p_1^d (1 - p_1)^{n-d}. \tag{20}$$

Подставляя выражения (20) и (18) в (17), с учетом (16) находим

$$p_{1э} = \frac{1}{k} \frac{C_n^d}{2^{n-k}} \left(\frac{p_1}{1 - p_1}\right)^d \approx \frac{1}{k} \frac{C_n^d}{2^{n-k+d}} \exp\left(-\frac{h^2}{2} d\right). \tag{21}$$

В системе без обратной связи

$$p_{2э} = 1 - (1 - p_{ош2})^{\frac{1}{k}} \approx \frac{1}{k} p_{ош2}; \tag{22}$$

$$p_{ош2} = \sum_{i=t+1}^{n} C_n^i p_2^i (1 - p_2)^{n-i} \approx C_n^{t+1} p_2^{t+1}, \tag{23}$$

где t — максимальная кратность исправляемых кодом ошибок. Приближенное равенство (23) справедливо при малых вероятностях искажения символа p_2. Как и в предыдущем случае, увеличивая энергию каждого символа в $r_{ср}$ раз, будем иметь

$$p_2 = \frac{1}{2} \exp\left(-r_{ср} \frac{h^2}{2}\right). \tag{24}$$

Подставив (24) и (23) в (22), получим

$$p_{2э} = \frac{C_n^{t+1}}{k 2^{t+1}} \exp\left[-\frac{h^2}{2} r_{ср} (t + 1)\right]. \tag{25}$$

Представим неравенство (1) в другом виде

$$\frac{p_{1э}}{p_{2э}}=\frac{C_n^d}{2^{n-k+t}C_n^{t+1}}\exp\left[-\frac{h^2}{2}\left(d-r_{\text{ср}}\,(t+1)\right)\right]\leqslant 1. \tag{26}$$

и проанализируем это выражение. Очевидно $\lim\limits_{h\to\infty}\frac{p_{1э}}{p_{2э}}=0$, поскольку $r_{\text{ср}}\to 1$

и показатель экспоненты остается отрицательным. Обозначив в (26) через γ множитель при экспоненте, после несложных преобразований найдем

$$h^2\geqslant 2\ln\gamma\,\frac{1}{d-r_{\text{ср}}\,(t+1)}. \tag{27}$$

В системе с РОС при $p_{\text{ош}}\ll p_{\text{пр}}$ с учетом (18) и (24) для среднего числа повторений имеем

$$r_{\text{ср}}\approx\frac{1}{p_{\text{пр}}}\approx\frac{1}{1-\frac{n}{2}\exp\left(-\frac{h^2}{2}\right)}. \tag{28}$$

Таким образом, неравенство (27) с привлечением (28) оказывается трансцендентным и в явном виде относительно h^2 не разрешается:

$$h^2\geqslant 2\ln\gamma\,\frac{2-n\exp\left(-\frac{h^2}{2}\right)}{\left[2-n\exp\left(-\frac{h^2}{2}\right)\right]d-2\,(t+1)}. \tag{29}$$

Из выражения (26) следует, что $\gamma<1$. Тогда достаточное условие выполнения неравенства (26) примет вид

$$r_{\text{ср}}\leqslant d/(t+1), \tag{30}$$

откуда с учетом (28) получим

$$h^2\geqslant 2\ln\frac{dn}{2\,(d-t-1)}. \tag{31}$$

При больших d и $t=(d-1)/2$

$$h^2\geqslant 2\ln n. \tag{32}$$

Таким образом, если действительное значение h^2 больше определяемого из выражений (31) или (32), то система с РОС обладает преимуществом по сравнению с системой без обратной связи. В противном случае необходимо воспользоваться точным выражением (29).

Полученные оценки наряду с приведенными в работах [1—5] могут быть использованы разработчиками телеметрических систем при выборе способа передачи измерительной информации.

ЛИТЕРАТУРА

1. Финк Л. М. Теория передачи дискретных сообщений. «Советское радио», 1970.

2. Хорошкин Ю. Н., Соловьев В. В. Об использовании корректирующих кодов в системе с решающей обратной связью без памяти для канала с независимыми пакетами стираний. «Вопросы радиоэлектроники». Серия «Техника радиосвязи», вып. 4, 1969.

3. Памазан В. М., Кондратьева Г. А. Помехоустойчивость и эффективность систем телеуправления с обратным каналом связи, использующих коды с обнаружением ошибок. Сб. «Теория и средства автоматики», «Наука», 1968.

4. Каневский З. М., Бутенко В. В. О применимости бинарных обнаруживающих кодов в системе передачи информации с обратной связью. Сб. трудов Воронежского политехнического института. «Вопросы излучения и приема сигналов в условиях действия помех». Воронеж, 1969.

5. Бесперстов Э. А., Окунев Ю. Б. К вопросу о критериях и условиях целесообразности использования корректирующих кодов. Материалы научно-технической конференции ЛЭИС. Изд. ЛЭИС, вып. 2, 1970.

6. Питерсон У. Коды, исправляющие ошибки. «Мир», 1964.

7. Пуртов Л. П., Замрий А. С., Захаров А. И. Основные закономерности распределения ошибок в дискретных каналах связи. «Электросвязь», 1967, № 2.

8. Пуртов Л. П., Замрий А. С., Захаров А. И. Расчет некоторых характеристик систем передачи данных с учетом распределения ошибок в реальных каналах. «Электросвязь», 1967, № 2.

9. Блох Э. Л. Помехоустойчивость систем связи с переспросом. «Проблемы передачи информации», вып. 13, 1967, Изд. АН СССР.

Поступила в редакцию
23/III 1971 г.

УДК 621.316.727 : 621.314.6

Б. М. ДРЕЙФУС, И. Х. ШЮХОР
ВНИИМ

СПОСОБ УВЕЛИЧЕНИЯ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ТРИГГЕРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ СДВИГА ФАЗ В ПОСТОЯННЫЙ ТОК

При сличениях и поверках фазометрической аппаратуры широко используются триггерные преобразователи сдвига фаз в постоянный ток, основным преимуществом которых является незначительное влияние на результат преобразования амплитуд входных сигналов. Однако это преимущество не используется из-за значительного дрейфа нуля преобразователей, достигающего за время измерения 0,1—0,05° и более. Авторами предложен способ снижения дрейфа нуля преобразователей этого типа, позволяющий увеличить чувствительность для диапазона звуковых частот до 0,001—0,005°.

Блок-схема и временные диаграммы двухканального триггерного преобразователя, в основу которого положен способ управления триггерами фазометра, предложенный Вищенчуком *, показаны на рис. 1. Синусоидальные сигналы, поступающие на вход преобразователя, превращаются с помощью усилителей-ограничителей $УО_1$ и $УО_2$ в последовательности прямоугольных импульсов, смещенных по оси времени на величину $\tau = \varphi \frac{T}{2\pi}$, где φ — фазовый сдвиг между входными сигналами; T — длительность периода. Фронты этих импульсов через дифференцирующие усилители $ДУ_1$—$ДУ_4$ поступают на формирующие устройства $ФУ_1$ и $ФУ_2$, выполненные в виде управляемых генераторов тока (i_1 и i_2). Связи между $ДУ$ и $ФУ$ осуществляются таким образом, чтобы их выходные сигналы соответствовали временным диаграммам рис. 1. Интегрирующий преобразователь $ИП$, включенный по дифференциальной схеме между $ФУ_1$ и $ФУ_2$, выделяет среднее значение разности сигналов на их выходах

$$I_{ср} = \frac{1}{T}\int_0^T (i_1 - i_2)\,dt, \qquad (1)$$

* См. И. М. Вищенчук. Способ управлении триггерами фазометра. Авт. свид. СССР № 121871 кл. 21е. Бюлл. изобр. 1959, № 16.

где
$$i_1 = \begin{cases} i & \text{при } 0 < t < (0{,}5T + \tau); \\ 0 & \phantom{\text{при }} (0{,}5T + \tau) < t < T; \end{cases}$$
$$i_2 = \begin{cases} i & \text{при } \tau < t < 0{,}5T; \\ 0 & \phantom{\text{при }} 0 < t < \tau \text{ и } 0{,}5T < t < T. \end{cases}$$

Интегрируя (1), получим
$$\dot{I}_{ср} = 2i\,\frac{\tau}{T} = \frac{\varphi}{\pi}\,i. \tag{2}$$

В действительности, как нулевые, так и единичные значения токов формирователей с течением времени изменяются; это является одной из основных причин дрейфа нуля преобразователя. Большие постоянные времени процессов, вызывающих изменения токов формирователей (колебания температуры, изменения напряжения источников питания и т. п.), позволяют считать эти токи постоянными на отрезке интегрирования, что значительно упрощает расчеты. Если в момент калибровки прибора были установлены единичные $\left(i_1' = i_2' = i'\right)$ и нулевые $\left(i_1'' = i_2'' = 0\right)$ токи обоих формирователей, то к моменту измерения будем иметь:
$$i_1' = \left(1 + \delta_{i_1'}\right) i'; \quad i_1'' = \delta_{i_1''};$$
$$i_2' = \left(1 + \delta_{i_2'}\right) i'; \quad i_2'' = \delta_{i_2''},$$
где $\delta_{i_1'}$, $\delta_{i_2'}$, $\delta_{i_1''}$, $\delta_{i_2''}$ — относительные значения изменений соответствующих токов формирователей. Подставляя эти значения в (1) и интегрируя, получаем
$$\dot{I}_{ср} = \frac{\varphi}{\pi}\,i'\left(1 + \delta_{\dot{I}_{ср1}} + \delta_{\dot{I}_{ср2}}\right), \tag{3}$$
где
$$\delta_{\dot{I}_{ср1}} = \frac{\delta_{i_1'} + \delta_{i_2'}}{2} - \frac{i''}{i'}\cdot\frac{\delta_{i_1''} + \delta_{i_2''}}{2};$$
$$\delta_{\dot{I}_{ср2}} = \frac{\pi}{\varphi}\left(\frac{\delta_{i_1'} - \delta_{i_2'}}{2} + \frac{i''}{i'}\cdot\frac{\delta_{i_1''} - \delta_{i_2''}}{2}\right).$$

Таким образом, изменения $\dot{I}_{ср}$, вызванные нестабильностями токов формирователей, складываются из двух составляющих: $\delta_{\dot{I}_{ср}}$ и $\delta_{\dot{I}_{ср2}}$. Учитывая, что $\delta_{\dot{I}_{ср2}} \to \infty$ при $\varphi \to 0$ и $i' \gg i''$, пренебрегая $\delta_{\dot{I}_{ср}}$, получим из (3) приближенную формулу для малых φ:
$$\dot{I}_{ср} \approx \frac{\varphi}{\pi}\,i'\left[1 + \frac{\pi}{2\varphi}\left(\delta_{i_1'} - \delta_{i_2'}\right)\right]. \tag{4}$$

Как видно из выражения (4), здесь имеет место эффект умножения нестабильности в $\frac{\pi}{2\varphi}$ раз, физический смысл которого объясняется просто. При уменьшении выходного сигнала преобразователя абсолютная величина дрейфа не меняется, его доля в выходном сигнале увеличивается, что приводит к росту нестабильности последнего. В то же время, если $\delta_{i_1'} = \delta_{i_2'}$, то нестабильность $\dot{I}_{ср}$ исключается.

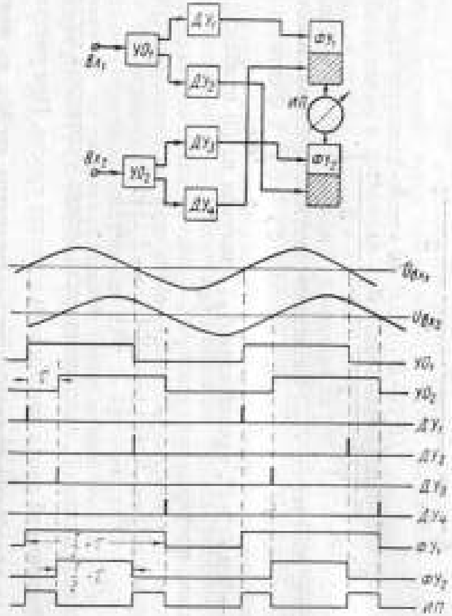


Рис. 1. Триггерный преобразователь с пространственным разделением каналов и его временные диаграммы

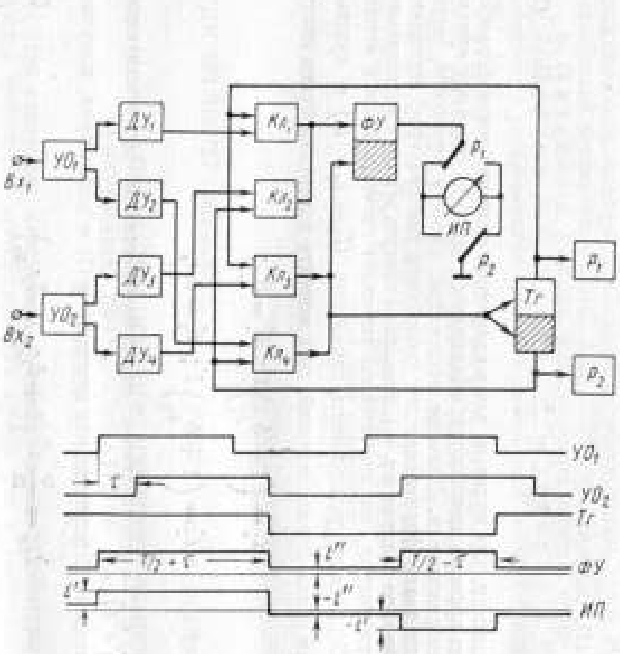


Рис. 2. Низкочастотный триггерный преобразователь с временным разделением каналов и его временные диаграммы

Выполнение этого условия возможно при замене пространственного разделения каналов, обеспечивающих формирование импульсных токов, — временным. В этом случае один и тот же формирователь поочередно используется для воспроизведения обоих токов, что и дает минимальное значение разности $\left(\delta_{i'_1} - \delta_{i'_2}\right)$.

На рис. 2 показаны функциональная схема «одноканального» преобразователя (с временным разделением каналов) и временные диаграммы, поясняющие принцип его действия. Управление единственным формирующим устройством преобразователя осуществляется с помощью ключей $Кл_1$—$Кл_4$, управляющие входы которых связаны с выходами триггера. При одном состоянии триггера открыты $Кл_1$, $Кл_3$ и формирующее устройство выполняет функции $ФУ_1$ исходного двухканального преобразователя (см. рис. 1), при другом — открыты $Кл_2$, $Кл_4$ и формирующее устройство выполняет функции $ФУ_2$. Так как на счетный вход триггера поступают те же сигналы, что и на выключение *ФУ* то режим меняется каждый раз по окончании очередного токового импульса формирователя и связанные с этим переходные процессы должны прекратиться до следующего токового импульса. Для выделения разности сигналов, полученных с выхода *ФУ* в разных режимах, интегрирующий прибор *ИП* соединен с *ФУ* через релейный коммутатор P_1—P_4, изменяющий полярность включения *ИП* одновременно со сменой режима.

Предположив что амплитуда тока *ФУ* за полупериод коммутации не успевает существенно измениться, получим средний ток ИП одноканального преобразователя

$$I_{ср} = \frac{\varphi}{2\pi} i' \left(1 + \delta_{i'} - \frac{i''}{i'} \delta_{i''}\right). \qquad (5)$$

Как следует из (5), при временном разделении каналов отсутствует эффект увеличения результирующей нестабильности *ФУ* при $\varphi \to 0$. Сравнивая (4) и (5), видим, что чувствительность преобразователя с переходом на одноканальный вариант при прочих равных условиях уменьшается вдвое, но это не существенно, так как, увеличивая чувствительность *ИП* либо величину тока *ФУ*, можно значительно превысить чувствительность исходного преобразователя; это становится возможным благодаря уменьшению нестабильности при переходе на временное разделение каналов.

Основной недостаток «одноканального» преобразователя заключается в том, что длительность переходного процесса $\tau_п$, имеющего место при смене режима работы *ФУ*, ограничена длительностью паузы между соседними импульсами формирователя ($\tau_п < T/2$). Так как $\tau_п$ — величина постоянная, определяемая выбранным типом коммутатора, то максимальная частота входных сигналов преобразователя оказывается ограниченной ($f_{вх} < 1/2\tau_п$). Например, при использовании для коммутации реле на герконах, имеющих время переключения около 0,5—1 мс, предельная частота входных сигналов составляет 500—1000 Гц; в ряде случаев этого недостаточно.

На рис. 3 изображен усложненный вариант одноканального преобразователя * [2]. Здесь для расширения диапазона частот входных сигналов введены две пересчетные схемы $ПС_1$ и $ПС_2$, управляющий триггер $Тг_2$ и ключ $Кл_5$. Каждый из двух режимов работы *ФУ* включает паузу и рабочую часть. Пауза задается целым числом l периодов T входных сигналов, когда формирующее устройство не работает, так как ключ $Кл_5$ поддерживается с помощью $Тг_2$ в закрытом состоянии, и сигналы на включение *ФУ* от $Кл_1$ и $Кл_2$ не проходят. Длительность этой паузы $[T(l + 0,5)]$ выбирается с учетом быстродействия коммутатора и задается числом l таким, при котором выполнялось бы условие $l > \tau_п f_{вх} - 0,5$; это обеспечивает переключение реле при нулевом токе формирователя. После того как $ПС_1$ отсчитает l периодов, ее выходной сигнал переключает $Тг_2$, который открывает $Кл_5$, при этом пауза заканчивается и *ФУ* начинает формировать токовые импульсные сигналы, поступающие на *ИП* (рабочая часть режима).

---

* См. Б. М. Дрейфус Фазоиндикатор. Авт. свид. № 263036. Кл. 21е36/03. Бюлл. изобр. 1970, № 7.

На вход второй пересчетной схемы $ПС_2$, имеющей коэффициент пересчета N, поступают сигналы с выхода $ПС_1$. С появлением сигнала на выходе $ПС_2$, свидетельствующем об окончании рабочей части режима, длительность которой составляет $Tl\,(N-1)$, переключается $Тг_1$ и происходит смена режима так же, как и в низкочастотном преобразователе, с той разницей, что одновременно с $Тг_1$ опрокидывается $Тг_2$, закрывающий $Ка_5$. Второй режим осуществляется аналогично рассмотренному выше, при этом полярность включения $ИП$ изменяется на обратную и вместо $Ка_1$, $Ка_3$ открываются $Ка_2$, $Ка_4$. Продолжительность каждого режима (полуцикла) составляет TlN.

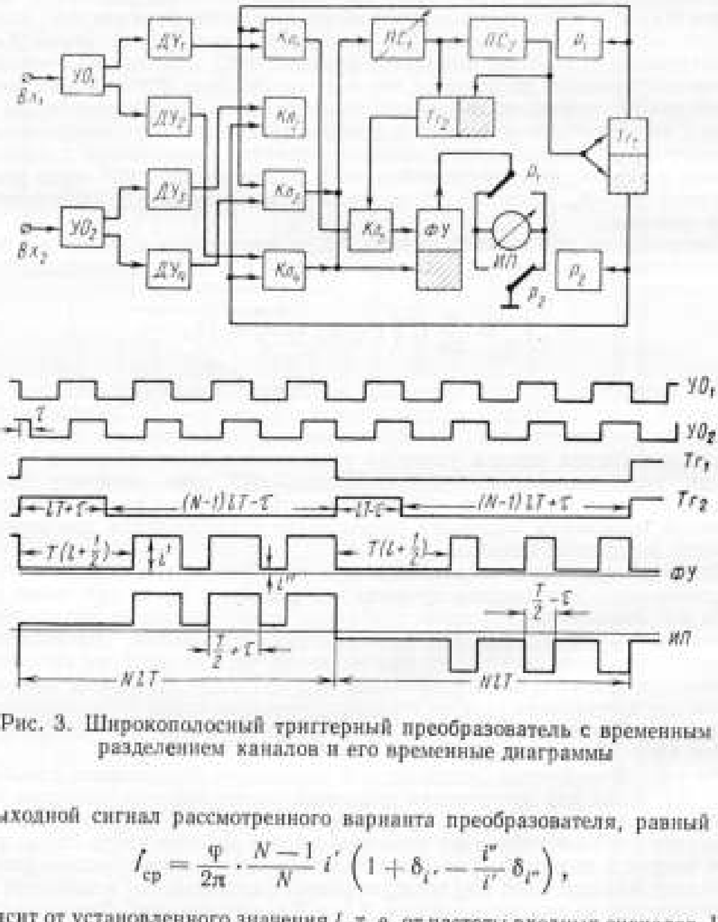


Рис. 3. Широкополосный триггерный преобразователь с временным разделением каналов и его временные диаграммы

Выходной сигнал рассмотренного варианта преобразователя, равный

$$I_{ср} = \frac{\varphi}{2\pi}\cdot\frac{N-1}{N}\, i' \left(1+\delta_{i'} - \frac{i''}{i'}\,\delta_{i''}\right), \tag{6}$$

не зависит от установленного значения l, т. е. от частоты входных сигналов. Широкополосный вариант преобразователя сохраняет основное преимущество одноканального устройства — повышенную стабильность выходного сигнала. Из сравнения (6) и (5) видно, что с расширением полосы частот чувствительность снизилась в $N/N-1$ раз. Этот недостаток легко устраняется, так как обычно $N/N \approx 1$.

Формулы (5) и (6) справедливы лишь для случая, когда амплитуду импульсов тока формирователя за время, равное длительности одного полуцикла работы преобразователя, можно считать постоянной; в действительности это не всегда имеет место. Приближенное выражение для выходного сигнала одноканального широкополосного преобразователя, когда амплитуда токовых импульсов изменяется линейно, имеет вид:

$$\bar{i}_{ср} \approx \frac{N-1}{N}\frac{\varphi}{2\pi} i' \left[1 + \delta_{i'_{пц}} - \delta_{i''_{пц}} + \frac{\pi}{2\varphi}\left(\delta_{i'_{пц}} - \frac{N}{N-1}\frac{i''}{i'}\frac{\delta_{i''_{пц}}}{2}\right)\right], \qquad (7)$$

где $\delta_{i'_{пц}}$ и $\delta_{i''_{пц}}$ — относительные значения изменений единичных и нулевых токов формирователя за время, равное половине цикла работы преобразователя. Учитывая, что $\pi \gg \varphi$ и $i'' \ll i'$, из (7) получим

$$\bar{i}_{ср} \approx \frac{N-1}{N}\frac{\varphi}{2\pi} i' \left(1 + \frac{\pi}{2\varphi}\delta_{i'_{пц}}\right). \qquad (8)$$

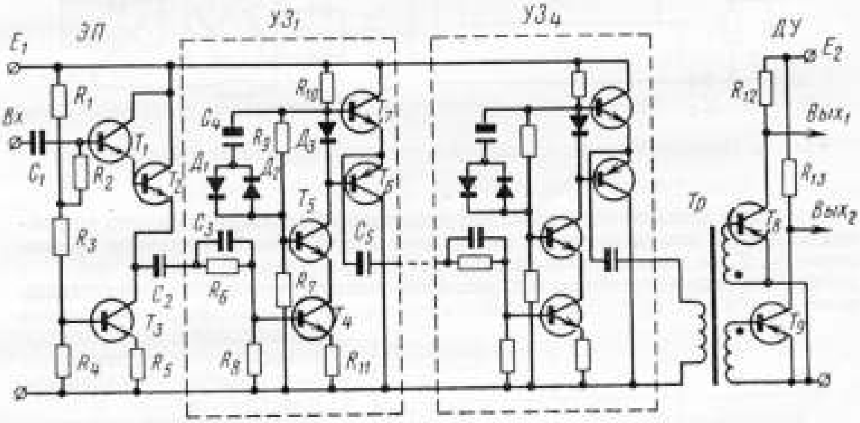


Рис. 4. Принципиальная схема входного канала триггерного преобразователя

Таким образом, эффект умножения нестабильности тока формирователя проявляется и в одноканальном преобразователе. Однако этот эффект на результат измерения влияет в значительно меньшей степени. В этом нетрудно убедиться, сравнив множители при коэффициенте $\pi/2\varphi$ в формулах (8) и (4): $\delta_{i'_{пц}}$ — характеризует входящее в (8) изменение тока формирователя за половину цикла работы преобразователя, т. е. за 10—20 мс, тогда как входящие в (4) $\delta_{i'_1}$ и $\delta_{i'_2}$ — изменения токов аналогичных формирователей, но за время между калибровкой прибора и концом измерения (в лучшем случае за 10—20 с). Следовательно, при равных скоростях изменения токов формирователей умножаемая величина в одноканальном преобразователе оказывается на 2—3 порядка меньше, чем в двухканальном; это дает соответствующее уменьшение дрейфа нуля.

Для экспериментальной проверки рассмотренного выше способа уменьшения дрейфа нуля во ВНИИМ им. Д. И. Менделеева был изготовлен коммутационный нулевой фазовый индикатор, построенный по принципу низкочастотного одноканального триггерного преобразователя (см. рис. 2). Принципиальные схемы основных узлов этого прибора даны на рис. 4 и 5. Усилители — ограничители фазоиндикатора (рис. 4) содержат по четыре одинаковых усилительных звена

($УЗ_1$—$УЗ_4$), собранных по каскодной схеме (T_4, T_5), охваченных линейной обратной связью по току (R_{11}) и напряжению (R_9), и нелинейной ($Д_1$, $Д_2$, C_4) — по напряжению. Каждое $УЗ$ содержит также согласующий комбинированный эмиттерный повторитель (T_6, T_7) и фиксированный резистивный делитель входного сигнала (R_6, R_8), верхнее плечо которого зашунтировано конденсатором C_3, ком-

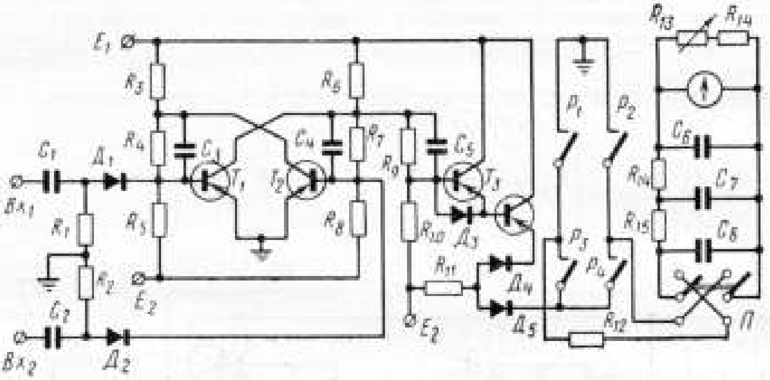


Рис. 5. Принципиальная схема формирующего устройства и интегрирующего прибора

пенсирующим запаздывание, вносимое усилителем. В качестве входного устройства в каждом канале применен эмиттерный повторитель на составном транзисторе (T_1, T_2) с динамической нагрузкой (T_3, R_4, R_5).

Формирующее устройство (см. рис. 5) выполнено по диодной схеме переключения тока ($Д_4$, $Д_5$, R_{11}), управляемой с помощью триггера (T_1, T_2), с которым она

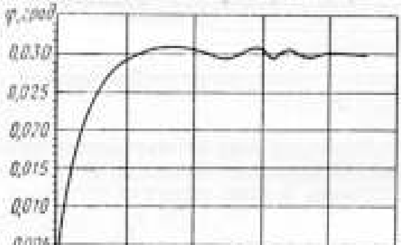


Рис. 6. Дрейф нуля преобразователя с временным разделением каналов

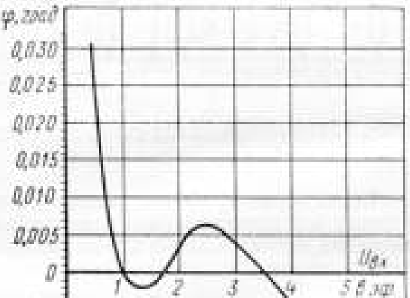


Рис. 7. Зависимость изменений выходной величины преобразователя от входных сигналов

связана через составной эмиттерный повторитель (T_3, T_4) и делитель напряжения (R_9, R_{10}). Для увеличения крутизны фронтов формируемых импульсов, R_9 зашунтировано с помощью C_5, а переход эмиттер—база T_3 — диодом $Д_3$. На рис. 5 показан также интегрирующий прибор, представляющий трехзвенный фильтр (R_{12}, C_6; R_5C_7; $R_{14}C_8$), к выходу которого подсоединен гальванометр $Г$.

Результаты экспериментальных исследований фазоиндикатора на частоте 500 Гц при $U_{вх}$ = 1В представлены на рис. 6 и 7. При измерении дрейфа нуля (рис. 6) прибор «прогревался» в течение 2 мин, после чего был установлен нуль. Наибольший дрейф нуля имеет место в течение первого часа и составляет около 0,03°. После 1,5 ч работы колебания указателя не превышают в размахе 0,002°. Влияние одновременного изменения входного сигнала обоих каналов показано на рис. 7.

Как следует из результатов экспериментальных исследований, рассмотренный способ уменьшения дрейфа нуля триггерных преобразователей позволяет увеличить их чувствительность в диапазоне звуковых частот до 0,001—0,005°. Характерно, что при одноканальном преобразовании дрейф нуля определяется, в основном, нестабильностями усилителей-ограничителей. Это позволяет надеяться, что их усовершенствование повысить чувствительность преобразователя еще на порядок, т. е. до 0,005—0,0005°.

Поступила в редакцию
18/III 1971 г.

УДК 531.761.08 : 621.38

В. Ф. БОРИСОВ, О. И. ГУТОРОВ, Е. Д. КОЛТИК, С. А. КРАВЧЕНКО

ВНИИМ

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ ПРИБОР ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ НАНОСЕКУНДНЫХ ИНТЕРВАЛОВ ВРЕМЕНИ

Для измерения наносекундных интервалов времени широко применяется метод преобразования временного интервала в амплитуду [1—5]. Этот метод, позволяющий решить поставленную задачу с помощью сравнительно простой электронной схемы и обеспечивающей высокую точность преобразования, заключается в получении напряжения (тока), амплитуда которого пропорциональна измеряемому интервалу времени. Для этой цели используется линейный заряд или разряд интегрирующей емкости. Приращение напряжения на конденсаторе $u = \int \frac{I}{C}\, dt$, где I величина тока; C — величина емкости конденсатора, Ф.

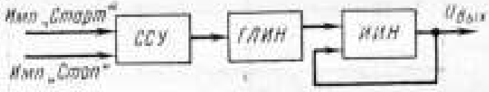


Рис. 1. Блок-схема измерителя наносекундных интервалов времени.

Если в течение времени интегрирования значение зарядного (разрядного) тока остается постоянным, то выходное напряжение оказывается пропорциональным длительности измеряемого временного интревала.

Прибор работает следующим образом. Две последовательности импульсов одной и той же полярности, сдвинутые относительно друг друга во времени, поступают на стартстопное устройство (ССУ), как показано на рис. 1. Импульсы «Старт» (рис. 2, *I*) взводят триггер ССУ, а импульсы «Стоп» (рис. 2, *II*) опрокидывают его в исходное состоя-

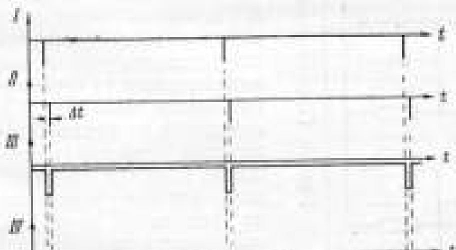


Рис. 2. Временные диаграммы, поясняющие работу стартстопного устройства

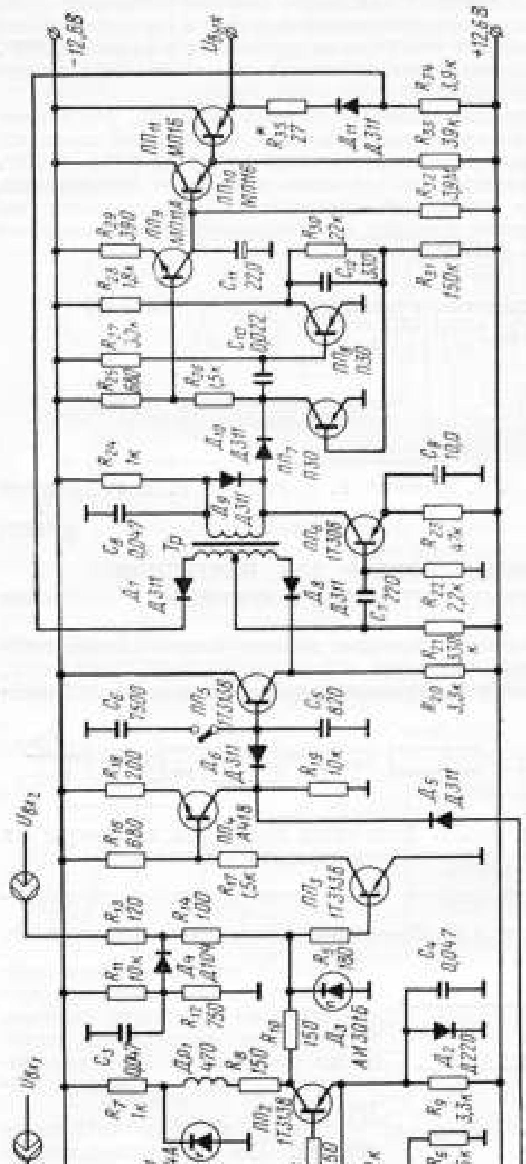


Рис. 3. Принципиальная электрическая схема измерителя наносекундных интервалов времени

ние. Таким образом на выходе стартстопного устройства формируются импульсы (рис. 2, *III*), длительность которых равна временному сдвигу между импульсами «Старт» и «Стоп». Импульсы с выхода *ССУ* поступают на генератор линейно изменяющегося напряжения (*ГЛИН*). В течение времени действия импульса *ССУ* в *ГЛИН* постоянным током заряжается интегрирующий конденсатор (C_5 или C_5 плюс C_6). После прихода импульса «Стоп» конденсатор медленно разряжается через большое разрядное сопротивление, т. е. в *ГЛИН* происходит преобразование наносекундного временного интервала в пропорциональную ему амплитуду пилообразного напряжения (рис. 2, *IV*). Выходное напряжение с *ГЛИН* поступает на измеритель импульсного напряжения (*ИИН*) следящего типа, который вырабатывает постоянное или медленно меняющееся выходное напряжение, равное амплитуде выходного напряжения *ГЛИН*.

На рис. 3 представлена принципиальная схема прибора, которая работает следующим образом. В исходном состоянии рабочая точка триггера стартстопного устройства, выполненного на туннельном диоде АИ301Б ($Д_3$), находится на первой восходящей ветви характеристики. Падения напряжения, которое возникает на туннельном диоде $Д_3$, оказывается недостаточно для открывания транзистора $ПП_2$ и, следовательно, транзистор $ПП_4$ будет закрыт. Интегрирующая емкость C_5 не заряжается. Стартовые импульсы отрицательной полярности, поступающие через диодный ограничитель и резистор R_{14} со входа 2, перемещают рабочую точку триггера на вторую восходящую ветвь. При этом транзистор $ПП_3$ открывается и входит в режим насыщения. С этого момента начинается заряд интегрирующего конденсатора C_5 током, который стабилизируется транзистором $ПП_4$.

В качестве источника питания триггера используется падение напряжения на полупроводниковом диоде $Д_1$ типа Д814А, включенном в прямом направлении. При поступлении импульса «Стоп» отрицательной полярности на входы транзисторов $ПП_1$ и $ПП_2$ последние открываются и входят в режим, близкий к насыщению. При этом рабочая точка триггера вновь переходит на первую восходящую ветвь характеристики туннельного диода. Этот переход облегчается тем, что на эмиттеры транзисторов $ПП_1$ и $ПП_2$ подается небольшое положительное напряжение смещения, снимаемое с диода $Д_2$. Так как из-за рассасывания неосновных носителей базы транзисторы $ПП_3$ и $ПП_4$ закрываются с некоторым временным запаздыванием относительно импульса «Стоп», то для более быстрого прекращения заряда интегрирующего конденсатора через диод $Д_5$ подается сигнал запрета с импульсного усилителя $ПП_1$.

Приращение напряжения на интегрирующем конденсаторе пропорционально временному интервалу между стартовым и стоповым импульсами, т. е.

$$\Delta U_{\text{вых}} = \frac{I_{\text{ст}}\,\Delta t}{C},$$

где $I_{\text{ст}}$ — стабилизированный ток заряда; Δt — временной интервал; C — емкость интегрирующего конденсатора. Напряжение с интегрирующего конденсатора через эмиттерный повторитель $ПП_5$ поступает на схему измерителя импульсного напряжения следящего типа, на выходе которой вырабатывается напряжение, равное по величине амплитудному значению входного сигнала. Падение напряжения на резисторе R_{19}, диоде $Д_6$ и участке база — эмиттер $ПП_5$ при отсутствии входных сигналов от стартстопного устройства компенсируется падением напряжения на резисторе R_{35} и диоде $Д_{11}$ так, чтобы выходное напряжение схемы было бы равно нулю.

При использовании в измерителе импульсного напряжения диодно-регенеративной схемы сравнения $ПП_6$ приведенная погрешность прибора не превышает 0,15%. Бóльшая погрешность вносится при формировании импульсов стартстопного устройства и при преобразовании длительности импульса в амплитуду. Коллекторный ток полупроводникового импульсного стабилизатора, которым заряжается через диод $Д_8$ интегрирующий конденсатор C_5, частично ответвляется через резистор R_{19}.

Величина этого тока приблизительно пропорциональна мгновенному значению напряжения на C_5, что приводит к уменьшению скорости заряда конденсатора, а это в свою очередь нарушает линейную зависимость между интервалом времени и приращением напряжения. Погрешность полупроводникового измерителя наносекундных интервалов времени за счет неравномерности заряда интегрирующего конденсатора во времени может быть определена из выражения

$$\gamma = \frac{U_c + U_д}{2RI_{\text{ст}}} = \frac{\Delta t}{2CR}\left(1 - \frac{U_д C}{I_{\text{ст}}\,\Delta t}\right),$$

где $U_д$ — прямое падение напряжения на диоде при заряде C_5; U_c — напряжение на конденсаторе C_5; $I_{\text{ст}}$ — коллекторный ток ключевого транзистора; R — сопротивление, шунтирующее C_5 (R_{19});

Для указанных на рис. 3 значений сопротивления резистора R_{19} и емкости конденсатора C_5 нелинейность функции выходного напряжения от временного интервала составляет 2—2,5%. Как видно из выражения, с ростом сопротивления R_{19} линейность функции повышается. Однако при увеличении этого сопротивления за счет непостоянства тока базы под влиянием различных дестабилизирующих факторов, и прежде всего от температуры, происходит смещение нулевого уровня. Изменение коэффициента усиления по току эмиттерного повторителя на транзисторе $ПП_5$ от 50 до 80 приводит к изменению падения напряжения на R_{19}

на 0,3 В. Кроме того, с ростом температуры уменьшается падение напряжения на базо-эмиттерном переходе, что также приводит к смещению нулевого уровня на выходе эмиттерного повторителя.

Уменьшение температурной зависимости в приборе достигается введением цепочки температурной компенсации, состоящей из последовательно включенных сопротивления R_{35} и диода $Д_{11}$. При изменении окружающей температуры от —5 до +60° С смещение «нуля» на выходе прибора не превышало 50—60 мВ.

Дифференциальная погрешность, которая обусловлена изменением тока заряда во времени из-за наложения на плоскую часть импульса тока затухающего колебательного процесса сравнительно высокой частоты (20—50 МГц), оказалась незначительной. Экспериментально снятая зависимость выходного напряжения от временного запаздывания между стартовыми и стоповыми импульсами показала, что максимальная погрешность прибора в диапазоне измеряемых интервалов 50—500 нс не превышала ±3 нс.

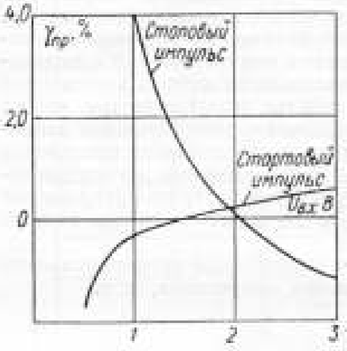


Рис. 4. Зависимость погрешности измерения прибора от амплитуды стартового и стопового импульсов

На рис. 4 представлены кривые приведенной погрешности в зависимости от амплитуды стартового и стопового импульсов, которые снимались при длительностях импульсов 35—40 нс, временном запаздывании между импульсами $t_{зап} = 100$ нс и длительностях передних и задних фронтов импульсов порядка 10—12 нс. Схема прибора потребляет от стабилизированных источников питания —12,6 В и +12,6 В около 0,5 Вт. Нормальная работоспособность схемы сохраняется в интервале температур от —5 до +60° С. С помощью данного прибора могут измеряться временные интервалы от 50 до 500 нс и от 500 нс до 5 мкс с приведенной погрешностью 0,5%.

ЛИТЕРАТУРА

1. Басиладзе С. Г. Преобразователь время — амплитуда микросекундного диапазона. «Приборы и техника эксперимента», 1967, № 4.

2. Ефимчик М. К., Зайцева А. М., Чернявский А. Ф. Время—амплитудный конвертор наносекундного диапазона. «Приборы и техника эксперимента», 1968, № 2.

3. Будяшов Ю. Г., Зинов В. Г. Широкодиапазонный время—амплитудный конвертор. «Приборы и техника эксперимента», 1968, № 4.

4. Moritz I., Schneider V. Measurement of time differences in the range millito picoseconds. «Rev. Scient. Instrum.», 1967, 38, N 9.

5. Арменский Е. В., Жирков В. Ф., Рыбин В. М. Полупроводниковый измеритель амплитуды импульсов. «Измерительная техника», 1964, № 12.

Поступила в редакцию
15/XI 1970 г.

УДК 681.34 : 621.316.56

А. Н. ГУТОРОВА, А. К. КОЛЕСНИК, Е. К. ПАВЛОВ, А. Д. ХАНТЕЛЬ

ВНИИМ

БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЙ ЭЛЕКТРОННЫЙ КОММУТАТОР ДЛЯ АНАЛОГО-ЦИФРОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Электронные коммутаторы находят широкое применение в различных устройствах измерительной техники. Особо высокие требования предъявляются к электронным коммутаторам (ЭК) при их работе с точными и быстродействующими многоканальными аналого-цифровыми преобразователями (АЦП). В этом случае, кроме погрешностей из-за неидеальности параметров переключающих элементов, приобретает существенное значение влияние переходных процессов и внутренних помех прибора. Практический интерес представляет разработка быстродействующего электронного коммутатора, обладающего малыми погрешностями, помехоустойчивого и работающего в широком диапазоне температур. Результаты разработки представлены в настоящей статье.

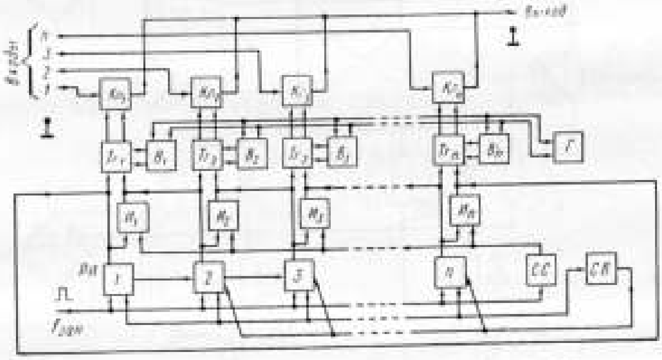


Рис. 1. Блок-схема электронного коммутатора

Электронный коммутатор построен по схеме с отключением невыбранных каналов [1], преимуществом которой является возможность получения коэффициента передачи, близкого к единице. К недостаткам этой схемы следует отнести невзаимное влияние каналов из-за токов утечки закрытых ключей, однако при небольшом числе каналов (10—20) это влияние не существенно.

Блок-схема электронного коммутатора (рис. 1) состоит из следующих основных узлов:

1) распределителя импульсов *РИ*, определяющего последовательность срабатывания каналов во времени;

2) блока согласующего устройства *СУ*, служащего для согласования управляющих цепей ключа со схемой распределительного устройства и для исключения взаимных связей по цепям управления между ключами коммутирующего устройства. Блок *СУ* состоит из схем совпадения $И_1—И_n$ и триггеров $Тг_1—Тг_n$;

3) блока электронных ключей $Кл_1—Кл_n$, осуществляющего коммутацию входных напряжений на общую нагрузку, которой в данном случае является входное сопротивление преобразователя напряжение—код.

Прибор работает следующим образом. В исходном состоянии выход первой ячейки *РИ* находится под высоким потенциалом около —1,2 В (состояние I), выходы всех остальных ячеек — под низким потенциалом около —1,2 В (состояние «О»). При этом ключ $Кл_1$ открыт, а $Кл_2—Кл_n$ — закрыты. На выход ЭК подключается входное напряжение 1-го канала. С приходом первого тактового импульса ячейка *2* переключается в положение I, а ячейка *1* возвращается в положение О, все остальные находятся в положении О.

Выходным импульсом ячейки 2 *РИ* (передним фронтом) триггер $Тг_2$ перебрасывается в положение I, а триггер $Тг_1$ — в положение 0, при этом ключ $Кл_2$ открывается. Одновременно от заднего фронта тактового импульса запускается схема сброса *СС*, отрицательный импульс с выхода которой поступает на схемы совпадения $И_1$—$И_n$. На второй вход схем совпадения поступают потенциалы с выходов соответствующих ячеек *РИ*. При разрешающем (—12 В) потенциале последнего схема $И_1$ сработает и выдаст на выходе положительный импульс, возвращающий триггер в положение, при котором ключ $Кл_1$ закроется.

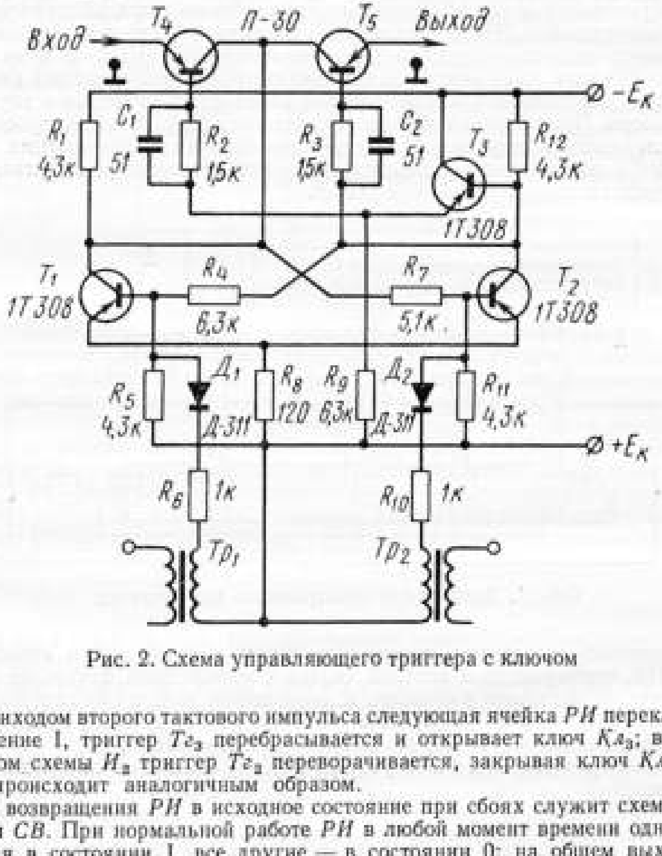


Рис. 2. Схема управляющего триггера с ключом

С приходом второго тактового импульса следующая ячейка *РИ* переключается в положение I, триггер $Тг_3$ перебрасывается и открывает ключ $Кл_3$; выходным импульсом схемы $И_2$ триггер $Тг_2$ переворачивается, закрывая ключ $Кл_2$. Далее работа происходит аналогичным образом.

Для возвращения *РИ* в исходное состояние при сбоях служит схема восстановления *СВ*. При нормальной работе *РИ* в любой момент времени одна ячейка находится в состоянии I, все другие — в состоянии 0; на общем выходе всех ячеек имеется напряжение определенной величины. Если произошел сбой, т. е. несколько ячеек (больше одной) *РИ* находятся в состоянии I, то напряжение на общем выходе увеличивается до величины, достаточной для того, чтобы *СВ* сработала и выдала импульс. Этот импульс подводится параллельно ко всем ячейкам, кроме первой, и сбрасывает их в исходное состояние.

С приходом следующего тактового импульса начинается нормальная работа устройства. Для повышения помехоустойчивости триггерных ячеек служит схема сброса *СС*, которая с приходом каждого тактового импульса подтверждает или исправляет, если произошел сбой, состояние триггеров ключей $Тг_1$—$Тг_n$. Особенность работы схемы *ЭК* — возможность изменения частоты переключения каналов от нуля до f_{max}. Это обусловливается тем, что ключи управляются триггерами, т. е. устройствами, имеющими два устойчивых состояния. С помощью специальных тумблеров можно производить непрерывное подключение одного (любого) канала на выход. Такой режим работы необходим при градуировке и поверке прибора.

Принципиальные схемы основных узлов электронного коммутатора имеют следующие особенности. Для повышения точности ключи коммутаторов построены по компенсационной схеме с инверсным включением транзисторов. Принципиальная схема одного канала совместно с управляющим триггером показана на рис. 2.

Быстродействие коммутатора определяется типом ключевых транзисторов и схемой управления ключами. Наиболее высокочастотными ключевыми транзисторами широкого применения являются германиевые транзисторы П-30, обладающие малыми обратными токами и небольшим сопротивлением в прямом направлении. Для получения максимального быстродействия схемы, а также возможности изменения частоты работы в широких пределах применена гальваническая связь триггеров управления со входом ключей. При этом источники пита-

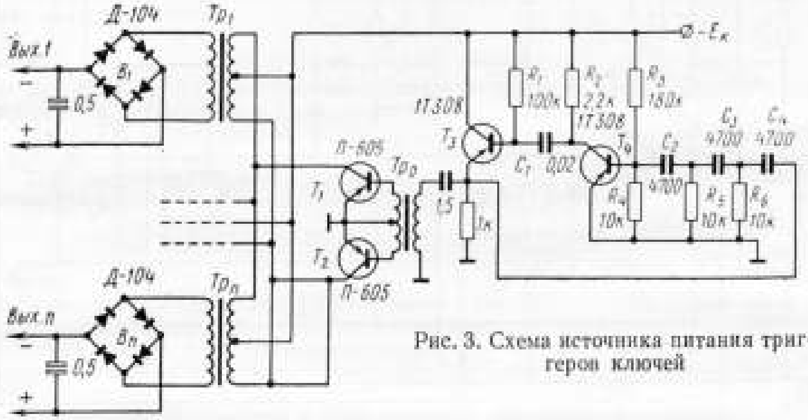


Рис. 3. Схема источника питания триггеров ключей

ния триггеров каждого канала должны быть автономными для исключения взаимного влияния между каналами. Источник питания триггеров представляет собой задающий *RC*-генератор синусоидальных колебаний с усилителем мощности (рис. 3), нагруженный на трансформаторы; число последних равно числу каналов. Напряжение со вторичной обмотки каждого трансформатора выпрямляется индивидуальным выпрямителем и фильтруется. При выборе частоты генератора для питания триггеров руководствуются следующим.

С повышением частоты увеличиваются помехи этой частоты на выходе ЭК (проникновение их объясняется емкостью монтажа и межэлектродными емкостями транзисторов), уменьшение частоты приводит к увеличению габаритов и веса трансформаторов и фильтров. Как показали эксперименты, оптимальные соотношения получаются при $f \approx 300 \div 500$ Гц; при этом амплитуда помехи не превышает 3 мВ. Для уменьшения помех необходимо также, чтобы форма кривой напряжения на выходе усилителя мощности была близка к синусоидальной.

Схема *РИ* выбирается с учетом максимальной помехоустойчивости, возможности изменять частоту переключения в широких пределах (от нуля) и наибольшей экономичности схемы по числу элементов, приходящихся на один канал.

Возможно построение схем *РИ* с помощью кольцевых пересчетных схем, распределителя матричного типа, многофазных триггеров и многофазных мультивибраторов. Первые две схемы достаточно сложны и имеют невысокую помехозащищенность, последняя не позволяет изменять частоту переключения в широких пределах. В бóльшей степени удовлетворяет поставленным требованиям схема на многофазных триггерах [5] с использованием многослойных управляемых диодов (рис. 4).

В настоящее время нашей промышленностью выпускаются управляемые диоды, обладающие сравнительно большим временем восстановления (30 мкс), поэтому в разработанной схеме вместо диодов были использованы высокочастотные транзисторы типа $n-p-n$ (2Т301) и $p-n-p$ (1Т308В). В исходном состоянии первый переключающий диод, комбинация транзисторов (T_1 и T_2) находятся в режиме насыщения. На общем эмиттерном сопротивлении R_9 создается падение напряжения, которое запирает все остальные переключающие диоды. Этот же потенциал подается на выход РИ и поступает на схему восстановления.

С приходом первого тактового импульса положительной полярности первый переключающий диод запирается и на его выходе (эмиттер транзистора T_1) образуется отрицательный перепад, который запирает диод $Д_3$, при этом емкость C_1 начинает заряжаться и своим зарядным током открывает второй переключающий диод (T_3, T_4). За счет тока этого диода на сопротивлении R_9 создается падение напряжения, которое поддерживает в закрытом состоянии все другие переключаю-

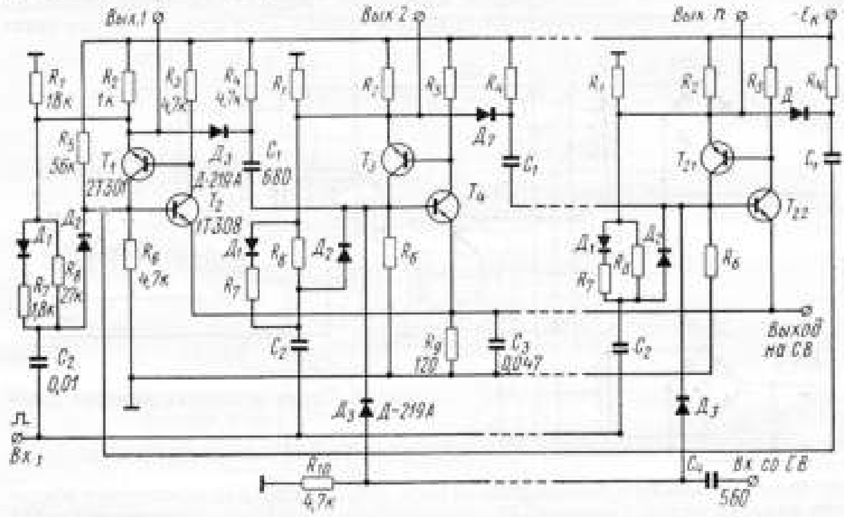


Рис. 4. Схема распределителя импульсов

щие диоды, в том числе и первый, на входе которого запирающий потенциал от тактового импульса уже снят. Насыщенное состояние второго диода будет поддерживаться до тех пор, пока не будет подан на его вход запирающий потенциал от тактового импульса.

Такое устойчивое состояние после разряда емкости C_1 можно объяснить следующим образом. Напряжение на сопротивлении R_9, при котором запираются остальные диоды, для данного диода является отпирающим, так как транзистор T_4 ($p-n-p$) насыщен, сопротивление его мало, потенциал U_{R_9} поступает на транзистор T_3 ($n-p-n$) и служит для него отпирающим. Падение напряжения коллекторного тока транзистора T_3 поддерживает насыщенное состояние T_4.

С приходом второго тактового импульса, величина напряжения которого должна быть больше потенциала U_{R_9} от тока транзистора T_3, транзисторы T_3 и T_4 запираются, и далее работа схемы происходит аналогичным образом.

Быстродействие работы ЭК определяется в основном временем рассасывания неосновных носителей транзисторов. Высокочастотные транзисторы типа 1Т308 имеют $t_{расс} \approx 1$ мкс при $I_К = 50$ мА, типа 2Т301 $t_{расс} = 5$ мкс при $I_К = 10$ мА.

Ниже приводятся основные соображения по выбору элементов схемы. Величина сопротивления нагрузки R_2 выбирается с учетом необходимого тока нагрузки и допустимых величин постоянных времени выходной цепи. Для незначительного уменьшения выходного напряжения необходимо иметь $U_{R_9} \approx (0{,}1 \div 0{,}2)\,E_К$ или $R_9 \approx (0{,}1 \div 0{,}2)\,R_2$, так как при насыщении все электроды транзисторов стягиваются в точку.

Ток транзистора T_2

$$I_{T_2} = \frac{E_к}{\dfrac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} + R_9} \leqslant I_{T_2\,доп}.$$

Выбор сопротивления R_4 определяется, исходя, с одной стороны, из минимально допустимого значения входного сопротивления по управляющему входу, с другой стороны — из устойчивой работы схемы при повышенной температуре.

Отличие схемы первого каскада $РИ$ от всех последующих заключается в том, что на базу транзистора T_1 задается отрицательный потенциал, определяемый делителем R_5, R_6. Для отпирания T_1 при $U_{R_9} = 0$ необходимо выполнить условие

$$I_{б1} \geqslant I_{к2}\,\beta_{1\,\min}\beta_{2\,\min}$$

или, что то же самое,

$$R_5 \leqslant R_2\,\beta_{1\,\min}\beta_{2\,\min},$$

где $\beta_{1\,\min}$, $\beta_{2\,\min}$ — соответственно наименьшие значения коэффициентов усиления для транзисторов T_1 и T_2.

Схема РИ на многофазных триггерах более помехоустойчива, чем триггерная, и позволяет легко восстанавливать исходное состояние при сбоях.

При расчете погрешности преобразования сигнала схемой используем выражение для выходного напряжения ЭК [2]

$$U_в = \frac{R_н\left[(U_i + U_0)(R + r_з) + (n-1)(U + I_0 r_з)(R + r_0)\right]}{R_н(R + r_з) + (n-1)R_н(R + r_0) + (R + r_0)(R + r_з)}, \qquad (2)$$

где U_i — напряжение на входе подключенного канала; U — напряжение на входе отключенных каналов, $R_н$ — сопротивление нагрузки ЭК; I_0 — остаточные токи закрытых ключей; U_0 — остаточное напряжение закрытых ключей; $r_з$ — сопротивление закрытых ключей; r_0 — сопротивление открытых ключей; R — внутреннее сопротивление источника сигнала; n — число каналов ЭК.

Выражение (2) выведено в предположении следующих допущений:

1) все ключи имеют одинаковые параметры r_0, $r_з$, I_0 и U_0;

2) внутренние сопротивления источников сигнала имеют одинаковую величину;

3) на входы отключенных каналов поданы напряжения, равные максимальному входному напряжению.

Считается, что систематическая составляющая погрешности может быть исключена или при градуировке, или в процессе обработки результатов измерения. В общем случае для оценки случайной погрешности ЭК необходимо указать распределение вероятности погрешности для каждой точки шкалы. Однако это осуществить трудно. Поэтому в ряде случаев ограничиваются знанием дисперсии. Случайная составляющая погрешности ЭК возникает в результате неполного исключения систематической погрешности, смены за период времени между поверками элементов коммутатора, изменения параметров при случайных изменениях внешних условий в некоторых пределах. В соответствии с методикой [3] представим погрешность ЭК как функцию параметров его элементов, т. е.

$$\Delta_{ЭК} = f(r_0,\ r_з,\ I_0,\ U_0,\ R_н,\ R). \qquad (3)$$

Дисперсия случайной составляющей погрешности

$$D\left(\Delta_{ЭК}\right) = m_{r_0}^2 D_{r_0} + m_{r_з}^2 D_{r_з} + m_{I_0}^2 D_{I_0} + m_{U_0}^2 D_{U_0} + m_R^2 D_R + m_{R_н}^2 D_{R_н},$$

где m_{r_0}, $m_{r_з}$, m_{I_0}, m_{U_0}, m_R и $m_{R_н}$ — коэффициенты влияния, которые определялись как частные производные выходного напряжения по соответствующим аргументам.

Согласно рекомендациям [3], случайные отклонения параметров элементов можно считать распределенными по равновероятному закону в пределах отклонений. На основании экспериментальных и литературных данных [4] значения параметров элементов, их отклонений и температурных коэффициентов приняты следующими:

$$r_0 = 3 \pm 1 \text{ Ом}; \quad \alpha_{r_0} = 0{,}02;$$
$$r_з = 15 \pm 1{,}5 \text{ МОм}; \quad \alpha_{r_з} = 0{,}035;$$
$$U_0 = 0{,}3 \pm 0{,}15 \text{ мВ}; \quad \alpha_{U_0} = 0{,}003;$$
$$I_0 = 0{,}15 \pm 0{,}075 \text{ мкА}; \quad \alpha_{I_0} = 0{,}02;$$
$$R = 200 \pm 20 \text{ Ом}; \quad \alpha_R = 0{,}05;$$
$$R_н = 10 \text{ кОм} \pm 50 \text{ Ом}; \quad \alpha_{R_н} = 0{,}01.$$
$$U = 10 \text{ В};$$

В результате расчета получено, что приведенная к пределу результирующая среднеквадратическая погрешность $\sigma \approx 0{,}1\%$, дополнительная температурная погрешность $\delta = 0{,}02\%$ на 10° С.

Опытный образец электронного коммутатора на 11 каналов, построенный по приведенной схеме, имеет следующие технические характеристики:

Диапазон коммутируемых напряжений, В . . .	± 7
При нагрузке 10 кОм падение напряжения на прямом сопротивлении ключа, мВ	0,5
Напряжение на нагрузке 10 кОм от токов закрытых ключей:	
при $t = 25°C$ . . . . $\Delta U_н \leqslant 1$ мВ	
при $t = 50°C$ . . . . $\Delta U_н \leqslant 5$ мВ	
Время восстановления напряжения на выходе с погрешностью не более 5 мВ:	
при включении	5 мкс
при выключении	10 мкс

Электронный коммутатор работает с аналого-цифровым преобразователем, имеющим время преобразования 40 мкс.

ЛИТЕРАТУРА

1. Михайловский В. Н., Свенсон А. Н. Электронные коммутаторы. ГИТЛ, Киев, 1961.

2. Полянская Т. И. Оценка статической погрешности коммутаторов с отключением неопрашиваемых каналов. Труды ЛЭТИ, вып. 78, 1968.

3. Рабинович Б. Е. Методика суммирования частных погрешностей в области радиотехнических измерений. Труды институтов Комитета стандартов, вып. 57 (117), Стандартгиз, 1962.

4. Калинчук Б. А., Пичугин О. А. Полупроводниковые модуляторы. «Энергия», 1969.

5. Беленький Я. Е. Многофазные релаксаторы. «Наукова Думка», 1966.

Поступила в редакцию
24/IV 1971 г.

СОДЕРЖАНИЕ

Общие вопросы

Методы исследований

Измерительные преобразователи и их метрологические свойства

РЕФЕРАТЫ ПУБЛИКУЕМЫХ СТАТЕЙ

УДК 62—791.2 : 001.4

О ТЕРМИНОЛОГИИ В ОБЛАСТИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

Л. И. Довбета, Я. Г. Неуймин, Б. А. Школьник

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области теории и техники измерительных систем, вып. 137 (197) 1972 г., стр. 3—9.

Рассматриваются вопросы терминологии в области измерительных систем. Предложен перечень терминов с предварительными определениями понятий, расширяющий область использования терминологии в метрологии.
Библиографий 19.

УДК 62—791.2 : 001.4

К ОПРЕДЕЛЕНИЮ ПОНЯТИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ

Л. И. Довбета

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области теории и техники измерительных систем, вып. 137 (197), 1972 г., стр. 9—13.

Перечислены технические признаки, необходимые и достаточные для того, чтобы отнести средство измерения к подклассу измерительных систем. Дается определение понятия измерительная система.
Библиографий 10.

УДК 621.391.8

К РАСЧЕТУ СМЕШАННЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ПРОЦЕССОВ С ШУМОМ

Ю. Л. Бортняков

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области теории и техники измерительных систем, вып. 137 (197), 1972 г., стр. 13—17.

Рассматривается система передачи непрерывного процесса, который является аддитивной смесью измеряемого процесса и шума, по дискретному каналу связи. Показано, что погрешность и параметры системы могут быть рассчитаны на основании результатов, полученных для систем передачи только измеряемого процесса.
Иллюстраций 1.

УДК 62—791.2 : 621.3.019.3

ОБ ОДНОМ СПОСОБЕ ОЦЕНКИ НАДЕЖНОСТИ СЛОЖНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

Е. А. Веселов, В. В. Волков, В. В. Тюков

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области теории и техники измерительных систем, вып. 137 (197), 1972 г., стр. 17—21.

Выводится точная формула для определения математического ожидания количества потерянной информации $\Delta W(T)$ за время T в сложной измерительной системе, обладающей иерархической структурой.
Иллюстраций 2.

УДК 621.391.8 : 519.27

ВЛИЯНИЕ НЕПОЛНОТЫ СВЕДЕНИЙ О СТАТИСТИЧЕСКИХ СВОЙСТВАХ СИГНАЛОВ НА ВЫБОР ИНТЕРВАЛА ДИСКРЕТИЗАЦИИ ПРИ ИССЛЕДОВАНИИ СЛУЧАЙНЫХ ПРОЦЕССОВ

Г. Ю. Авербух, Э. С. Каташков, Ю. Л. Розов

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области теории и техники измерительных систем, вып. 137 (197), 1972 г., стр. 21—27.

Рассматривается задача выбора интервала дискретизации при исследовании неэргодических стационарных случайных процессов. Оцениваются различные способы выбора обобщенного интервала дискретизации для всех реализаций процесса и выбор интервала дискретизации для каждой реализации с предварительной оценкой статистических характеристик. Приводятся показатели точности и избыточности.

Таблиц 1, иллюстраций 2, библиографий 5.

УДК 621.391.81

ОБ ЭКСПРЕСС-АНАЛИЗЕ ПАРАМЕТРОВ ЗАКОНОВ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ПО КРИТЕРИЮ КОЛМОГОРОВА

Ф. Ф. Дорфман, Э. А. Саакян

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области теории и техники измерительных систем, вып. 137 (197), 1972 г., стр. 27—34.

Посвящена вопросу экспресс-анализа параметров эмпирических законов распределения, поступающих в виде дискретных точек, без предварительного накопления информации об этом законе.

Предлагается методика применения критерия согласия Колмогорова для последовательного экспресс-анализа с целью выяснения аналитического выражения эмпирического закона распределения.

На основе теории случайных выбросов этот критерий модифицируется для снижения вероятности ошибки при определении параметров эмпирического закона.

Таблиц 1, иллюстраций 3, библиографий 3.

УДК 621.391.83

ПОГРЕШНОСТЬ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПО РЕАКЦИИ СИСТЕМЫ НА ПЕРИОДИЧЕСКИЙ СИГНАЛ

Б. А. Школьник

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области теории и техники измерительных систем, вып. 137 (197), 1972 г., стр. 35—38.

Предложена методика оценки погрешности. Приведены результаты для звеньев первого и второго порядка. Показано, что традиционные оценки длительности переходного процесса оказываются слишком грубыми даже для систем низкого порядка. Приведены графики зависимости среднеквадратического отклонения экспериментальных оценок от периода повторения испытательного сигнала.

Иллюстраций 1.

УДК 621.391.8

ОБ УЧЕТЕ ДИНАМИЧЕСКИХ СВОЙСТВ РЕГИСТРАТОРА ПРИ ОПРЕДЕЛЕНИИ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СТАТИСТИЧЕСКИМ МЕТОДОМ

Б. А. Школьник

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области теории и техники измерительных систем, вып. 137 (197), 1972 г., стр. 38—40.

Предложен метод исключения погрешности за счет разброса характеристик каналов регистрации. Показано, что несмещенная оценка равна среднему геометрическому оценок, полученных при повторных измерениях, в которых каналы, используемые для регистрации входного и выходного сигналов, меняются ролями.

УДК 621.373.1

ОБ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ОПТИКО-МЕХАНИЧЕСКОГО ГЕНЕРАТОРА СИГНАЛОВ СЛОЖНОЙ ФОРМЫ

Г. Д. Мугинова

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области теории и техники измерительных систем, вып. 137 (197), 1972 г., стр. 41—45.

Приведены результаты лабораторного исследования оптико-механического генератора сигналов сложной формы. Даны рекомендации по выбору диапазона генерируемых частот. Приведены максимальная и среднеквадратическая погрешности при воспроизведении формы желаемого сигнала, соответствующие частотному диапазону, а также нестабильность частоты генерируемого сигнала.

Библиографий 2, иллюстраций 2, таблиц 1.

УДК 621.391.1

СРАВНЕНИЕ ПОГРЕШНОСТЕЙ НЕКОТОРЫХ МЕТОДОВ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ ПО ДИСКРЕТНЫМ ОТСЧЕТАМ

Ю. Л. Бортняков

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области теории и техники измерительных систем, вып. 137 (197), 1972 г., стр. 45—50.

Сравниваются наиболее распространенные методы восстановления измерительной информации по дискретным отсчетам без учета и с учетом задержки восстановленного процесса относительно исходного, а также с учетом реального (неоптимального) алгоритма построения интерполирующей функции. Показано, что с ростом степени интерполирующего полинома или при учете дополнительных свойств процесса средняя квадратическая погрешность восстановления уменьшается.

Библиографий 3.

УДК 621.317.772.081.1

ИМПУЛЬСНО-ВРЕМЕННОЙ МЕТОД ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ ЕДИНИЦЫ ФАЗОВОГО СДВИГА В ДИАПАЗОНЕ ЗВУКОВЫХ ЧАСТОТ

Б. М. Дрейфус, С. А. Кравченко

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области теории и техники измерительных систем, вып. 137 (197), 1972 г., стр. 50—66.

Рассматривается метод воспроизведения разности фаз, в которой исходной величиной является смещение по оси времени двух идентичных последовательностей импульсных сигналов. Показано, что этот метод наиболее перспективен для точных фазозадающих устройств звукового диапазона частот.

Приводится анализ погрешности и результаты экспериментальных исследований меры разности фаз, использующей этот принцип.

Таблиц 2, иллюстраций 9, библиографий 5.

УДК 621.317.772

НОВЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ВРЕМЕННЫХ СДВИГОВ ПРИ ИСКАЖЕННОЙ ФОРМЕ СРАВНИВАЕМЫХ СИГНАЛОВ

Е. Д. Колтик

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области теории и техники измерительных систем, вып. 137 (197), 1972 г., стр. 66—69.

Рассматривается схема фазоизмерительного устройства на основе использования двойных фигур Лиссажу.

Для случая применения автоматического коммутатора на выходе фазовращателя выведены формулы для расчета фазовой погрешности исходя из частоты коммутации. Рассмотрены условия оптимального измерения фазы импульсно-модулированных сигналов;

Иллюстраций 1.

УДК 621.391.8 : 519.27

ОБ ОДНОЙ МОДЕЛИ СЛУЧАЙНОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ НА ИЗМЕРИТЕЛЬНОЕ УСТРОЙСТВО

Ю. Л. Бортняков, Р. Э. Гут

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области теории и техники измерительных систем, вып. 137 (197), 1972 г., стр. 69—73.

Предлагается аппроксимация измеряемой случайной величины (процесса) с известным многомерным распределением другой случайной величиной (процессом), для которой одномерные распределения и коэффициенты (функции) корреляции совпадают с измеряемой. Рассматривается возможная методика определения указанной многомерной плотности и приводится пример.

Иллюстраций 1, библиографий 3.

УДК 62—791.2.088 : 621.391

О ДИНАМИЧЕСКОЙ ПОГРЕШНОСТИ ЗА СЧЕТ РАССОГЛАСОВАНИЯ ЗВЕНЬЕВ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ

Л. М. Барденштейн, Б. Л. Рыжкин

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области теории и техники измерительных систем, вып. 137 (197), 1972 г., стр. 73—79.

Посвящена анализу динамической погрешности измерительного звена, возникающей при отличии сопротивления нагрузки от номинального. Получены выражения динамической погрешности для детерминированного и случайного входного сигнала.

Иллюстраций 1, библиографий 6.

УДК 621.317.772

ПРИМЕНЕНИЕ ЧАСТОТНЫХ СИНТЕЗАТОРОВ В ФАЗОМЕТРИИ

С. А. Кравченко

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области теории и техники измерительных систем, вып. 137 (197), 1972 г., стр. 80—91.

Анализируются пути создания образцовой фазометрической аппаратуры для плавных диапазонов частот при высокой стабильности частоты. Одним из перспективных направлений является применение для этих целей частотных синтезаторов.

Даны основные зависимости синтезаторов, их стабильность частоты, перестройка частот и т. д., а также фазометрические схемы, в которых используются частотные синтезаторы. Рассмотрены методы построения и характеристики двух образцовых фазометрических устройств с частотными синтезаторами — широкополосного фазосдвигающего устройства и образцового фазометра, обеспечивающих точность по фазе порядка 0,1° в диапазоне частот от 0,01 Гц до 10 МГц.

Иллюстраций 8, библиографий 9.

УДК 621.383.8.088

ПОГРЕШНОСТИ ТРИГОНОМЕТРИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Ю. Н. Шестопалов

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области теории и техники измерительных систем, вып. 137 (197), 1972 г., стр. 91—94

Анализируются погрешности тригонометрических преобразователей, получены общая формула для расчета погрешности и формулы для расчета максимальных погрешностей от влияния отдельных факторов. Приведены результаты экспериментальной проверки этих формул, пригодных для решения прямой и обратной задачи по определению пределов изменений сигналов от фотоэлектрических интерференционных систем, исходя из требуемой точности измерений.

Иллюстраций 2, библиографий 2.

УДК 681.34 ; 62—501

О ПОСТРОЕНИИ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ СИНУСНО-КОСИНУСНЫХ СИГНАЛОВ

М. Я. Драпкин

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области теории и техники измерительных систем, вып. 137 (197), 1972 г., стр. 94—100.

Показана возможность построения аналого-цифрового преобразователя синусно-косинусных сигналов АЦП на базе составного резистора. Рассмотрен синтез одного из вариантов АЦП, приведены аналитические выражения, описывающие его работу, и анализ точностных характеристик АЦП; обоснован выбор элементов схемы АЦП с дискретностью отсчета в 0,01 периода. Даны функциональные схемы устройств для определения долей и счета целых периодов сигнала.

Иллюстраций 4, таблиц 1.

УДК 621.374.3

К ОЦЕНКЕ ПЕРЕДАТОЧНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК УПРАВЛЯЕМЫХ ФИКСИРУЮЩИХ СХЕМ НА ДИОДАХ

В. А. Вол, С. Н. Чистяков

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области теории и техники измерительных систем, вып. 137 (197), 1972 г., стр. 101—108.

Рассмотрена работа мостовой диодной схемы в режиме слежения за изменяющимся входным сигналом. Выводятся формулы для расчета переходных, амплитудно-частотных и фазо-частотных характеристик подобных схем. Приводятся результаты экспериментальной проверки выведенных формул.

Иллюстраций 3, библиографий 7, таблиц 1.

УДК 621.375 : 621.317

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ ДЛЯ ИНФРАНИЗКОЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ МИКРОВОЛЬТОВОГО УРОВНЯ

Б. А. Калинчук, Е. Я. Мандригель

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области теории и техники измерительных систем, вып. 137 (197), 1972 г., стр. 108—112.

Описывается измерительный усилитель, предназначенный для измерения малых инфранизкочастотных сигналов электрического тока микровольтовых уровней. Приводятся характеристики усилителя. Дается расчет некоторых параметров и составляющих погрешностей усилителя.

Иллюстраций 3, библиографий 3.

УДК 62—791.2 : 621.315.2

КАБЕЛЬНЫЕ ЛИНИИ СВЯЗИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

Л. Н. Довбета, Г. Н. Максимова

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области теории и техники измерительных систем, вып. 137 (197), 1972 г., стр. 112—117.

Приводятся общие положения об особенностях применения кабельных линий связи в измерительных системах и их основных параметрах.

На основе анализа условий использования КЛС в технике связи дается их классификация, формулируются основные задачи проектирования в ИС. Приводятся исходные положения по расчету взаимных влияний в КЛС.

Библиографий 5, иллюстраций 3.

УДК 531.761 : 621.374

РАСЧЕТ ОДНОЙ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ ВРЕМЕННОГО ПОЛОЖЕНИЯ ИМПУЛЬСА

В. А. Вол, Н. А. Вол, В. В. Кудряшев, С. Н. Чистяков

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области теории и техники измерительных систем, вып. 137 (197), 1972 г., стр. 118—121.

Рассматриваются динамические характеристики одной системы автоматического совмещения импульса с заданной точкой периодического сигнала. Выводятся условия устойчивости совмещения и формулы для расчета отклонения совмещаемого импульса от правильного положения в установившемся режиме. Установлено, что эти отклонения прямо пропорциональны управляющим воздействиям и периоду импульсов и обратно пропорциональны постоянной времени системы. Рассмотренная система может быть, в частности, применена для автоматического измерения временных параметров периодических сигналов.

Иллюстраций 4, библиографий 4.

УДК 621.317.77.088 : 621.38

ОБ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ ПОГРЕШНОСТЯХ ЭЛЕКТРОННЫХ ФАЗОМЕТРОВ

В. А. Вол, Г. Ю. Гомак, С. А. Кравченко

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области теории и техники измерительных систем, вып. 137 (197), 1972 г., стр. 121—127.

Анализируется метод определения амплитудно-фазовых погрешностей электронных фазометров. Рассматриваются погрешности, вносимые входными делителями напряжений. Предлагается метод точного определения амплитудно-фазовых погрешностей электронных фазометров и описывается новая аппаратура, реализующая этот метод.

Таблиц 1, иллюстраций 4, библиографий 5.

УДК 62—791.2

О ПРИМЕНЕНИИ КОДОВ С ОБНАРУЖЕНИЕМ И ИСПРАВЛЕНИЕМ ОШИБОК В ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМАХ

М. А. Миневич, Б. А. Школьник

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области теории и техники измерительных систем, вып. 137 (197), 1972 г., стр. 127—132.

Получены выражения, позволяющие оценить целесообразность использования системы с решающей обратной связью для передачи телеметрической информации. Сравнение проводится с прямой системой, использующей групповой код с исправлением ошибок по критерию минимума погрешности.

Библиографий 9.

УДК 621.316.727 : 621.314.6

СПОСОБ УВЕЛИЧЕНИЯ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ТРИГГЕРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ СДВИГА ФАЗ В ПОСТОЯННЫЙ ТОК

Б. М. Дрейфус, Н. Х. Шохор

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области теории и техники измерительных систем, вып. 137 (197), 1972 г., стр. 132—139.

Рассматривается новый способ снижения дрейфа нуля триггерных преобразователей сдвига фаз в постоянный ток путем замены пространственного разделения каналов формирователей импульсных токов — временным. Приводятся функциональные схемы двух преобразователей, реализующих этот принцип на звуковых частотах и результаты экспериментальных исследований. Отмечается, что за счет достигнутого снижения дрейфа чувствительность триггерных преобразователей может быть увеличена в диапазоне звуковых частот до 0,001—0,005°.

Иллюстраций 7.

УДК 531.761.08 : 621.38

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ ПРИБОР ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ НАНОСЕКУНДНЫХ ИНТЕРВАЛОВ ВРЕМЕНИ

В. Ф. Борисов, О. Н. Гуторов, Е. Д. Колтик, С. А. Кравченко

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области теории и техники измерительных систем, вып. 137 (197), 1972 г., стр. 139—142.

Приводится описание схемы полупроводникового прибора для измерения наносекундных интервалов времени. Отмечаются особенности построения схемы. Приводятся технические данные прибора и экспериментальные данные по исследованию схемы на погрешность измерения и температурную стабильность.

Библиографий 5, иллюстраций 4.

УДК 681.34 : 621.316.56

БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЙ ЭЛЕКТРОННЫЙ КОММУТАТОР ДЛЯ АНАЛОГО-ЦИФРОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

А. Н. Гуторова, А. К. Колесник, Е. К. Павлов, А. О. Хантель

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области теории и техники измерительных систем, вып. 137 (197), 1972 г., стр. 143—148.

Дано описание функциональной и принципиальных схем отдельных узлов быстродействующего электронного коммутатора, предназначенного для работы с аналого-цифровым преобразователем. Приведены расчет погрешности и результаты экспериментального исследования.

Иллюстраций 4, библиографий 6.

ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ ТЕОРИИ И ТЕХНИКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

Труды метрологических институтов СССР

Выпуск 137 (197)

Редактор *Н. Н. Александрова*
Техн. редактор *З. Г. Вагер*

Сдано в набор 28/I 1972 г. Подписано в печать 12/VII 1972 г. М-12873. Печ. л. 10. Уч.-изд. л. 12,92. Бум. л. 5. Формат 60×90/16 Бумага типографская № 2 Тираж 800 экз. Цена 1 р. 30 к. Заказ 1497

Ленинградское отделение издательства «Энергия», Марсово поле, 1

Ленинградская типография № 6 Главполиграфпрома Комитета по печати при Совете Министров СССР, Ленинград, 193144, ул. Моисеенко, 10

Цена 1 р. 39 к.