

Г-555

ОБЪЕДИНЕННЫЙ ИНСТИТУТ ЯДЕРНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

10 - 10308

ГЛУШКОВСКИЙ
Михаил Евгеньевич

ИССЛЕДОВАНИЕ
ПУТЕЙ ПОВЫШЕНИЯ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ
АМПЛИТУДНЫХ АНАЛИЗАТОРОВ

Специальность 05.11.10 - Приборы для измерения
ионизирующих излучений и рентгеновские приборы

Автореферат диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Дубна 1976

Работа выполнена в Совзном научно-исследовательском институте приборостроения.

Научный руководитель -
доктор технических наук
профессор

С.С. КУРОЧКИН.

Официальные оппоненты:
доктор технических наук
кандидат технических наук

И.В. ШТРАНИХ,

С.В. МЕДВЕДЬ.

Ведущее научно-исследовательское учреждение - Всесоюзный научно-исследовательский институт радиационной техники.

Автореферат разослан " " _____ 1977 года.

Защита диссертации состоится " " _____ 1977 года

в _____ час на заседании специализированного Ученого совета Д.047.01.05 при ЛНФ и ЛЯР ОИЯИ по адресу:

г. Дубна, Московской обл., 47890, ОИЯИ.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке ОИЯИ.

Ученый секретарь Совета
кандидат физ.-мат. наук

Д.В. ТАРАН.

Повышение быстродействия устройств является одной из важных проблем многих областей науки и техники. Разработка и внедрение быстродействующей аппаратуры для амплитудного анализа в ядерной электронике позволяет значительно сократить время эксперимента или анализа, и, следовательно, соответственно уменьшить их стоимость.

Быстродействующие амплитудные измерительные тракты необходимы при работе с ускорителем в импульсном режиме, при активационном анализе и в ряде других случаев.

Поскольку повышение быстродействия связано с появлением дополнительных погрешностей при измерениях, то в диссертации анализируется также природа этих погрешностей и методы их устранения. Собственно быстродействие, то есть возможность регистрировать максимальное количество информации в единицу времени, определяется рядом факторов. Основными из них являются:

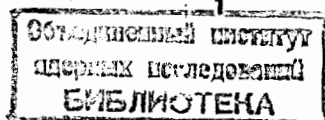
а) мертвое время собственно преобразователя с учетом влияния дополнительных блокировок, зависящих от длительности входных сигналов и формы спектра;

б) режим совместной работы преобразователя и накопителя, то есть наличие разравнивающих или группирующих элементов;

в) время регистрации самого накопителя.

Быстродействующие преобразователи часто работают в импульсном режиме, и при этом необходимо учитывать время установления стационарного режима, которое зависит от вышеперечисленных факторов и интенсивности входного потока.

Искажения измерительных параметров можно условно классифицировать следующим образом:



а) линейные дополнительные погрешности шкалы спектрометра - сдвиг нуля и изменение наклона шкалы (могут быть устранены системой стабилизации);

б) статические нелинейные дополнительные погрешности, которые появляются и при низких нагрузках из-за потенциальной возможности аппаратуры успешно работать при повышенных нагрузках; например, появление цифровой дифференциальной нелинейности при уменьшении мертвого времени преобразователя;

в) динамические нелинейные дополнительные погрешности в виде ухудшения разрешения и появления более сложных искажений спектра при повышении загрузки.

В соответствии с приведенной классификацией излагается материал диссертации, основное содержание которой приводится ниже.

Диссертация состоит из трех глав, причем первая носит обзорный характер, а вторая и третья построены на основе оригинальных работ автора и содержат соответственно теоретический разбор проблем повышения быстродействия и описание конкретных устройств и блоков, разработанных при участии автора и входящих в состав быстродействующих измерительных трактов.

Первая глава посвящена анализу современных быстродействующих амплитудных измерительных трактов по материалам отечественной и зарубежной литературы. Подробно разобраны различные типы амплитудных преобразователей, которые в основном определяют среднее мертвое время и нелинейность всего тракта.

Наиболее распространенными быстродействующими преобразователями являются:

а) время-импульсный с повышенной тактовой частотой или ускоренным преобразованием;

б) поразрядного уравнивания.

Первый тип преобразователей более распространен, однако верхняя граница быстродействия для этого метода ограничивается максимальной частотой тактовых импульсов, которая для серийных преобразователей составляет 100 ± 200 МГц. При ускоренном преобразовании эквивалентная тактовая частота может быть поднята до 300 - 600 МГц, но при этом появляется дополнительная дифференциальная нелинейность.

Второй тип преобразователей имеет среднее мертвое время меньше, чем у преобразователей время-импульсного типа, но требует большого количества прецизионных быстродействующих элементов.

Поскольку в быстродействующих преобразователях используются собственные адресные счетчики тактовых импульсов, то при незначительном усложнении устройства управления преобразователя их можно использовать в качестве разравнивающего устройства. Значительно более эффективным по сравнению с разравниванием является группирование событий на входе накопителя. Введение группировочного ЗУ целесообразно, если имеется быстродействующее буферное ЗУ, емкость которого на порядок меньше, чем у основного накопителя, а изготавливать его такой же емкости неэкономично из-за высокой стоимости и сложности при настройке.

Одновременно с уменьшением среднего мертвого времени тракта необходимо минимизировать дополнительные погрешности, особенно динамические нелинейные.

Для уменьшения дополнительных погрешностей из-за фликтуаций нулевой линии используются восстановители постоянной составляющей, которые одновременно значительно уменьшают искажения из-за наложений на спад и выбросах импульсов.

При этом само включение восстановителя в измерительный тракт (даже при низких нагрузках) несколько ухудшает разрешение спектрометра из-за модификации полосы пропускания тракта. Однако при нагрузках более 10^3 имп/с уменьшение динамических ошибок, как правило, полностью окупает это начальное ухудшение. Чтобы исключить наложения не только на спаде, но и на эффективной длительности импульсов (временной интервал от начала до вершины импульса), применяются специальные режекторы наложений. Условно их можно разделить на две группы:

- 1) режекторы, определяющие наложения по форме импульса, который несколько "удлиняется" при наложениях;
- 2) режекторы полного исключения наложенных сигналов.

Наиболее просты и распространены режекторы первого типа, особенно работающие в дополнительном быстром тракте. При работе в этом тракте длительность импульса пренебрегают, и поэтому алгоритм работы режектора сводится к обнаружению второго импульса после основного во временном интервале, равном эффективной длительности импульса основного тракта. Разрешающее время таких режекторов равно длительности импульса в быстром тракте плюс разрешающее время счетного триггера.

Однако если при наложении входные сигналы имеют незначительный сдвиг относительно друг друга, то такой случай обычным режектором не регистрируется, поскольку форма суммарного сигнала практически не изменяется. Случаи наложений с небольшим сдвигом наложившихся импульсов дают значительные ошибки при измерениях, поскольку приводят к образованию дополнительных экстремумов и сильных неоднородностей в области больших энергий (амплитуд).

Наиболее перспективными поэтому являются спектрометры полного исключения наложенных сигналов, в которых одновременно с набором основного спектра, включающего наложения, искусственным способом набирается спектр, состоящий из одних наложений. После окончания измерений наложения вычитаются, и остается неискаженный спектр. К сожалению, известные практические схемы, осуществляющие этот метод, не могут быть широко использованы из-за сложности их реализации.

Заманчивой является идея аналитического расчета спектра наложенных сигналов, поскольку при этом в измерительный тракт не вводятся какие-либо устройства, вносящие дополнительные погрешности.

Классическим методом расчета наложений является получение распределения нулевой линии, то есть распределения мгновенных значений напряжения на входе преобразователя, а затем суммирование этого распределения с неискаженным амплитудным спектром. Но в чистом виде этот метод не нашел широкого применения, поскольку не отражает специфики работы амплитудного тракта и результаты многочисленных теоретических работ, выполненных в этой области, не подтверждаются экспериментально.

Во второй главе, полностью составленной на основании теоретических работ автора, проводится анализ возможностей повышения быстродействия амплитудных анализаторов с учетом устранения недостатков и дальнейшего развития техники амплитудного анализа, описанной в первой главе.

Для увеличения быстродействия амплитудного измерительного тракта необходимо прежде всего точно определить вклад отдельных устройств в среднее мертвое время всего тракта. Наибольший вклад в это мертвое время вносят, как правило, преобра-

зователь и накопитель. Результирующее мертвое время определяет тип преобразователя:

а) постоянное - для преобразователей с поразрядным уравниванием и время-импульсных, работающих при фиксированном (максимальном) мертвом времени,

б) пропорциональное номеру канала - для время-импульсных преобразователей и

в) ступенчатое - для время-импульсных преобразователей с ускоренным преобразованием.

Если для преобразователей типа а) время преобразования не зависит от формы спектра, то для преобразователей типа б) среднее время в три-пять раз меньше максимального, поскольку реальные спектры имеют спад интенсивности в области больших энергий.

При белом спектре выигрыш во времени преобразования ускоренного время-импульсного по сравнению с обычным составляет

$\chi/2$, где χ - степень ускорения (для оптимального случая, когда $\chi = \sqrt{m}$, где m - максимальное число каналов).

Однако для реальных спектров это отношение несколько уменьшается.

В диссертации приводятся формулы и графики для инженерного расчета среднего времени амплитудного измерительного тракта для любых преобразователей при аппроксимации формы спектра экспонентой $1/I$. Для ускоренного время-импульсного преобразования приняты значения χ , равные 16, 32 и 64. При высоких нагрузках учтено также мертвое время за счет конечной длительности входных сигналов, представленное в виде добавки, продлевающей время преобразования.

Если время регистрации накопителя соизмеримо с временем преобразования, то уменьшить общее мертвое время системы

можно, используя разравнивающие возможности адресного счетчика преобразователя. Для случая $nt_p \leq I+1,5$ счетные характеристики системы преобразователь-накопитель, в которой преобразователь играет роль разравнивающего устройства емкостью одно число, хорошо аппроксимируются эмпирической формулой I/I

$$m = \frac{n}{1 + nt_p - (1 - e^{-ht_p})t/t_p},$$

где n - число событий на входе;

m - число зарегистрированных событий;

t_p - время регистрации;

t - время преобразования ($t < t_p$).

Еще большего уменьшения среднего мертвого времени системы преобразователь-накопитель можно достигнуть, вводя между ними промежуточные ЗУ группирующего или разравнивающего типа.

Разравнивающие ЗУ в чистом виде известны довольно широко, группирующие - гораздо меньше. Особого эффекта можно добиться, если одновременно с применением группирующего ЗУ использовать в качестве разравнивающих все дополнительные регистры: в преобразователе, буферном ЗУ и накопителе. Анализ счетных характеристик для 1-, 2- и 3-разрядных группирующих ЗУ показывает, что при нагрузках, равных $2+8 nt_p$, использование адресного регистра группирующего ЗУ в качестве разравнивающего позволяет уменьшить объем группирующего ЗУ на один разряд. Таким образом, можно значительно уменьшить объем группирующего ЗУ без ухудшения быстродействия.

При работе в импульсном режиме среднее мертвое время тракта устанавливается не сразу, а после переходного процесса, зависящего от времени преобразования и регистрации, а также от входной нагрузки. Этот режим работы амплитудного тракта широко используется при работе с импульсными ускорителями и

генераторами. Определение формы переходного процесса позволяет провести нормировку спектра, выбрать удобное время для подачи реперных сигналов, а также разобраться в некоторых более тонких эффектах.

Основные вычисления переходного процесса проведены на ЭВМ методом Монте-Карло для t/t_p , равных 0,2; 0,4; 0,6; 0,8 и 1, и нормированных загрузок ht_p , соответственно равных 0,1; 0,2; 0,4; 1 и 2,5.

Для сглаживания переходного процесса рекомендуется использовать накопитель с экспоненциальным распределением времени регистрации. Время регистрации, весьма близкое к экспоненциальному, имеют анализаторы с последовательным опросом разрядов - АИ-256-6 и АИ-128. Однако при экспериментальной проверке выяснилось, что переходный процесс с использованием этих анализаторов все-таки имеет слабый колебательный характер из-за большой постоянной части времени регистрации.

Для полного исключения переходного процесса предложена схема, искусственно создающая в начале пачки импульсов состояние системы преобразователь-накопитель, имевшее место в конце предыдущей пачки. Проверка ее работы на ЭВМ показала, что система быстро переходит в равновесное состояние, даже если в конце пачки переходный процесс не полностью заканчивается.

Результаты по переходным процессам в импульсном режиме могут быть также использованы во временной спектрометрии, особенно методы сглаживания переходных процессов.

После определения среднего мертвого времени амплитудного тракта в статическом и переходном режимах рассмотрена возможность повышения быстродействия отдельных устройств этого тракта при одновременном сохранении измерительных характеристик.

Значительный вклад в статическую нелинейную погрешность всего тракта вносит амплитудный преобразователь, поскольку в нем происходят довольно сложные нелинейные процессы, связанные с преобразованием амплитуды импульса в цифровой код.

Анализ показывает [2], что основные источники нелинейности дают следующий вклад в дифференциальную нелинейность типичного амплитудного преобразователя на 8192 уровня квантования (максимальный входной сигнал - 10 В, частота тактовых импульсов 100 МГц, емкость запоминающего конденсатора - 1000 пФ):

- а) линейнопропускающее устройство - 0,05±0,2%,
- б) буферный каскад для передачи напряжения с запоминающего конденсатора - 0,05±0,2%,
- в) конечное выходное сопротивление генератора разрядного тока - 0,02±0,8%,
- г) нелинейные емкости р-н переходов около запоминающего конденсатора - 0,03±0,7%,
- д) тепловые переходные процессы в транзисторах за время преобразования - 0,06±0,3%,
- е) явление абсорбции в запоминающем конденсаторе - 0,01±0,2%.

Кроме того, дополнительная нелинейность может возникнуть из-за изменения напряжений питания на отдельных схемах во время преобразования из-за переменного потребления мощности и взаимных наводок.

В диссертации приводятся графики, которые дают возможность определить не только максимальные значения этих нелинейностей, но и их форму.

При высокой тактовой частоте цифровая дифференциальная нелинейность преобразователей сильно возрастает из-за увеличения наводок первых триггеров на схему преобразования.

Проведенные эксперименты показали, что величина этой нелинейности почти пропорциональна мощности, переключаемой в триггерах, и может быть значительно уменьшена, если схема амплитудно-временного преобразования и адресный счетчик развязаны по корпусу (тактовые импульсы поступали на счетчик по кабелю, намотанному на большой ферритовый сердечник).

Однако полностью исключить цифровую дифференциальную нелинейность можно лишь включив в состав преобразователя схему разравнивания нелинейности /3/, которая обеспечивает окончание преобразования сигнала постоянной амплитуды при различных состояниях адресного счетчика. В результате этого помехи, соответствующие разным каналам, как бы усредняются и цифровая дифференциальная нелинейность сглаживается.

Основными рекомендациями по уменьшению дифференциальной нелинейности можно считать уменьшение сигнала на запоминающем конденсаторе до 4-5 В и более тщательный учет быстродействующих компонент.

Динамические нелинейные погрешности проявляются в основном из-за наложений импульсов и нечеткого восстановления постоянной составляющей сигналов на входе преобразователя. Искажения спектров из-за наложений можно уменьшить расчетным путем с применением ЭВМ, режекторами наложенных сигналов, определяющими форму импульсов, и методами полного исключения наложенных сигналов.

Наиболее точно рассчитывается спектр наложений при помощи экспериментально снятого двумерного распределения плотности вероятности /4/. Эта плотность вероятности определяется с помощью двух генераторов стабильной амплитуды, имитирующих все случаи наложений, и заносится в ЭВМ в виде таблицы. После получения экспериментального спектра с наложениями распределение последних вы-

числяется на ЭВМ при помощи операции сверки с использованием коэффициентов из таблицы плотности вероятности. Для сцинтилляционного тракта погрешность определения наложений не превышает 5-10% для однократных наложений и 30-40% - для двукратных.

Автором разработан и проверен ряд практических схем режекторов наложенных сигналов, относящихся, согласно классификации в первой главе, к обоим типам.

Наименьшего дополнительного оборудования требуют режекторы, выделяющие наложенный сигнал по искаженной (удлиненной) форме и работающие в медленном тракте. Для биполярных сигналов форма импульса может быть косвенным образом определена по временному интервалу между срабатываниями разнополярных дискриминаторов /5/. В преобразователе БАП-6М /II/ введение такого режектора не потребовало значительного увеличения оборудования, поскольку необходимые дискриминаторы уже имелись в схеме нуля-органа. Степень режекции в этом преобразователе не превышает 40-60%, поскольку имеется паразитная зависимость анализируемого интервала от амплитуды сигнала. Паразитная амплитудная зависимость исключена в режекторе наложенных сигналов БВН2-Г7 /4,5,6/, имеющем дискриминатор с порогом, изменяющимся пропорционально амплитуде входного сигнала. Этот порог устанавливается на уровне 1/3 от максимальной амплитуды, а степень режекции соответственно поднимается до 70-85%.

Еще более высокой степени режекции можно достигнуть, включив режектор в быстрый тракт, работающий параллельно с основным. Структура блока при этом несколько усложняется, так как приходится проводить все временные операции на коротких сигналах и, кроме того, определять не только форму сигнала, но и наличие сигнала после основного в течение эффективной

длительности медленного сигнала. По этому принципу построен блок режекции наложенных сигналов БАА2-96, который в отличие от зарубежных прототипов не имеет паразитной амплитудной зависимости, в результате чего степень режекции составляет около 90% для сцинтилляционного и более 95% для полупроводникового трактов.

Большим недостатком схем режекции наложений, определяющих форму сигнала, является то, что они не выделяют импульсы, наложившиеся с небольшим относительным сдвигом. Поскольку эти случаи наложений дают наибольшие искажения спектров, то предложены следующие методы полного выделения наложенных сигналов:

- а) случай двух датчиков /5,7/,
- б) имитация второго датчика искусственным путем /8/,
- в) использование линейчатого пуассоновского распределения входных сигналов,
- г) формирование импульсов с плоской вершиной.

Два датчика, работающих на один общий амплитудный спектрометрический тракт (случай а), часто встречаются в промышленных установках и служат для увеличения их эффективности и надежности. Взаимные наложения (между сигналами с разных датчиков) можно легко выделить схемой совпадений и записать в отдельную группу каналов накопителя. Внутренние наложения (от сигналов одного из датчиков) регистрируются вместе с основным спектром. После набора из основного спектра вычитается спектр взаимных наложений и, поскольку это распределение идентично распределению внутренних наложений, они взаимно уничтожаются. Проверка этого метода на модели сцинтилляционного тракта показала, что погрешность определения наложений - около 5%, причем система устойчива к неидентичности отдельных датчиков.

Если измерительный тракт содержит только один датчик (случай б), что бывает в большинстве случаев, то второй датчик можно создать искусственным путем. Для этого код с преобразователя поступает на дополнительный регистр с преобразователем код-аналог и ключом. Этот ключ через некоторое время отпирается, и на вход измерительного тракта поступает сигнал, аналогичный преобразованному. Поскольку вторым датчиком легко управлять, то выделение наложенных сигналов в этом случае еще более упрощается.

Линейчатое пуассоновское распределение входных сигналов во времени (случай в) встречается, главным образом, при работе с циклотроном, поскольку ускорение происходит только в очень небольшой фазе ускоряющего напряжения /9/. За счет этого при расчете наложений интеграл свертки вырождается в сумму ряда распределений с небольшим числом членов. Для сцинтилляционной спектрометрии (детектор с кристаллом $NaI(Tl)$) это число составляет 4-5, для полупроводниковой - несколько больше. Наложения, соответствующие всем членам ряда, кроме первого (с небольшим относительным сдвигом), легко исключаются любыми схемами режекции по форме. Наложения, соответствующие первому члену ряда, легко рассчитать, используя экспериментальную плотность вероятности распределения наложений (одно сечение из трехмерного распределения). Степень режекции наложений при линейчатом распределении превышает 95% и определяется в основном статистикой отсчетов в отдельных каналах накопителя, что было подтверждено экспериментом, проведенным на циклотроне У-200 ЛЯР ОИЯИ (г. Дубна).

Последним методом полного выделения наложенных сигналов является способ с формированием плоской вершины (случай г). Плоская вершина импульса может быть получена двукратным

формированием на линиях задержки. При такой форме импульсов также значительно снижаются нелинейности преобразователя, связанные с процессом заряда запоминающего конденсатора. Используя снова схемы режекции наложений, работающие в быстром тракте, можно исключить наложения со сдвигом, величина которого больше, чем длительность плоской вершины. Оставшиеся наложения легко рассчитываются, поскольку амплитуда наложенного сигнала оказывается равной сумме амплитуд наложившихся импульсов. Суммирование амплитуд последовательно прошедших сигналов для получения спектра наложений можно провести при помощи самого преобразователя, если после анализа первого сигнала не сбрасывать адресный счетчик в исходное состояние.

Все методы полного исключения наложения позволяют вместе с исключением обычных наложений также значительно уменьшить число наложений с наибольшим относительным сдвигом между наложившимися импульсами.

Кроме режекции наложенных сигналов, значительно уменьшить динамическую нелинейную погрешность позволяет восстановление постоянной составляющей на входе преобразователя. Дополнительная блокировка с восстановителя постоянной составляющей поступает на преобразователь на время восстановления и несколько улучшает качество регистрируемых спектров при высоких нагрузках^{/10/}. Еще более хорошие результаты можно получить, если экстраполировать процесс восстановления предыдущих сигналов (поддерживать постоянный ток перезарядки конденсатора восстановителя) на время переднего фронта измеряемого входного сигнала.

В третьей главе описываются блоки и приборы, выполненные при участии автора и входящие в состав быстродействующих амплитудных спектрометрических трактов, приводятся экспериментальные результаты их применения.

Быстродействующий амплитудный преобразователь (БАП-6М)^{/11/} для сцинтилляционной спектрометрии является комплексным устройством, выполненным в виде отдельного прибора. В его состав входят усилитель с двойным формированием на линиях задержки, собственно преобразователь, адресный счетчик и источник питания. Тактовая частота преобразователя - 50 МГц, максимальная нагрузка - 10^5 имп/с, максимальное число уровней квантования - 512. Предназначен для работы на любой накопитель с параллельным приемом кода.

Для надежной работы при высокой входной нагрузке все связи внутри преобразователя выполнены по постоянному току (особенно в зарядно-разрядном устройстве), а блокировка преобразователя продлевается на время наличия сигнала на его входе^{/12/}. В преобразователе используется схема двойной фазировки импульсов пачки на высокочастотных транзисторах и туннельных диодах, что позволяет практически исключить цифровую дифференциальную нелинейность без применения специальных схем разравнивания.

Преобразователь БАП-6М был разработан в 1965-1967 гг. и освоен промышленностью в 1971 году. В настоящее время выпущено более 200 образцов этого прибора.

С использованием этого блока в ОИЯИ (Дубна) проводились измерения по определению времени жизни короткоживущих изотопов и многомерный анализ А-А^{/9/} при нагрузках до $7 \cdot 10^4$ имп/с.

Преобразователь БПА2-97 предназначен для полупроводниковой спектрометрии и выполнен в виде отдельного блока, который может работать как с накопителем, так и в стандартном канале данных "Вектор". Тактовая частота преобразователя - 100 МГц, максимальная нагрузка - $3 \cdot 10^4$ имп/с, максимальное число уров-

ней квантования - 8192. Блок выполнен в основном на приборах третьего поколения - интегральных микросхемах.

В связи с тем, что туннельнодиодные триггеры требуют тщательной подстройки при работе в режиме счетчика на высоких частотах, при разработке преобразователя была предпринята попытка использовать транзисторный триггер с линиями задержки в качестве запоминающих элементов /13/. Собственно триггер работал до частот 270-280 МГц, но требовал достаточно хорошо сформированной пачки импульсов на входе, для формирования которых были необходимы транзисторы с хорошим усилением в импульсном режиме. Ввиду отсутствия таких транзисторов в окончательном варианте блока были использованы интегральные микросхемы серии 229.

Для повышения стабильности ширины канала, особенно при большом числе уровней квантования, в преобразователе использована схема генератора разрядного тока с взаимной компенсацией токов утечки сравнивающего усилителя и регулируемого элемента /14/. За счет этого нестабильность ширины канала определяется в основном нестабильностью коэффициентов передачи ЛПУ и зарядного устройства.

Преобразователь БПА2-97 имеет режимы стробирования мгновенных значений, совпадений и антисовпадений прямых и задержанных, сдвига шкалы преобразований с дискретностью до одного уровня квантования.

Преобразователь БПА2-97 разработан в 1971-73 гг. и в настоящее время проходит этап подготовки к серийному производству.

Блок режекции наложенный БВН2-17^{4,5,6} является первым отечественным прибором, разработанным специально для режекции наложенных сигналов по форме импульсов при работе в медленном

тракте, и использовался в комплекте измерительного оборудования для активационного анализа.

Блок режекции наложенных сигналов БАА2-96 предназначен для работы в быстром тракте, организованном параллельно основному измерительному. Режектор имеет регулировки, позволяющие работать от любого сигнала в диапазоне длительностей 100-800 нс на уровне 1/3 от максимального сигнала. Интервал инспекции изменяется в пределах от 0,2 до 20 мкс. Степень режекции при оптимальной настройке в полупроводниковом тракте - около 95% (паразитная режекция - не более 0,1%).

Кроме того, в диссертации описаны работающие макеты буферного группирующего ЗУ емкости 256 трехразрядных слов и преобразователя с ускоренным преобразованием ($\gamma = 32$), который имеет систему стабилизации отношения токов, позволяющую уменьшить величину дополнительной цифровой дифференциальной нелинейности до значений ниже 0,2%.

Материалы диссертации иллюстрированы блок-схемами устройств, схемами отдельных оригинальных узлов, диаграммами, графиками, фотографиями блоков и экспериментальными спектрами.

ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ РАБОТЫ

1. Проанализирована работа амплитудного спектрометрического тракта в условиях высокой (постоянной или импульсной) загрузки при работе как со сцинтилляционными, так и полупроводниковыми детекторами. Быстродействие оценивалось не только с точки зрения максимального сокращения среднего мертвого времени тракта, но и минимизации возникающих при этом дополнительных динамических погрешностей шкалы спектрометра.

2. Классифицированы и исследованы основные погрешности измерительных трактов, статические, а также динамические линей-

ные и нелинейные. Особое внимание уделено анализу нелинейных погрешностей, которые не могут быть исключены системами стабилизации и возникают из-за наложений импульсов и флуктуаций нулевой линии.

3. Разработана и проверена экспериментально методика инженерного расчета среднего мертвого времени амплитудного измерительного тракта с учетом

- времени регистрации накопителя,
- времени преобразования, зависящего от типа преобразователя,
- режима совместной работы преобразователя и накопителя и отношения их времен,
- продления блокировки входа преобразователя за счет конечной длительности входных сигналов,
- формы измеряемого спектра, в простейшем случае аппроксимируемой экспонентой.

Результаты расчетов, представленные в виде формул и графиков, обеспечивают построение счетной характеристики тракта с погрешностью $3+5\%$ /1/.

4. Определено с помощью ЭВМ мертвое время системы преобразователь-накопитель, работающей в режиме разравнивания, для случая, когда время преобразования соизмеримо с временем регистрации. Полученные результаты аппроксимируются эмпирической формулой с погрешностью не более 1% в рабочем диапазоне частот входных загрузок.

5. Рассчитаны счетные характеристики системы буферное группирующее ЗУ - накопитель, работающей в режиме группирования (коэффициенты пересчета $1 \div 8$) с последующим разравниванием (емкость разравнивания $0+3$). Для экспериментальной проверки

был собран макет группирующего туннельнодиодного ЗУ емкостью 256 трехразрядных слов.

6. Рассчитаны на ЭВМ вероятности состояний преобразователя и накопителя при переходном процессе в импульсном режиме работы для различных распределений времен регистрации накопителя. Даны рекомендации по сглаживанию этого процесса и приведена схема устройства, полностью его исключаящего.

7. Разработана методика инженерного расчета дифференциальной нелинейности наиболее распространенных время-импульсных амплитудных преобразователей, которая в основном определяет статическую нелинейную дополнительную погрешность всего амплитудного тракта. Особое внимание уделено малоизученным компонентам этой нелинейности, возникающим из-за переходных тепловых процессов во время преобразования и абсорбции в диэлектрике запоминающего конденсатора /2/.

Экспериментально исследованы причины, влияющие на величину цифровой дифференциальной нелинейности преобразователей. Даны рекомендации по их устранению и предложена простая схема для полного исключения этой нелинейности /3/.

8. Разработана и проверена на макете структура время-импульсного преобразователя с ускоренным преобразованием ($\tau = 32$) на 1024 уровня квантования. Система стабилизации отношения токов в этом преобразователе позволяет снизить дополнительную цифровую дифференциальную нелинейность с 25 до $0,2\%$.

9. Предложен способ расчета спектра наложенных сигналов на ЭВМ с предварительным определением матрицы двумерной плотности вероятности распределения наложенных сигналов /4/. Для сцинтилляционных спектров погрешность расчетов не превы-

шает: для однократных наложений - 5%, для двойных - 30%.

10. Предложены методы /5,6/ и разработаны блоки режекции наложенных сигналов, которые отличаются от известных исключением паразитной зависимости интервала, определяющего форму импульса, от его амплитуды. Для блоков, работающих в медленном тракте, степень режекции повышается с 30-40% до 70-80%, для быстрого тракта эта величина составляет свыше 90%.

11. Разработан ряд новых методов полной режекции наложенных сигналов, в которых используется какое-либо естественное или искусственное упрощение условий образования наложений, облегчающее их выделение экспериментальным или расчетным путем /7,8/. Эти методы позволяют исключать даже наложения с небольшим относительным сдвигом между наложившимися импульсами, то есть имеют степень режекции около 99%. Фактически точность исключения наложений определяется в этом случае статистикой отсчета в каналах накопителя.

12. Разработана улучшенная схема восстановителя постоянной составляющей с блокировкой входа преобразователя при превышении определенной величины скорости восстановления напряжения /10/. Динамические нелинейные ошибки, обусловленные восстановителем постоянной составляющей, предложено уменьшать, не увеличивая среднее мертвое время тракта, путем экстраполяции скорости восстановления на время переднего фронта анализируемого сигнала.

13. Для амплитудных измерительных трактов, рассчитанных на повышенные загрузки, разработан ряд блоков, серийный выпуск которых освоен или осваивается промышленностью:

- Амплитудный преобразователь БАП-6М для сцин-

тилляционной спектрометрии, выполненный в виде отдельного прибора, с собственным источником питания /11,12/.

Преобразователь имеет внутренний спектрометрический усилитель, собственный режектор наложенных сигналов, внутреннюю схему совпадений с регулировкой разрежения и задержки по внешнему входу, а также может работать в многомерном анализе. Выпущено и используется в народном хозяйстве около 200 преобразователей этого типа.

Основные параметры преобразователя:

максимальное число уровней квантования	- 512 (1024)
время преобразования, мкс	- $2,5+0,02n$, (n - номер уровня квантования)
дифференциальная нелинейность, %	- 2 (в рабочем диапазоне амплитуд ≤ 20)
максимальная загрузка, имп/с	- 10^5

- Амплитудный преобразователь БПА2-97 для полупроводниковой спектрометрии, который относится к приборам третьего поколения, выполненным на интегральных микросхемах.

Основные параметры преобразователя:

максимальное число уровней квантования	- 8192
время преобразования, мкс	- $5+0,01n$, (n - номер уровня квантования)
дифференциальная нелинейность, %	- 1 (в рабочем диапазоне амплитуд ≤ 100)
максимальная загрузка, имп/с	- $8 \cdot 10^4$

- Режектор наложенных сигналов БАА2-96 для работы в быстром тракте, организованном параллельно основному измерительному.

Степень режекции в диапазоне входных сигналов 10-15 - около 95%.

Все основные методики, изложенные в работе, были экспериментально проверены в измерительных трактах с применением вышеописанных блоков, а также специально разработанных макетов.

14. В диссертации дан обзор основных работ по быстродействующим амплитудным измерительным трактам. По материалам обзора сделаны выводы об основных направлениях и перспективах развития.

Литература

1. Глушковский М.Е. Расчет мертвого времени быстродействующих амплитудных преобразователей. ПТЭ, 1971, № 6,78.
2. Глушковский М.Е. Анализ дифференциальной нелинейности прецизионных амплитудных преобразователей. ПТЭ, 1975, №3, III.
3. Глушковский М.Е. Уменьшение дифференциальной нелинейности амплитудных преобразователей. ПТЭ, 1970, № 3, 142.
4. Глушковский М.Е. Расчет искажений амплитудных спектров за счет наложений импульсов (обзор). Ядерное приборостроение. Труды СНИИП 1971, вып. XVI, 15. М., Атомиздат.
5. Глушковский М.Е. Схемные методы режекции наложенных импульсов при амплитудных измерениях (обзор). Там же, стр.31.
6. Глушковский М.Е., Фишбейн В.Л. Устройство для отбора наложенных сигналов. Авт. свид. СССР № 230.980 Бюлл.ОИПОТЗ 1968, № 35,57.
7. Глушковский М.Е. Устройство для регистрации распределенных импульсных сигналов. Авт. свид. СССР № 331.349.Бюлл. ОИПОТЗ 1972, № 9, 142.
8. Глушковский М.Е. Анализатор амплитуд импульсов. Авт. свид. СССР № 313.186. Бюлл. ОИПОТЗ 1971, № 26, 159.

9. Зорин Г.Н., Глушковский М.Е. Препринт ОИЯИ Р15-8185, Дубна, 1974.

10. Глушковский М.Е., Матвеев А.В. Устройство для регистрации амплитуд статистически распределенных импульсов. Авт. свид. СССР № 433.418. Бюлл. ОИПОТЗ 1973, № 23, II5.

11. Чернов П.С., Глушковский М.Е., Глаголева В.П., Барим Б.А. Курочкин С.С., Крашенинников И.С. Входное устройство амплитудного анализатора с тактовой частотой 60 МГц. Труды седьмой конференции по ядерной электронике. Том I, часть четвертая, стр.99 (1968), 1970, М., Атомиздат.

12. Глушковский М.Е., Крашенинников И.С., Чернов П.Е. Преобразователь амплитуд импульсов в цифровой код. Авт.свид. СССР № 291338. Бюлл. ОИПОТЗ 1971, № 3, 152.

13. Глушковский М.Е. Счетное устройство с запуском триггера по установочным входам. Авт. свид. СССР № 285.049. Бюлл. ОИПОТЗ 1970, № 33,41.

14. Глушковский М.Е., Зотов В.В. Генератор стабильного тока. Авт. свид. СССР № 366.558. Бюлл. ОИПОТЗ 1973, № 7, III.

Результаты работы докладывались, кроме того, на семинарах, проведенных в СНИИП, на УП и УШ конференциях по ядерной электронике (1967, 1971), на секциях научно-технического общества радиотехники и электросвязи им. А.С. Попова (1967-1970 гг.) и на конференции молодых специалистов СНИИП (1969 г.).

Основные разделы диссертации были изложены в курсе лекций по ядерной электронике, прочитанном автором в МИФИ (1969-1972 г.г.).

Рукопись поступила в издательский отдел
16 декабря 1976 года.