

Keysight Technologies

Измерение фазового шума импульсно-модулированной несущей

Рекомендации по применению

В данных рекомендациях по применению обсуждаются основные принципы измерений фазового шума импульсно-модулированной несущей. Документ рассчитан на читателей, хорошо знакомых с основными понятиями, касающимися фазового шума, и методами измерения фазового шума непрерывных (немодулированных) сигналов.

Содержание

- 3 Раздел 1**
Введение

- 4 Раздел 2**
Основы импульсной модуляции
 Представление во временной области
 Представление в частотной области

- 10 Раздел 3**
Влияние импульсной модуляции на однополосный фазовый шум непрерывной несущей
 Свёртка спектров непрерывной несущей и модулирующего импульсного сигнала
 Наложение шума при импульсной модуляции
 Математическое выражение для импульсно-модулированной ВЧ-несущей
 Уменьшение мощности несущей
 Уменьшение мощности импульсно-модулированной несущей

- 16 Раздел 4**
Влияние импульсной модуляции несущей на измерения методом фазового детектора
 Минимальный уровень шума системы
 Диапазон частотных отстроек, доступный для измерения
 Напряжение смещения смесителя
 Рекомендуемые аппаратные конфигурации
 Подавление амплитудного шума гетеродина
 Переходные процессы фазы
 Просачивание сигнала с частотой повторения импульсов (PRF)
 Минимальный коэффициент заполнения
 Краткие выводы

Система измерения фазового шума импульсно-модулированной несущей



Раздел 1

Введение

Усовершенствования в области ВЧ- и СВЧ-технологий связи довели рабочие характеристики систем до прежде недостижимого уровня. Особое внимание, уделяемое при разработке проблемам чувствительности, позволило достичь резкого улучшения в этих областях. Однако, когда факторы, прежде ограничивавшие характеристики системы, были преодолены, возникли новые ограничения, и определённые параметры приобрели более важное значение. Одним из таких параметров является фазовый шум источников сигналов, используемых в ВЧ- и СВЧ-системах с импульсной модуляцией.

Например, в радиолокационных системах (РЛС) с импульсной модуляцией минимальный уровень отражённого от цели сигнала, который может быть обнаружен, определяется фазовым шумом гетеродина приёмника. В этом случае фазовый шум влияет на избирательность радиолокационного приёмника, которая, в свою очередь, определяет эффективную дальность действия всей системы.

Поскольку на общий динамический диапазон РЛС влияет фазовый шум передаваемого сигнала, важно не только знать абсолютный уровень шума отдельных генераторов, но и остаточный или аддитивный шум, вносимый устройствами обработки сигналов, такими как усилители мощности и импульсные модуляторы. Поскольку конечный сигнал в большинстве РЛС импульсный, измерение абсолютного фазового шума импульсно-модулированной несущей является обязательным условием при определении совокупных характеристик системы.

В данном документе обсуждаются основные принципы проведения измерений фазового шума импульсно-модулированной несущей.

Документ рассчитан на читателей, хорошо знакомых с основными понятиями, касающимися фазового шума, и методами измерения фазового шума непрерывных (немодулированных) сигналов.

В разделе 2 дан обзор основ представления сигналов с импульсной модуляцией несущей в частотной и временной областях. Большинство терминов, используемых в последующих разделах, определены в разделе 2. В разделе 3 рассмотрен вопрос о влиянии процесса импульсной модуляции на уровень однополосного фазового шума немодулированной несущей. В разделе 4 обсуждается, какое влияние импульсно-модулированная несущая оказывает на результаты измерений с использованием метода фазового детектора.

Раздел 2

Основы импульсной модуляции

Описание принципа формирования прямоугольного сигнала вида меандра из сигнала синусоидальной формы и его нечётных гармоник может служить хорошим вступлением к обсуждению импульсно-модулированных несущих и их представлений во временной и частотной областях.

Имея график синусоидального сигнала и его нечётных гармоник, можно суммировать все их мгновенные значения. Если при этом использовано достаточное число гармоник с правильно подобранными амплитудами и фазами, результирующая форма сигнала будет приближаться к прямоугольной вида меандра. Частота основной гармоники синусоидального сигнала определяет частоту повторения импульсов, а амплитуды гармоник изменяются обратно пропорционально их номерам.

В общем случае формирование сигнала прямоугольной формы представляет просто продолжение этого принципа. Практически, чтобы создать сигнал прямоугольной формы, фазы гармоник должны быть такими, чтобы их положительные или отрицательные максимумы совпадали во времени с максимумами основной гармоники. Теоретически для формирования идеального сигнала прямоугольной формы потребовалось бы бесконечно большое число

гармоник. Однако в действительности амплитуды гармоник более высокого порядка относительно малы, поэтому для формирования сигнала приемлемой прямоугольной формы достаточно использовать ограниченное число гармоник. Изменяя относительные амплитуды и фазы гармоник, как чётных, так и нечётных, можно построить бесконечное число форм сигнала. Чтобы создать последовательность импульсов (то есть, форму сигнала, где амплитуда изменяется между нулём и единицей) с помощью ряда гармонических составляющих, необходимо добавить составляющую постоянного напряжения. Величина этой постоянной составляющей должна быть равна амплитуде отрицательной полуволны прямоугольного сигнала с изменением знака полярности.

Последовательность прямоугольных импульсов, показанная на рисунке 1а, является идеальной в том смысле, что время нарастания сигнала равно нулю, и отсутствуют выбросы сигнала или другие отклонения от правильной формы. Этот импульс показан во временной области, и если нужно исследовать его в частотной области, он должен быть разложен на его частотные составляющие. На рисунке 1б представлена суперпозиция основной, второй гармоники и постоянной составляющей, чтобы показать, как импульс начинает приобретать свою форму по мере увеличения числа гармоник.

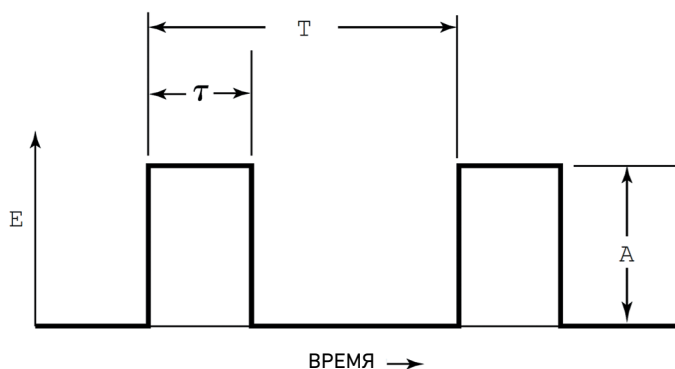


Рисунок 1а. Периодическая последовательность прямоугольных импульсов.

Анализатор спектра не отображает эти формы сигнала, а представляет его в виде основной и каждой из высших гармоник в частотной области.

График этого сигнала в частотной области должен выглядеть так, как показано на рисунке 2. Это график зависимости от частоты амплитуд отдельных гармонических составляющих (спектральных линий), которые должны суммироваться для получения нужной формы сигнала. Поскольку частоты всех составляющих кратны основной частоте повторения импульсов (PRF), интервал между спектральными линиями равен частоте

повторения импульсов. Огибающая амплитуд спектральных линий на этом графике соответствует функции $\frac{\sin x}{x}$, а частоты спектральных линий $f_{LINE} = n \times 1/T$, где $n = 1, 2, 3 \dots \infty$. Следует заметить, что огибающая имеет нули в точках, кратных обратной величине длительности импульса.

Прежде чем продолжить обсуждение импульсной модуляции непрерывной (CW) ВЧ-несущей, следует определить термины, используемые для представления параметров импульсного сигнала.

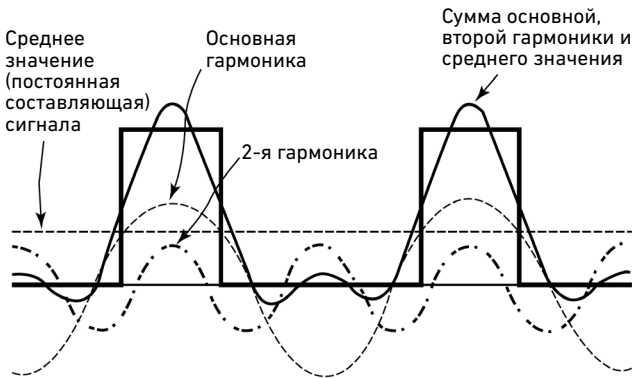


Рисунок 1b. Суммирование основной составляющей и её гармоник для формирования прямоугольных импульсов.

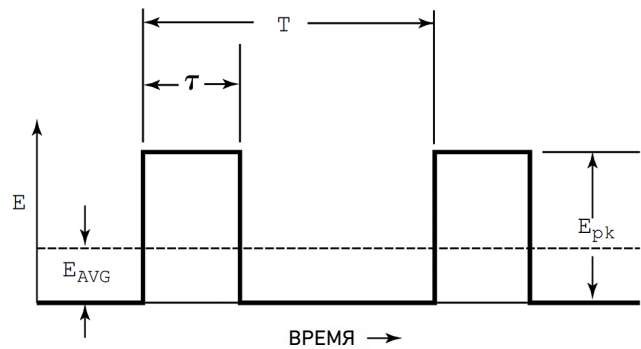


Рисунок 3. Основные параметры импульсного сигнала.



Рисунок 2 – Спектр идеального прямоугольного импульса. Амплитуды и фазы бесконечного числа гармоник изображены в результате сглаживания огибающей.

Обозначения на рисунке 3:

τ Длительность импульса. Обозначает продолжительность действия импульса. Обычно обозначается строчной греческой буквой Тау (τ).

T Период повторения. Обозначает полное время между началом одного импульса и началом следующего (то есть, время завершения одного цикла).

E_{PK} Амплитуда импульса. Обозначает максимальный уровень напряжения каждого отдельного импульса.

E_{AVG} Среднее значение. Обозначает среднее значение, или уровень постоянной составляющей импульсного сигнала.

$$E_{AVG} = E_{PK} \times \frac{\tau}{T}$$

PRF Частота повторения импульсов. Обозначает частоту, с которой импульсы повторяются, измеряемую числом импульсов в секунду.

$$PRF = \frac{1}{T}$$

Duty Cycle Коэффициент заполнения. Обозначает отношение длительности импульса к периоду повторения. Представляет относительное время действия импульса в течение одного полного периода повторения.

$$\text{Duty Cycle} = \frac{\tau}{T}$$

Теперь, располагая этими основными сведениями, можно использовать импульсный сигнал для модуляции амплитуды непрерывной ВЧ-несущей. В типовом случае сигнал с импульсной модуляцией представляет непрерывную несущую, амплитуда которой модулирована последовательностью прямоугольных импульсов с относительной амплитудой, равной единице в течение каждого импульса и нулю в интервале между импульсами. Сигналы с импульсной модуляцией могут также генерироваться устройством, работающим в режиме генерации несущей, таким как генератор с прерыванием генерации. Одно из основных различий между этими способами состоит в том, что при амплитудной модуляции непрерывной несущей сохраняется непрерывность фазы от импульса к импульсу, тогда как фаза сигнала, генерируемого устройством, работающим в импульсном режиме с прерыванием генерации - произвольна. Большинство измерительных систем, использующих метод фазового детектора, могут измерять фазовый шум только сигналов с непрерывной фазой. Метод фазового детектора требует, чтобы два входных сигнала находились в квадратуре (то есть, были сдвинуты по фазе на 90°). Если квадратурность сигналов нарушена, система прекратит измерение. Квадратурность сигналов не может поддерживаться при произвольном изменении фазы от импульса к импульсу.

Из теории амплитудной модуляции одним тоном известно, что боковые полосы будут образовываться выше и ниже частоты несущей. Такой же принцип имеет место и при модуляции последовательностью прямоугольных импульсов, за исключением того, что последовательность прямоугольных импульсов состоит из многих тонов, которые образуют несколько составляющих в боковой полосе, обычно называемых спектральными линиями в частотной области. Фактически при этом в частотной области появятся две боковые полосы или удвоенное число спектральных линий по числу гармоник, содержащихся в модулирующем импульсе.

На рисунке 4 показан график спектра, представляющий результат амплитудной модуляции непрерывной несущей последовательностью прямоугольных импульсов. Отдельные спектральные линии представляют продукты модуляции (верхнюю и нижнюю боковые полосы) непрерывной несущей, соответствующие содержанию гармоник в последовательности прямоугольных импульсов (основной и высших гармоник частоты повторения импульсов). Частотный интервал между спектральными линиями равен основной частоте повторения импульсов (PRF).

Частоты спектральных линий могут быть выражены формулой:

$$FL = FC \pm (n \times PRF)$$

где F_C = несущая частота;

PRF = частота повторения импульсов;

$n = 0, 1, 2, 3, \dots$

Основной “лепесток” спектра в центре и боковые “лепестки” показаны в виде групп спектральных линий, простирающихся выше и ниже основной спектральной линии, соответствующей несущей частоте. Для совершенно прямоугольных импульсов и других модулирующих функций, имеющих разрывные производные в некоторой точке, число боковых лепестков бесконечно.

Основной лепесток содержит несущую частоту, представленную самой большой спектральной линией, расположенной в центре лепестка. Амплитуды спектральных линий, образующих лепестки, для идеального прямоугольного импульса изменяются в зависимости от их частоты в соответствии с выражением:

$$\frac{\sin \omega \frac{T}{2}}{\omega \frac{T}{2}}$$

для идеального прямоугольного импульса.

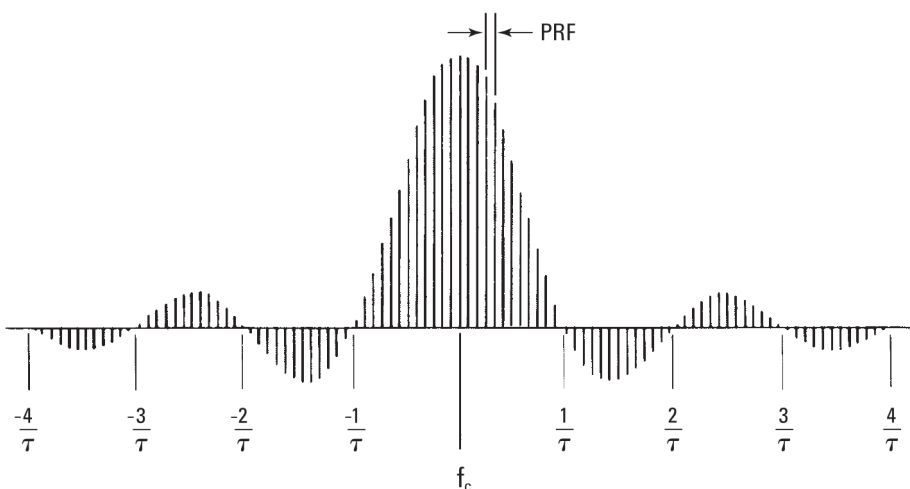


Рисунок 4 – Результирующий спектр несущей, модулированной по амплитуде последовательностью прямоугольных импульсов.

Для данной несущей частоты точки, где огибающая амплитуд спектральных линий проходит через ноль, определяются только длительностью модулирующего импульса. При уменьшении длительности импульса минимумы огибающей отдаляются по частоте от несущей, а лепестки становятся шире. Соотношение ширины боковых лепестков по частоте с длительностью модулирующего импульса определяется выражением $f=1/T$. Поскольку основной лепесток содержит начальную точку спектра (составляющую несущей частоты), верхняя и нижняя боковые полосы, расширяющиеся от этой точки, образуют основной лепесток спектра шириной $2/T$. Следует, однако, помнить, что общее число боковых лепестков остаётся постоянным, пока качество импульса, или его форма, остаётся неизменным, и изменяется только при изменении частоты его повторения. На рисунке 5 показано

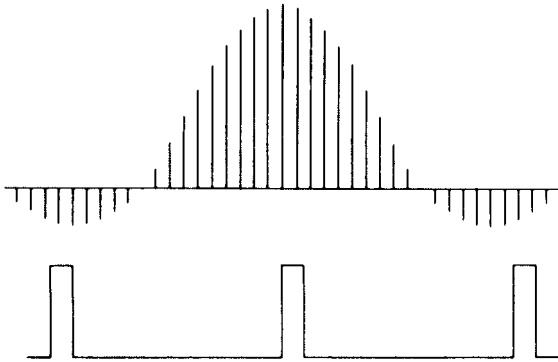


Рисунок 5а – Короткий импульс имеет широкие спектральные лепестки; высокая частота повторения импульсов проявляется в низкой плотности расположения спектральных линий.

сравнение спектрограмм импульсов двух различных длительностей и при двух различных частотах повторения для каждой длительности; несущая частота при этом поддерживается постоянной.

На этих рисунках следует обратить внимание, что спектральные линии располагаются как ниже, так и выше базовой горизонтальной линии. Это соответствует гармоникам модулирующего импульса, имеющим фазовые соотношения с его основной гармоникой, кратные 180 градусам. Если бы такие импульсы просматривались на анализаторе спектра, который может реагировать только на амплитуды, а не на фазы спектральных составляющих, он инвертировал бы все линии, уходящие в отрицательную область, и отображал бы все их выше базовой линии.

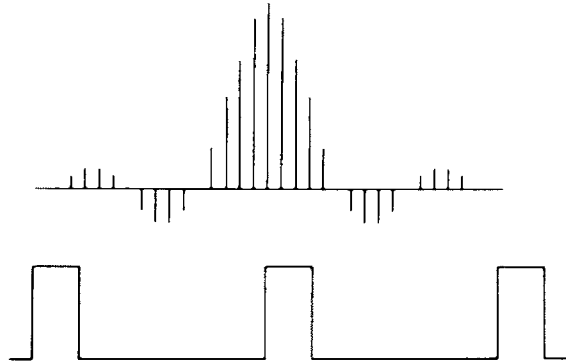


Рисунок 5b – Более длинные импульсы, чем на рисунке 5а, имеют более узкие лепестки спектра, но плотность спектральных линий остаётся такой же, поскольку не меняется частота повторения импульсов.

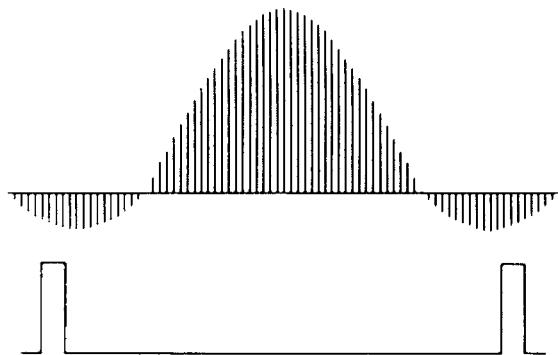


Рисунок 5с – Частота повторения импульсов ниже, чем на рисунке 5а, что проявляется в более высокой плотности спектральных линий. Ширина лепестков такая же, как на рисунке 5а, поскольку длительности импульсов одинаковы.

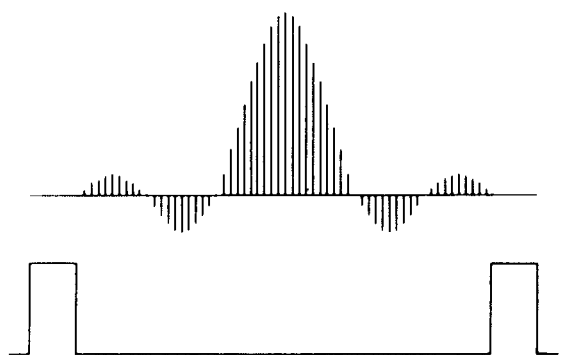


Рисунок 5d – Плотность спектральных линий и частота повторения импульсов не изменились по сравнению с рисунком 5с, но ширина боковых лепестков стала меньше из-за большей длительности импульса.

Прежде чем продолжить обсуждение влияния процесса импульсной модуляции на однополосный фазовый шум непрерывной несущей, следует определить термины, используемые для представления характеристик импульсно-модулированной несущей.

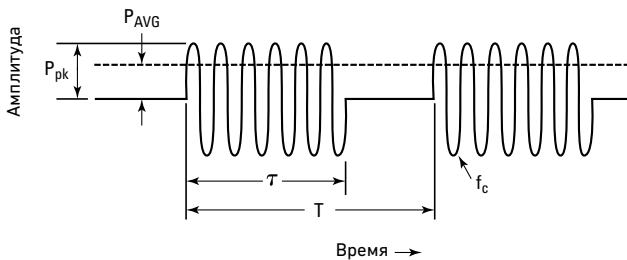


Рисунок 6. Основные характеристики импульсно-модулированной несущей.

Обозначения на рисунке 6:

- f_c Частота несущей. Обозначает частоту немодулированного непрерывного сигнала, содержащегося внутри огибающей импульса.
- τ Длительность импульса. Обозначает продолжительность действия импульса. Обычно обозначается строчной греческой буквой Тау (τ).
- T Период повторения. Обозначает полное время между началом одного импульса и началом следующего.
- PRF Частота повторения импульсов. Обозначает частоту, с которой импульсы повторяются, измеряемую числом импульсов в секунду.

$$PRF = \frac{1}{T}$$

- Duty Cycle Коэффициент заполнения. Обозначает отношение длительности импульса (τ) к периоду повторения. Представляет относительное время действия импульса в течение одного полного периода повторения.

$$\text{Duty Cycle} = \frac{\tau}{T}$$

- P_{PK} Пиковая мощность. Обозначает мощность отдельных импульсов. Если уровень мощности постоянен от начала до конца каждого импульса, это представляет просто пиковую мощность немодулированной несущей.

- P_{AVG} Средняя мощность. Обозначает пиковую мощность импульса, усреднённую за период T . Если импульсы прямоугольные, средняя мощность равна пиковой мощности, умноженной на отношение длительности импульса, τ , к периоду повторения импульсов, T .

$$P_{AVG} = P_{PK} \times \frac{\tau}{T}$$

Раздел 3

Влияние импульсной модуляции на однополосный фазовый шум непрерывной несущей

Имея приведённые в разделе 2 определения основных характеристик импульсных сигналов и импульсно-модулированных несущих, теперь можно сосредоточить внимание на том, как импульсная модуляция влияет на распределение однополосного фазового шума непрерывной несущей.

Как было определено в разделе 2, импульсно-модулированная несущая представляет фактически непрерывный сигнал несущей, амплитуда которого модулирована последовательностью прямоугольных импульсов с относительной амплитудой, равной единице в течение каждого импульса и нулю в интервале между импульсами. Из теории модуляции известно, что любой сигнал, амплитуда которого модулирована, имеет две боковые полосы – верхнюю и нижнюю. Теория модуляции утверждает также, что часть полной энергии сигнала содержится в этих боковых полосах. Поэтому один из путей исследования распределения энергии импульсно-модулированной несущей состоит в просмотре в частотной области боковых полос, образовавшихся в результате импульсной модуляции непрерывной несущей.

Как видно из рисунка 7, амплитудную модуляцию можно представить во временной области как результат умножения сигнала непрерывной несущей на последовательность прямоугольных импульсов. Перемножение сигналов во временной области эквивалентно свёртке их спектров в частотной области, как показано на рисунке 8.

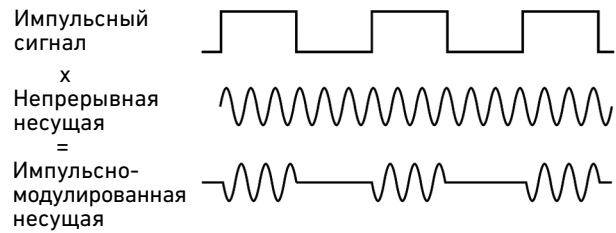


Рисунок 7. Импульсно-модулированная несущая является результатом умножения сигнала непрерывной несущей на импульсный модулирующий сигнал.

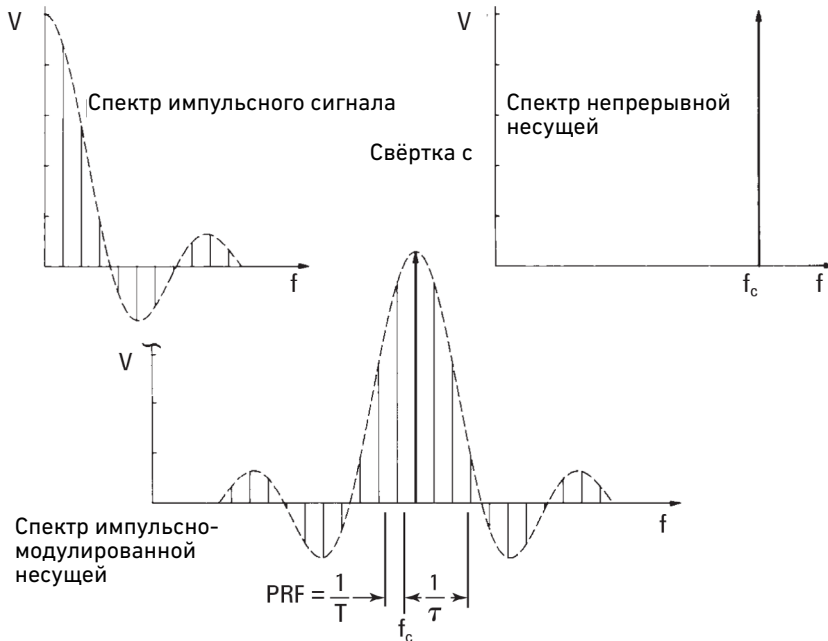


Рисунок 8. Спектр произведения двух временных функций есть свёртка их спектров.

Когда непрерывная несущая модулирована по амплитуде импульсным сигналом, как показано на рисунке 8, гармонические составляющие модулирующего импульсного сигнала, представленные каждой спектральной линией в его спектре, образуют две боковые полосы – верхнюю и нижнюю. Основная гармоника модулирующего сигнала создаёт боковые спектральные линии выше и ниже частоты несущей, отстоящие от неё на f_{fr} герц (f_{fr} – частота повторения импульсов).

Вторая гармоника создаёт боковые спектральные линии выше и ниже несущей на $2f_{fr}$. Составляющая нулевой частоты создаёт выходной сигнал на частоте несущей. Свёртка индивидуальных спектров создаёт все возможные суммарные и разностные комбинации частот непрерывной несущей и всех гармонических составляющих, содержащихся в модулирующем импульсе.

Если к непрерывной несущей добавляется побочный (паразитный) сигнал, спектр которого представляет одностороннюю дискретную составляющую, и этот суммарный сигнал подвергается импульсной модуляции, как показано на рисунке 9, выполняется свёртка спектра модулирующего импульса со спектром непрерывной несущей и односторонней дискретной составляющей спектра побочного сигнала. Результирующий спектр представляет сумму индивидуальных спектров.

На рисунке 9 показан спектр, являющийся результатом свёртки спектра непрерывной несущей с односторонней составляющей спектра побочного сигнала и спектра импульсного сигнала. Этот пример демонстрирует две очень важные особенности процесса импульсной модуляции

1. В процессе модуляции в результирующем спектре импульсно-модулированной несущей происходит наложение составляющих спектра модулированного побочного сигнала на каждую спектральную линию, соответствующую частоте повторения импульсов. Наложённый спектр представляет продукты суммы или разности спектров побочного сигнала и импульсного сигнала, взвешенных функцией $\sin X/X$.
2. Независимо от величины отстройки частоты побочного сигнала от несущей наложение побочного сигнала будет появляться внутри области отстройки на $\pm PRF/2$ от центральной линии.

Если односторонний побочный сигнал заменяется на двухсторонний, и процесс импульсной модуляции повторяется, двухсторонний побочный сигнал также будет накладываться на каждую из линий PRF в результирующем спектре импульсно-модулированной несущей.

В частотной области сигнал больше не будет иметь дискретный спектр, а будет растекаться на область частот выше и ниже номинальной частоты сигнала в форме боковых полос модуляции, обусловленных случайными флуктуациями фазы. Это и есть фазовый шум сигнала. При любой заданной отстройке от несущей фазовый шум может быть представлен парой дискретных боковых полос.

Если побочный сигнал на рисунке 9 заменить фазовым шумом непрерывной несущей и повторить процесс модуляции, как на рисунке 10, фазовый шум непрерывной несущей будет накладываться на каждую из спектральных линий, соответствующих частоте повторения импульсов (PRF), в спектре импульсно-модулированной несущей. Как было показано в примере с односторонним побочным сигналом, процесс модуляции имеет два очень существенных воздействия на смешанный сигнал.

1. В процессе модуляции в спектре импульсно-модулированной несущей происходит наложение шума непрерывной несущей на каждую из спектральных линий, соответствующих частоте повторения импульсов (PRF). В результате этого смешанный шум на центральной линии спектра увеличивается на сумму шумов, наложенных на каждую спектральную линию PRF, взвешенных функцией $\sin X/X$.

2. Фазовый шум непрерывной несущей при частотных отстройках выше PRF/2 накладывается в область $\pm PRF/2$ около центральной частоты результирующего спектра импульсно-модулированной несущей.

Следствием этого, с точки зрения перспективы измерения фазового шума, является то, что после детектирования никакой новой информации о фазовом шуме при частотных отстройках выше PRF/2 Герц не появляется.

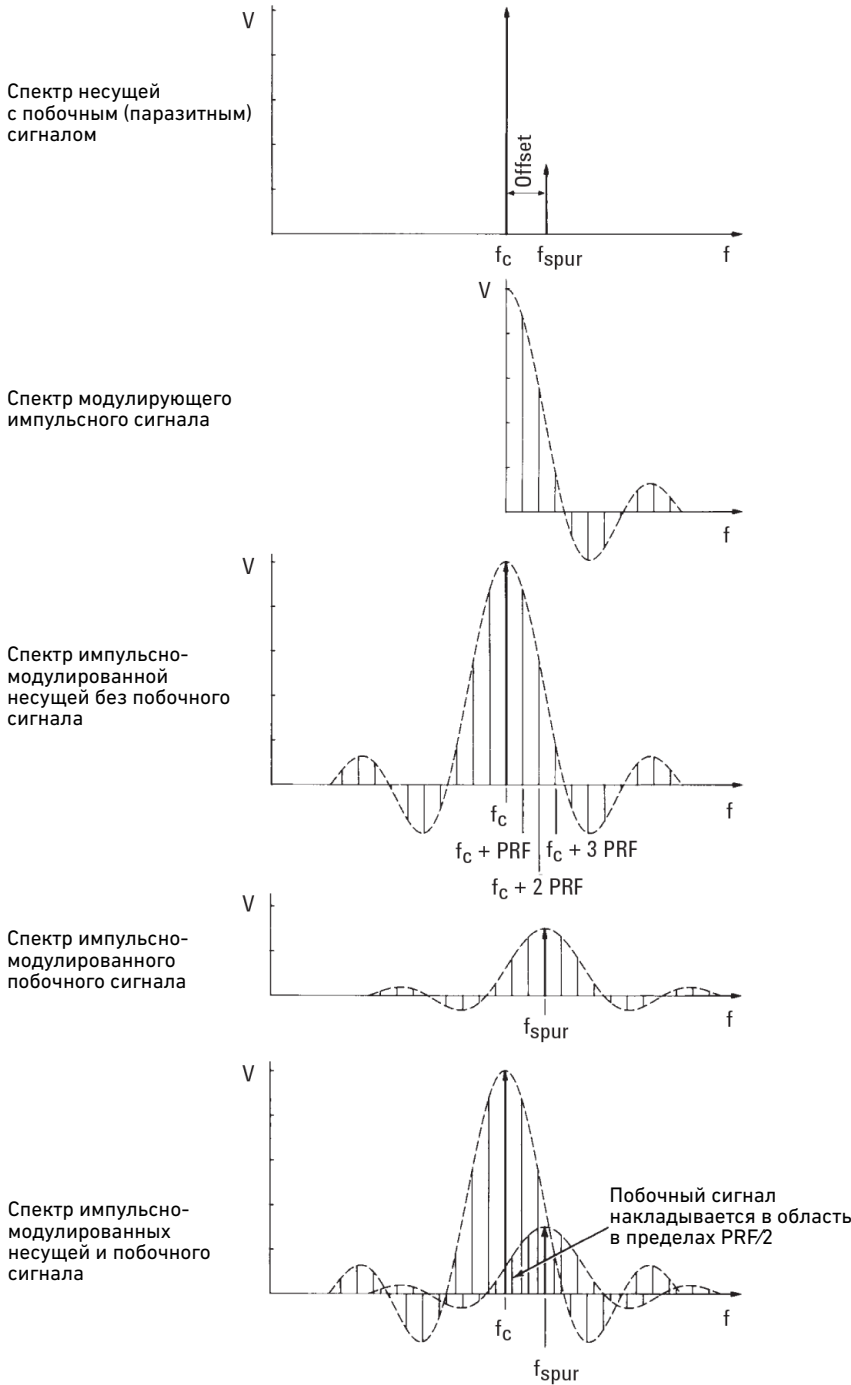


Рисунок 9. Свёртка спектров непрерывной несущей с побочным сигналом и спектра импульсного сигнала.

При фиксированной длительности импульса увеличение шума на частоте f_c обратно пропорционально частоте повторения импульсов (PRF). При низкой PRF имеет место высокая плотность спектральных линий и большое увеличение шума на частоте f_c ; при высокой PRF плотность спектральных линий низкая, и увеличение шума на частоте f_c небольшое.

При фиксированной частоте повторения импульсов увеличение коэффициента заполнения относительно некоторого номинального значения ведёт к снижению уровня шума на частоте f_c из-за сужения лепестков спектра.

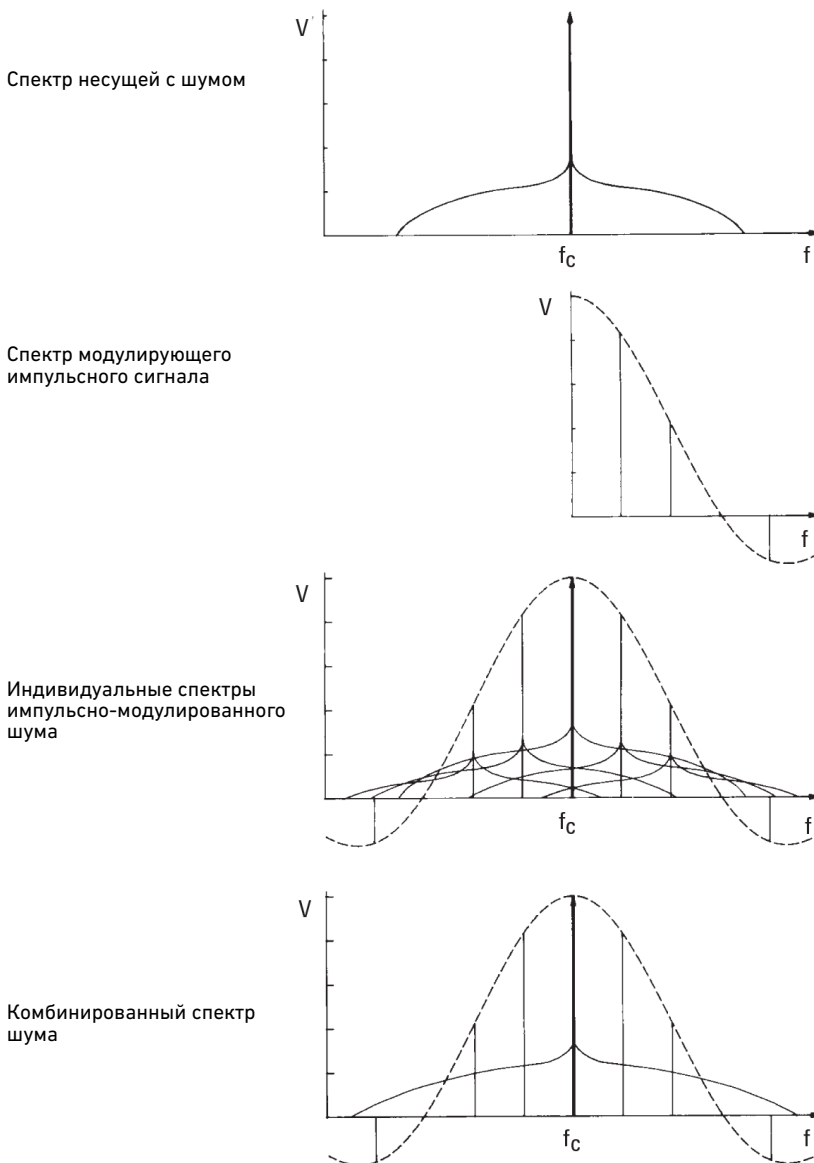


Рисунок 10. Наложение шума при импульсной модуляции.

Верхний предел шума на частоте f_c увеличивается на:

$$\approx 10 \text{ Lg (число линий PRF до первого нуля)}$$

Эта аппроксимация соответствует худшему случаю и предполагает, что шумовые вклады на каждой линии PRF до первого нуля равны.

Следует заметить, что форма кривой распределения энергии фазового шума непрерывной несущей будет влиять на степень ослабления шума при различных частотных отстройках от несущей. В типовом случае спад уровня фазового шума вблизи несущей (от 0 до 100 Гц) будет очень крутым, порядка от 20 до 40 дБ на декаду. Благодаря огибающей вида $\sin X/X$ наложенный шум при этих отстройках будет значительно ниже шума несущей и не вызовет существенного ухудшения. При более высоких частотах отстройки, до $1/2$ PRF, ухудшение будет более заметным, особенно если кривая шума несущей имеет пьедестал (показанный на рисунке 10). Поскольку пьедестал имеет относительно постоянный уровень энергии в полосе частот отстройки, суммарная энергия наложенного шума будет больше, чем при постоянно убывающей крутизне спада. Как обсуждалось ранее, на частотах выше $1/2$ PRF просто имеет место повторяющийся шум каждой линии PRF.

Прежде чем продолжить обзор методов, обычно используемых для измерения фазового шума импульсно-модулированной несущей, остаётся ответить на один важный вопрос. Все показанные до сих пор графики спектров представляли зависимость амплитуды от частоты. Но ни один из них ничего не говорит о том, как эта амплитуда соотносится с амплитудой немодулированной несущей во временной области.

Можно прояснить это несоответствие, развернув математическое выражение для импульсно-модулированной ВЧ-несущей, а затем исследовав коэффициенты при амплитудных членах. Снова обратившись к рисунку 7, следует вспомнить, что во временной области амплитудную модуляцию можно представить как результат умножения непрерывной несущей на импульсный сигнал. Из этого следует, что математическое выражение для импульсно-модулированной ВЧ-несущей можно вывести путём перемножения выражений для непрерывной немодулированной несущей и импульсного сигнала, как показано ниже.

Немодулированная несущая:

$$f_1(t) = A \cos \omega_c t$$

Импульсный сигнал:

$$f_2(t) = \frac{T}{T} \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n \omega_0 \frac{T}{2}}{n \omega_0 \frac{T}{2}} \cos n \omega_0 t \right]$$

Импульсно-модулированная несущая:

$$f_3(t) = f_1(t) \times f_2(t)$$

$$f_3(t) = A \frac{T}{T} \cos \omega_c t + A \frac{T}{T} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n \omega_0 \frac{T}{2}}{n \omega_0 \frac{T}{2}} [\cos (\omega_0 + n \omega_0) t + \cos (\omega_c - n \omega_0) t]$$

Исследование амплитудного члена показывает, что после импульсной модуляции амплитуда немодулированной несущей (A) уменьшается соответственно отношению T/T .

В уравнении для $f_3(t)$ максимальная амплитуда немодулированной несущей, A , выражается в единицах напряжения. Уменьшение мощности модулированной несущей (которая представлена центральной линией в спектре импульсно-модулированного сигнала) относительно мощности немодулированной несущей может быть выражено в дБ следующим образом (если вспомнить, что мощность пропорциональна квадрату напряжения):

$$\begin{aligned} \text{Уменьшение мощности несущей (дБ)} &= 10 \operatorname{Log}_{10} \left(\frac{E_2}{E_1} \right)^2 & E_2 &= \text{максимальная амплитуда центральной линии в спектре импульсно-модулированной несущей} \\ &= 10 \operatorname{Log}_{10} \left(\frac{A_T}{A} \right)^2 & E_1 &= \text{максимальная амплитуда немодулированной несущей} \\ &= 20 \operatorname{Log}_{10} \left(\frac{T}{T} \right) \end{aligned}$$

Коэффициент заполнения будет влиять также и на среднюю мощность импульсно-модулированной несущей, как было показано на рисунке 6. Уменьшение средней мощности импульсно-модулированной несущей относительно пиковой мощности немодулированной несущей может быть выражено в дБ следующим образом:

$$\begin{aligned} \text{Уменьшение мощности импульсно-модулированной несущей (дБ)} &= 10 \operatorname{Log}_{10} \left(\frac{P_{AVG}}{P_{PK}} \right) & P_{AVG} &= \text{средняя мощность импульсно-модулированной несущей} \\ &= 10 \operatorname{Log}_{10} \left(\frac{P_{AVG} T}{P_{PK}} \right) & P_{PK} &= \text{пиковая мощность немодулированной несущей} \\ &= 10 \operatorname{Log}_{10} \left(\frac{T}{T} \right) \end{aligned}$$

Это кажущееся противоречие – мощность несущей падает на $20 \lg(T/T)$, а мощность спектра на $10 \lg(T/T)$ – имеет простое объяснение: мощность импульсно-модулированной несущей распределяется по многим спектральным составляющим (несущей и боковым полосам), и каждая из них содержит некоторую часть полной мощности сигнала.

Раздел 4

Влияние импульсной модуляции несущей на измерения методом фазового детектора

Сделав обзор основных особенностей импульсно-модулированных несущих и обсудив влияние импульсной модуляции на её однополосный фазовый шум, теперь можно обратить внимание на то, какое влияние оказывает импульсно-модулированная ВЧ-несущая на работу системы измерения фазового шума на основе метода фазового детектора. Метод фазового детектора рекомендуется для выполнения измерений остаточного и абсолютного шума импульсно-модулированных несущих.

Предполагается, что читатель знаком с принципами и работой метода фазового детектора при выполнении измерений однополосного фазового шума, так же как и с определением остаточного и абсолютного измерений. Вкратце рассмотрим этот метод, чтобы создать основу для понимания проблем, с которыми приходится сталкиваться при использовании этого метода для измерения импульсно-модулированных несущих.

На рисунке 11 показана базовая структурная схема реализации метода фазового детектора для измерения однополосного фазового шума. Здесь фазовый детектор (обычно двойной балансный смеситель) используется для преобразования флуктуаций фазы во флуктуации напряжения, которые затем отображаются на анализаторе спектра.

Использование смесителей в качестве фазовых детекторов основывается на том, что когда два сигнала с одинаковыми частотами и постоянными амплитудами подаются на смеситель, на его выходе создаётся напряжение постоянного тока, пропорциональное разности фаз между этими сигналами. На выходе ПЧ (IF) образуются составляющие суммарной и разностной частот сигналов, поступающих на порты гетеродина (LO) и ВЧ-сигнала (RF). Если ВЧ-сигнал и сигнал гетеродина имеют одинаковые частоты, сигнал их разностной частоты, равной 0 Гц, представляет напряжение постоянного тока, которое изменяется по косинусоидальному закону в зависимости от разности фаз ВЧ-сигнала и сигнала гетеродина.

Сигнал суммарной частоты, равной удвоенной частоте входного сигнала, может быть отфильтрован (если его частота уже не превышает полосы пропускания тракта ПЧ) фильтром нижних частот (ФНЧ) на выходе смесителя. При поддержании разности фаз 90° между ВЧ-сигналом и сигналом гетеродина, смеситель работает в его наиболее линейной области (ΔV_{IF} пропорционально $\Delta \theta_{LO-RF}$) с коэффициентом пропорциональности, равным постоянной фазового детектора, K_θ , вольт/радиан). Малощумящий усилитель (МШУ), следующий за ФНЧ, усиливает низкочастотный сигнал в полосе частот модуляции до уровня, превышающего уровень шума анализатора спектра. Способ подключения ТУ к базовой конфигурации определяет, будет ли выполняться абсолютное или остаточное измерение.

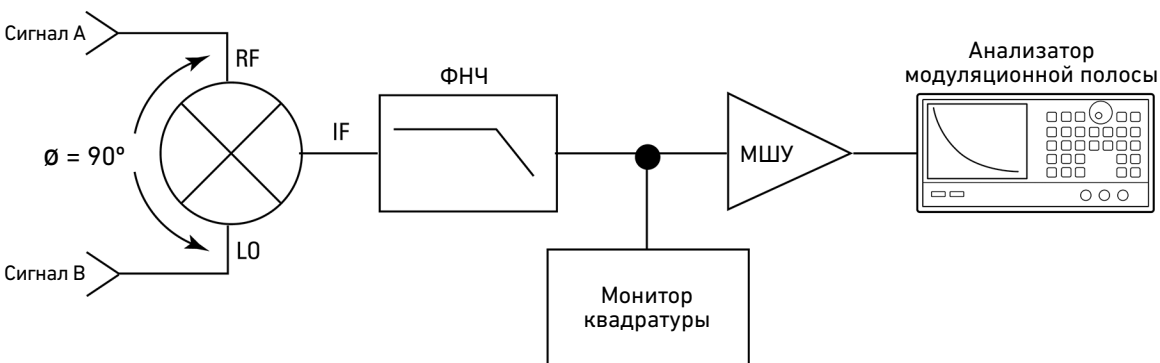


Рисунок 11. Структурная схема реализации метода фазового детектора для измерения однополосного фазового шума.

В этом разделе основное внимание будет уделено особым областям, где реакция системы на импульсный сигнал отличается от её реакции на непрерывный сигнал. Поскольку влияние импульсной модуляции несущей одинаково сказывается на каждом измерении, обсуждение будет сосредоточено на том, как это влияние связано с базовой структурой, а не с конкретной измерительной конфигурацией. Базовая структурная схема на рисунке 11 будет использоваться повсюду в этом разделе при объяснении различия в реакциях и их влияния на работу системы. Там, где это возможно, будут представлены методы для преодоления этих влияний.

К вопросам, касающимся измерения фазового шума импульсно-модулированной несущей, относятся следующие: минимальный уровень шума системы, диапазон частот отстройки, постоянное напряжение смещения смесителя, подавление амплитудного шума, переходные процессы фазы, просачивание сигнала с частотой повторения импульсов и минимальный коэффициент заполнения.

Минимальный уровень шума системы

Первое, что необходимо принять во внимание при любом измерении фазового шума, это минимальный уровень шума системы. Минимальный уровень шума системы представляет самый низкий уровень шума, который система в состоянии измерить в данной измерительной конфигурации. Когда используется метод фазового детектора, как показано на рисунке 11, минимальный уровень шума системы определяется минимальным уровнем шума смесителя, минимальным уровнем шума малошумящего усилителя (МШУ) и постоянной фазового детектора. МШУ, следующий за ФНЧ, усиливает НЧ-сигнал до уровня, превышающего минимальный уровень шума анализатора спектра, устраняя тем самым его влияние как ограничивающего фактора. Минимальные уровни шума МШУ и фазового детектора определяются конструкцией, но постоянная фазового детектора может изменяться в зависимости от измерительной конфигурации. Постоянная фазового детектора определяет его чувствительность при преобразовании флуктуаций фазы во флуктуации напряжения.

Величина постоянной фазового детектора зависит от уровня его максимального выходного напряжения. Чем больше максимальный уровень выходного напряжения, тем выше чувствительность фазового детектора. Максимальный уровень выходного напряжения фазового детектора зависит от уровня входного сигнала возбуждения. Из этого следует, что всё, что влияет на уровень входного возбуждения фазового детектора, влияет и на его постоянную. Если предположить, что сигнал на гетеродинном входе достаточно сильный, чтобы полностью открывать диоды, максимальное выходное напряжение фазового детектора будет прямо пропорционально уровню входного ВЧ-сигнала. Уровень возбуждающего ВЧ-сигнала, поступающего на фазовый детектор, определяется величиной немодулированной несущей. При импульсной модуляции амплитуда (напряжение) немодулированной несущей снижается на $20\lg$ (коэффициент заполнения). Это, в свою очередь, уменьшает максимальное выходное напряжение, что снижает чувствительность фазового детектора. Когда чувствительность фазового детектора снижается, самые малые приращения фазы, которые он может обнаружить, постепенно становятся больше. В перспективе минимальный уровень фазового шума, обнаруживаемого системой, увеличивается

Другими словами, минимальный уровень шума системы в условиях импульсного сигнала становится выше (ухудшается). Степень этого ухудшения можно определить, исследовав уровень выходного сигнала фазового детектора в условиях непрерывного и импульсного сигналов.

Для непрерывного сигнала выходной сигнал идеального фазового детектора, как функция времени, должен иметь вид, показанный на рисунке 12. Здесь флуктуации напряжения V_{IF} представляют сумму шумов опорного источника и тестируемого устройства (ТУ) (абсолютное измерение), или сумму внутреннего минимального уровня шума и шума, добавленного четырёхполюсником (остаточное измерение). Следует заметить, что масштаб вертикальной шкалы на этом рисунке с целью иллюстрации значительно увеличен.

При измерении фазового шума с использованием метода фазового детектора импульсная модуляция несущей имеет несколько отрицательных последствий. В этом случае измерения фазового шума могут быть выполнены с некоторыми ограничениями, если эти ограничения учтены.

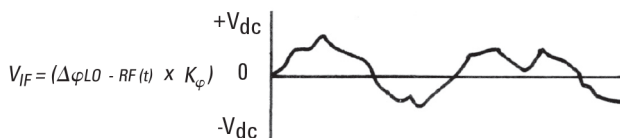


Рисунок 12. Выходное напряжение фазового детектора при непрерывном (немодулированном) сигнале

При импульсно-модулированной несущей выходной сигнал фазового детектора становится дискретизированной версией фазового шума непрерывного сигнала с частотой дискретизации, равной частоте повторения импульсов. Для идеального фазового детектора напряжение на выходе появляется только во время действия импульса и при наличии разности фаз между сигналами на портах ВЧ и гетеродина. Если разности фаз между этими сигналами нет, выходное напряжение постоянного тока будет равно 0 вольт без каких-либо признаков огибающей импульса или просачивания сигнала с частотой повторения импульсов. В идеальном случае ФНЧ, следующий за фазовым детектором, должен будет отфильтровывать только составляющую суммарной частоты сигналов ВЧ и гетеродина. Выходной сигнал идеального фазового детектора при импульсно-модулированной несущей должен быть таким, как показано на рисунке 13. Снова следует заметить, что здесь масштаб вертикальной шкалы значительно увеличен в целях иллюстрации.

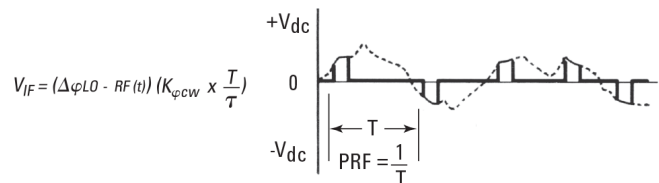


Рисунок 13. Выходное напряжение фазового детектора при импульсно-модулированной несущей

Эффективная чувствительность фазового детектора (постоянная фазового детектора) теперь определяется коэффициентом заполнения импульсно-модулированной несущей, точно так же, как в случае среднего значения (постоянной составляющей) напряжения сигнала прямоугольной формы. Тогда для измерения импульсного сигнала:

$$K_{\text{FPULSED}} = K_{\text{FCW}} \times \frac{T}{T}$$

Как обсуждалось выше, это непосредственно влияет на чувствительность системы (то есть, на её минимальный уровень шума). Ухудшение минимального уровня шума по логарифмической шкале определяется выражением:

$$20 \lg (\text{коэффициент заполнения})$$

Диапазон частотных отстроек, доступный для измерения

Когда измерению подвергаются сигналы с импульсной модуляцией, диапазон частотных отстроек, где могут выполняться достоверные измерения, ограничен. В соответствии с теорией дискретизации граничная частота равна одной второй частоты повторения импульсов. Импульсно-модулированная ВЧ-несущая представляет, по существу, дискретизированную версию немодулированной несущей.

Теория дискретизации утверждает, что если сигнал с ограниченной полосой модулирован по амплитуде периодической последовательностью импульсов с равномерно распределёнными выделяющими временными сегментами, такой сигнал может быть точно восстановлен с помощью низкочастотной фильтрации, если основная частота модулирующей импульсной последовательности более чем в два раза выше самой высокой частоты в сигнале с ограниченной полосой. Теория дискретизации утверждает также, что если частота дискретизации вдвое выше самой высокой частоты в спектре сигнала с ограниченной полосой, не будет происходить взаимного наложения сдвинутых копий его спектра. Спектр сигнала с ограниченной полосой будет точно воспроизведён на частотах, целочисленно кратных частоте дискретизации, как показано на рисунке 14с. Однако, если сигнал с ограниченной полосой дискретизируется с пониженной частотой (субдискретизация), произойдёт взаимное перекрытие сдвинутых копий спектра, как показано на рисунке 14d. Этот эффект взаимного перекрытия сдвинутых копий спектра называется наложением спектров (aliasing). Когда происходит наложение спектров, частотная составляющая исходного спектра приобретает форму тождественного или побочного сигнала более низкой частоты. Следовательно, когда происходит дискретизация с недостаточно высокой частотой, части спектра исходного сигнала складываются в обратном направлении и накладываются сами на себя.

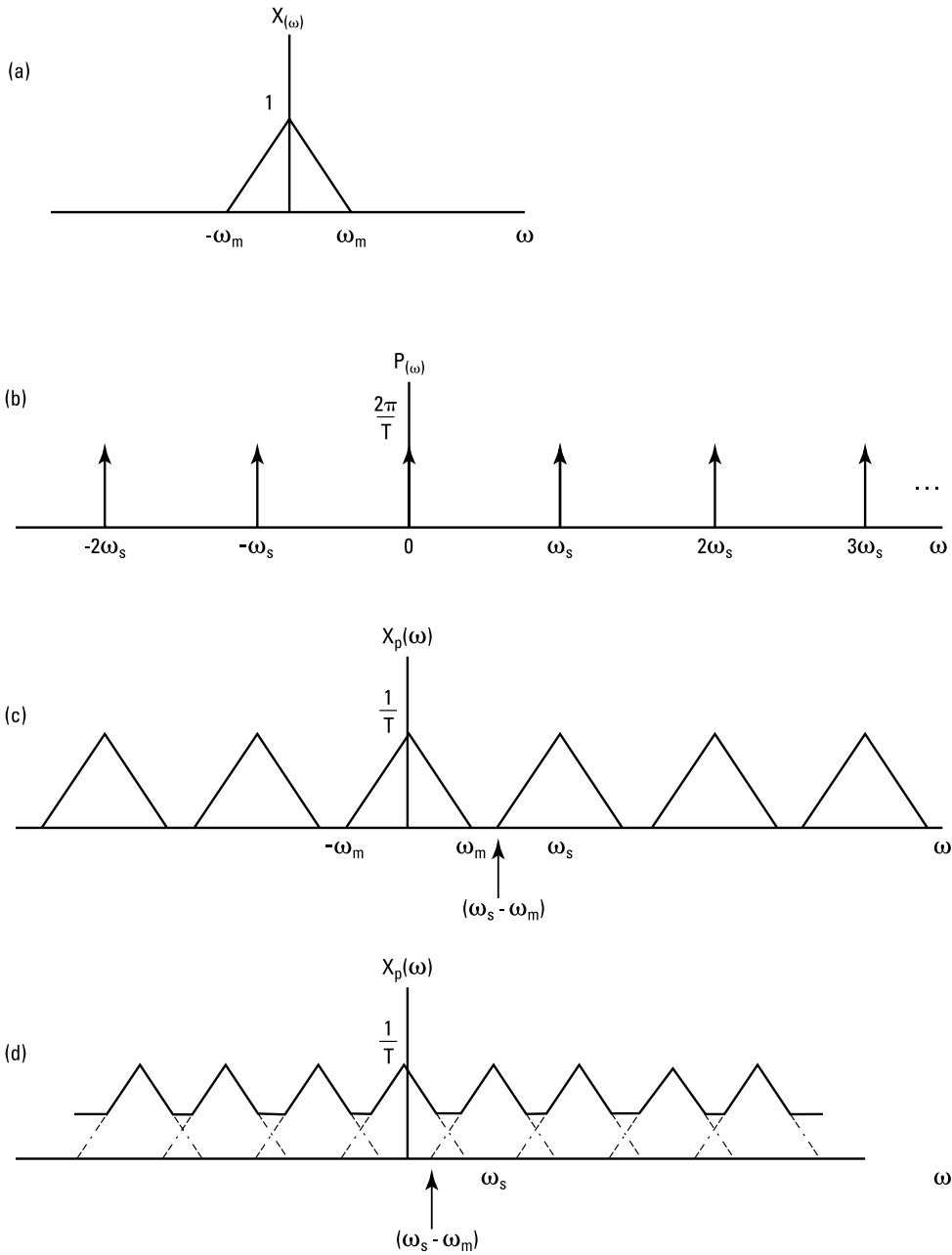


Рисунок 14. Частотная область сигнала, дискретизированного во временной области.

Когда дискретизация ограниченных по полосе сигналов происходит с частотой, точно равной удвоенной самой высокой частоте в спектре исходного сигнала, сдвинутые копии спектра перекрываются начиная с частоты, равной центральной частоте спектра исходного сигнала, плюс одна вторая частоты дискретизации.

Если имеет место субдискретизация, спектр сигнала при частотных отстройках выше одной второй частоты дискретизации накладывается на область частотных отстроек ниже одной второй частоты дискретизации.

Фазовый шум непрерывной несущей не ограничен по полосе, поэтому когда он модулируется по амплитуде периодической последовательностью импульсов, он постоянно находится в состоянии субдискретизации и всегда будет происходить наложение спектров, как было показано на рисунках 9 и 10 в разделе 3. Это означает, что спектр сигнала при отстройках выше $\frac{1}{2}$ частоты повторения импульсов (PRF/2) будет накладываться на спектр в полосе частотных отстроек ниже PRF/2. Поскольку весь спектр фазового шума непрерывной несущей в полосе отстроек выше PRF/2 накладывается на полосу ниже PRF/2 от центральной линии спектра импульсного сигнала, измерения следует выполнять только до точки, где начинается наложение спектров (PRF/2). Если фазовый шум измерен непосредственно вблизи каждой линии PRF в спектре импульсного сигнала, это будет повторением такого же спектра шума, который наблюдается вблизи центральной линии. Пока нет необходимости ограничивать измеряемую полосу отстроек частотой PRF/2, следует иметь в виду, что измеренные данные пригодны только до частоты PRF/2.

До этого момента обсуждение основывалось на характеристиках "идеального" смесителя, используемого в качестве фазового детектора. К сожалению, реальные смесители не обладают такими идеальными характеристиками. Теперь внимание будет обращено на неидеальность этих характеристик и их влияние на процесс измерения.

Напряжение смещения смесителя

Теоретически, когда сигналы с одинаковыми частотами и разностью фаз 90° подаются на порты ПЧ и гетеродина смесителя, постоянное напряжение на выходе порта ПЧ должно быть равно 0 вольт. Практически, реальные смесители обнаруживают постоянное напряжение смещения и при квадратурном сдвиге фаз сигналов. Напряжение смещения представляет отклонение от нуля вольт, которое должно быть на выходе смесителя, когда ВЧ-сигнал и сигнал гетеродина находятся в квадратуре. Это постоянное напряжение смещения имеет важное значение, поскольку измерительные тракты во многих системах имеют связь со входом по постоянному току и большое напряжение смещения на выходе смесителя может вызвать перегрузку МШУ, вынуждая удалять его из измерительного тракта. Удаление МШУ ухудшает минимальный уровень шума системы на 20 - 50 дБ. Когда выполняются измерения немодулированного сигнала, разность фаз между сигналами на портах ВЧ и гетеродина, $\Delta\theta_{LO-RF}$, может быть настроена с отклонением от квадратуры, чтобы скомпенсировать напряжение смещения, как показано на рисунке 15.

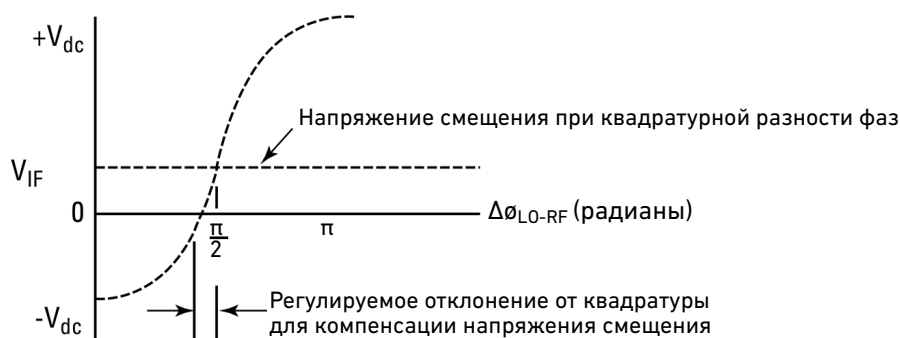


Рисунок 15. Компенсация напряжения смещения путём настройки разности фаз $\Delta\theta_{LO-RF}$ с отклонением от квадратуры.

Однако, настройка квадратуры так прямо не решает проблем измерения импульсно-модулированных несущих. Когда готовятся импульсные измерения, импульсное ТУ должно быть должным образом подключено к ВЧ-входу фазового детектора, а опорный сигнал - к входу гетеродина. При этих условиях тракт ВЧ будет работать с импульсным сигналом, а тракт гетеродина - с непрерывным. В интервале между импульсами мощность прикладывается только к порту гетеродина, который создаёт напряжение смещения на порте ПЧ. Корректировка фазы на несколько градусов относительно квадратуры непосредственно не обеспечит компенсацию этого напряжения смещения. Фаза должна быть скорректирована относительно квадратуры на величину, необходимую для получения среднего значения напряжения импульсной последовательности, равного 0 вольт, как показано на рисунке 16.

Однако, с этим связаны некоторые отрицательные последствия. Как показано на рисунке 16, этому методу свойственно высокое просачивание сигнала с частотой повторения импульсов. Если уровень просачивания оказывается достаточным для перегрузки МШУ, потребуется фильтр нижних частот. Величина фазового сдвига, необходимая для получения сигнала со средним значением напряжения 0 вольт, может сдвинуть точку измерения далеко от квадратуры, ухудшая тем самым точность измерения.



Рисунок 16. Компенсация напряжения смещения путём настройки разности фаз $\Delta\theta_{LO-RF}$, при которой обеспечивается среднее значение напряжения постоянной составляющей 0 вольт.

Это становится ещё более очевидным при уменьшении коэффициента заполнения. Когда длительность импульса становится меньше и составляет меньший процент от полного периода повторения, амплитуда импульса должна всё больше и больше увеличиваться, чтобы среднее значение напряжения оставалось равным 0 вольт. Поскольку амплитуда импульса на выходе фазового детектора зависит от разности фаз сигналов на входных портах ($\Delta\theta_{LO-RF}$), увеличение амплитуды импульса перемещает точку измерения всё дальше и дальше от истинно квадратурного значения, равного 90 градусам. Кроме того, перемещение точки измерения от квадратуры увеличивает чувствительность фазового детектора к амплитудной модуляции, что может привести к дальнейшему ухудшению точности измерения

Альтернативный подход, который позволяет свести к минимуму упомянутые выше отрицательные последствия, состоит в настройке фазы таким образом, чтобы получить минимальное отклонение от напряжения смещения в течении времени действия импульса, как показано на рисунке 17.

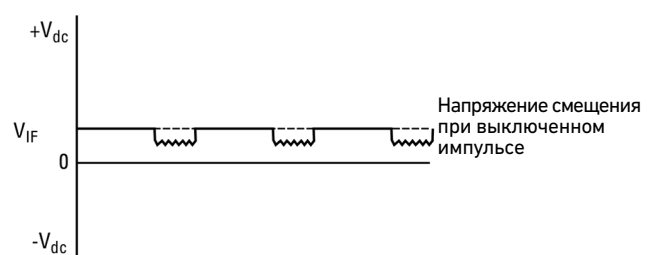


Рисунок 17. Настройка фазы для минимума отклонения от напряжения смещения в течение времени действия импульса.

Преимущества этого метода:

- Минимальное просачивание сигнала с частотой повторения импульсов (PRF)
- Возможно, не потребуется ФНЧ для подавления сигнала с частотой повторения импульсов (PRF)
- Точка измерения может быть так же близка к квадратуре, как для немодулированного сигнала

Однако, поскольку напряжение смещения смесителя не компенсируется усреднением постоянной составляющей сигналов до нулевого уровня, среднее значение постоянной составляющей должно проходить через МШУ, возможно, вызывая его перегрузку и принудительное удаление из измерительного тракта. Как было сказано ранее, удаление МШУ из измерительного тракта приводит к резкому ухудшению минимального уровня шума системы.

Рекомендуемый метод для измерения фазового шума импульсно-модулированной несущей, исключая проблему, связанную с напряжением смещения, состоит в импульсной модуляции обоих сигналов (ВЧ и гетеродина), поступающих на фазовый детектор. Этот метод позволяет также свести к минимуму проблемы амплитудного шума (эти проблемы будут рассмотрены в последующих разделах).

При импульсной модуляции обоих сигналов, поступающих на фазовый детектор, сигнал на его выходе появляется только во время действия импульса. Это фактически устраняет напряжение смещения, вызванное сигналом гетеродина, присутствующим в интервале между импульсами. Этот метод имеет следующие преимущества:

- Минимизация просачивания сигнала с частотой повторения импульсов (PRF)
- Возможно, не потребуется ФНЧ для подавления сигнала с частотой повторения импульсов (PRF)
- Точка измерения так же близка к квадратуре, как и в случае немодулированной несущей
- Минимизирует вклад амплитудного шума

Базовая структурная схема для выполнения остаточного импульсного измерения приведена на рисунке 18. На рисунке 19 показана базовая структурная схема для абсолютного импульсного измерения, использующего этот метод. На рисунке 20 изображён выходной сигнал фазового детектора в квадратурной точке при импульсной модуляции сигналов ВЧ и гетеродина, поступающих на фазовый детектор.

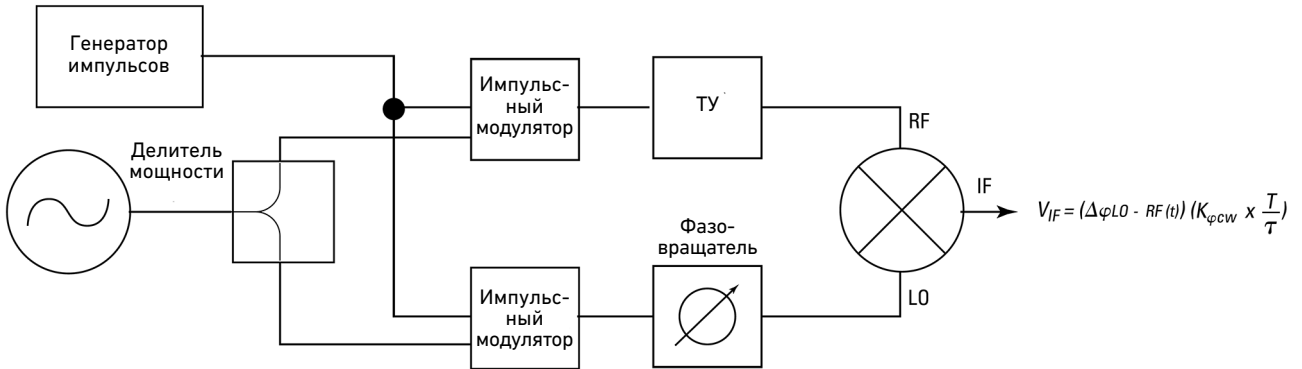


Рисунок 18. Рекомендуемая конфигурация для измерения остаточного шума импульсного сигнала.

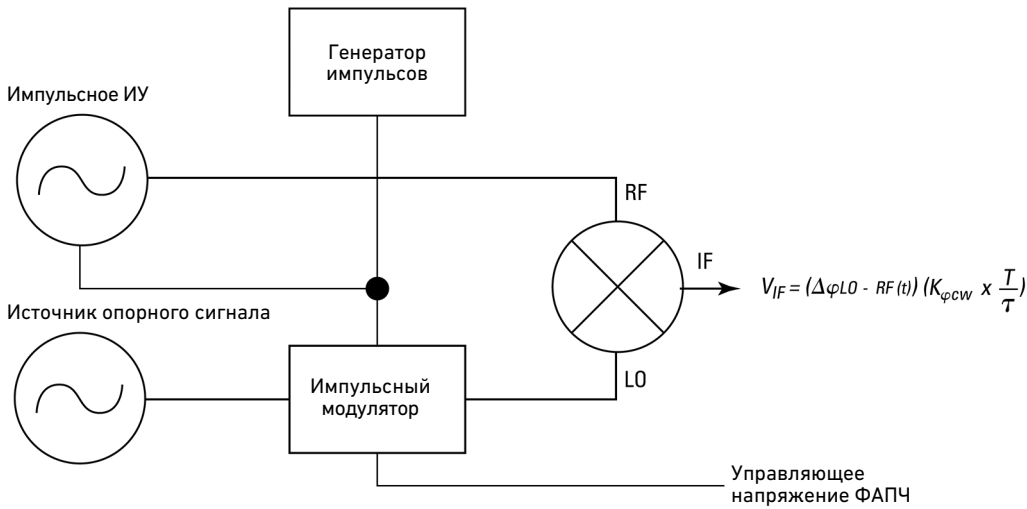


Рисунок 19. Рекомендуемая конфигурация для измерения абсолютного шума импульсного сигнала.



Рисунок 20. Выходное напряжение фазового детектора в квадратурной точке при импульсной модуляции обоих входных сигналов.

Подавление амплитудного шума гетеродина

По аналогии с определением однополосного фазового шума амплитудный шум определяется как мощность шума в одной боковой полосе амплитудно-модулированного сигнала, отнесённая к полной мощности сигнала и выраженная в единицах дБнГц. Амплитудный шум играет важную роль в измерениях фазового шума, поскольку он может влиять на точность этих измерений.

Одно из преимуществ конфигурации с двойным балансным смесителем состоит в его способности подавлять амплитудный шум гетеродина. Составляющие амплитудного шума вблизи частоты гетеродина создают шумы в пределах полосы канала ПЧ. По сравнению с несимметричными смесителями преобразованный шум на выходе двойного балансного смесителя будет подавлен на 30-40 дБ в низкочастотной области диапазона УВЧ и на 10-20 дБ в микроволновом диапазоне. Подавление амплитудного шума гетеродина имеет место и при работе двойного балансного смесителя в качестве фазового детектора.

В типовом случае, при измерении фазового шума немодулированных сигналов, уровень амплитудного шума значительно ниже уровня фазового шума и не влияет на точность его измерения. Однако эта ситуация меняется при измерении фазового шума импульсно-модулированного сигнала.

Как было показано раньше, при импульсной модуляции постоянная фазового детектора зависит от коэффициента заполнения, который влияет на уровень фазового шума, наблюдаемый на выходе фазового детектора. Когда импульсная модуляция осуществляется только в тракте между ТУ и фазовым детектором, амплитудный шум гетеродина присутствует на выходе фазового детектора 100% времени, тогда как фазовый шум ТУ – только во время действия импульса

Следовательно, амплитудный шум гетеродина становится более весомой компонентой полного измеренного шума. Если импульсная модуляция осуществляется в обоих трактах подключения к фазовому детектору, относительный уровень амплитудного шума гетеродина оказывается таким же, как в случае немодулированного сигнала.

Кроме того, если импульсная модуляция имеет место только в тракте ТУ, компонента амплитудного шума гетеродина начнёт доминировать при очень малых коэффициентах заполнения. Если импульсная модуляция выполняется в обоих трактах, компонента амплитудного шума гетеродина всегда будет присутствовать с таким же относительным уровнем, как в случае немодулированного сигнала. Поэтому импульсная модуляция в обоих трактах подключения к фазовому детектору позволяет выполнять измерения при меньших коэффициентах заполнения.

Переходные процессы фазы

Как следствие процесса импульсной модуляции, мгновенная фаза выходного сигнала ТУ может претерпевать быстрые флуктуации в моменты включения и выключения импульса. Эти флуктуации проявляются как переходные процессы на выходе фазового детектора, как показано на рисунке 21.

Такие переходные процессы фазы могут наблюдаться только на широкополосном осциллографе, подключённом к дополнительному контрольному порту (AUX) испытательной установки в модуляционной полосе частот. Их нельзя оценить с помощью анализатора спектра ни по импульсно-модулированной ВЧ-несущей, ни по выходному сигналу порта AUX, поскольку анализатор спектра не даёт никакой информации о форме сигнала во временной области. Эти переходные состояния могут иметь несколько отрицательных последствий для процесса измерения.

Если амплитуда переходного процесса превышает уровень насыщения на выходе МШУ, его коэффициент усиления будет минимальным, и минимальный уровень шума системы ухудшится на 20-30 дБ. Это показывает, что МШУ находится в режиме насыщения. Состояние перегрузки МШУ можно контролировать с помощью пикового детектора, установленного на его выходе. Точка вхождения в состояние перегрузки, определённая для рабочего уровня немодулированного сигнала, устанавливается на выходе МШУ для предотвращения его перегрузки. Как показано на рисунке 21, амплитуда выброса, обусловленного переходным процессом фазы на переднем или заднем фронте импульса, может превысить точку перехода в состояние насыщения для немодулированного сигнала только в пределах части длительности импульса. В условиях импульсной модуляции, если в этих частях импульса не происходит насыщения, допустимо ручное управление коэффициентом усиления МШУ. Для этого испытательная установка должна дать оператору возможность управлять коэффициентом усиления МШУ во время наблюдения за напряжением на выходе фазового детектора с помощью широкополосного осциллографа, подключённого к контрольному порту испытательной установки. Если в части сигнала, содержащей информацию о фазовом шуме, обнаруживается какой-либо признак насыщения, коэффициент усиления МШУ следует уменьшить.

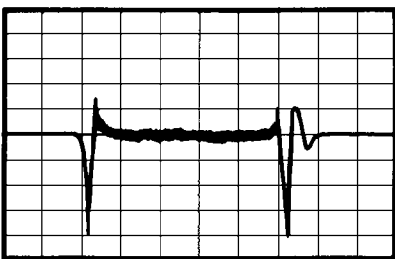


Рисунок 21 – Переходные процессы фазы на выходе фазового детектора, наблюдаемые на осциллографе, подключённом к вспомогательному (AUX) контрольному порту

Однако несмотря на то, что переходные процессы фазы сами могут содержать признаки насыщения, как показано на рисунке 22, коэффициент усиления МШУ может быть доведён до максимума при сохранении остальных его параметров.

Так как переходные процессы фазы совпадают с импульсом, они проявляются как просачивание сигнала с частотой повторения импульсов, что может потребовать фильтра PRF. Если величина переходных процессов приводит к перегрузке МШУ и его удалению из измерительного тракта системы, этот фильтр PRF может быть включён перед МШУ. Правильно сконструированный фильтр PRF значительно уменьшит величину переходных процессов фазы, так что МШУ может остаться в измерительном тракте. Если требуется фильтр PRF, должен использоваться и внешний фазовый детектор, как рассмотрено в подразделе “Просачивание сигнала с частотой повторения импульсов (PRF)”.

И наконец, если уровень переходных процессов превышает 0,2 радиана для более чем 10% длительности импульса, как показано на рисунке 23, точность измерения падает. В этом случае точность измерения можно предопределить вручную. Для этого нужно включить фазовый модулятор в один тракт подключения к фазовому детектору, ввести боковую полосу и выполнить калибровку на уровне боковой полосы.



Рисунок 22. Переходные процессы фазы с насыщением, наблюдаемые на осциллографе, подключённом к вспомогательному контрольному порту

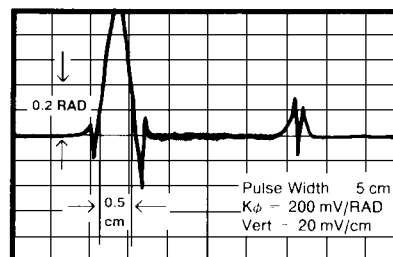


Рисунок 23. Переходные процессы фазы, превышающие 0,2 радиана для более чем 10% длительности импульса, наблюдаемые на осциллографе, подключённом к вспомогательному контрольному порту

Просачивание сигнала с частотой повторения импульсов (PRF)

При импульсной модуляции идеальный фазовый детектор в квадратурной точке создаёт выходное напряжение только во время действия импульса и при наличии разности фаз между входами ВЧ-сигнала и сигнала гетеродина. В идеальном случае, если нет разности фаз между сигналами на входных портах, напряжение на выходе всегда равно 0 вольт. При этом на выходе не наблюдается никакой огибающей импульса или просачивающегося сигнала с частотой повторения импульсов. В идеальном случае ФНЧ, следующий за фазовым детектором, должен отфильтровывать только составляющие суммарной частоты сигналов ВЧ и гетеродина. Однако практически всегда существует просачивание сигнала PRF. В этом разделе были рассмотрены две причины, вызывающие просачивание сигнала PRF – переходные процессы фазы и отклонение от квадратуры сигналов с целью компенсации напряжения смещения на выходе смесителя. Кроме того, поскольку развязка между входными портами смесителя не является идеальной, будет некоторое просачивание сигнала несущей как результат самого процесса преобразования.

Предметом беспокойства при измерении фазового шума импульсно-модулированной несущей является величина просачивания сигнала PRF. Слишком большой уровень просачивания может вызвать перегрузку МШУ и/или анализатора спектра в модуляционной полосе. Это приводит к неточности измерения и ухудшению минимального уровня шума системы. При этих условиях (чрезмерное просачивание сигнала PRF) для уменьшения величины просачивания в измерительный тракт может быть введён дополнительный фильтр сигнала PRF, как показано на рисунке 24.

Фильтр сигнала PRF должен иметь частотную характеристику, показанную на рисунке 25.

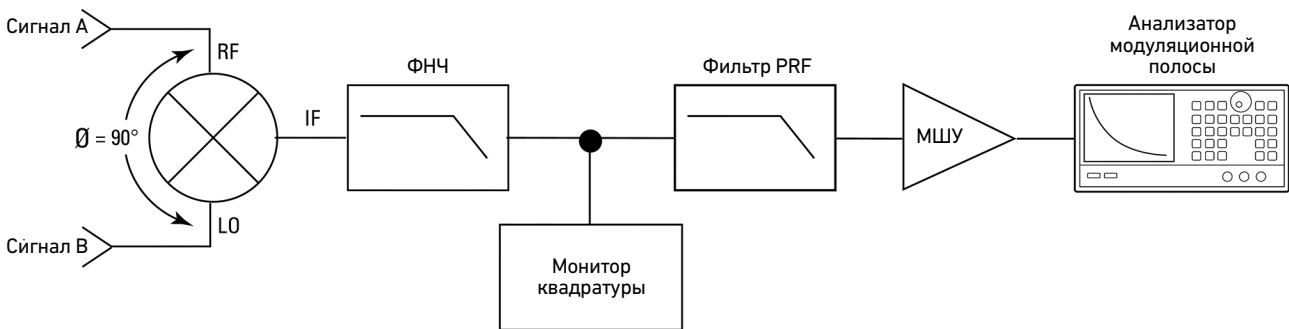
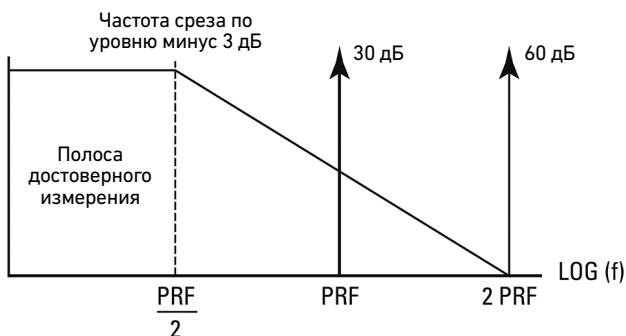


Рисунок 24. Правильное расположение фильтра PRF в измерительном тракте.



Измерения фазового шума могут быть выполнены при удалении от несущей до частоты PRF/2 Гц.

Рисунок 25. Частотная характеристика фильтра PRF.

Абсолютная величина просачивания сигнала PRF для данной измерительной конфигурации не может быть определена опытным путём прежде, чем будет предпринята попытка измерения. Следовательно, необходимость в фильтре PRF обычно обнаруживается в процессе измерения. Однако опыт показывает, что для многих конфигураций измерения могут быть успешно выполнены без фильтра PRF. Когда требуется фильтр PRF, внешний фазовый детектор также нужно использовать, поскольку при этом нет непосредственного доступа к выходу внутренних фазовых детекторов в испытательной установке модуляционной полосы. На рисунках 26 и 27 приведены рекомендуемые

аппаратные конфигурации для импульсных измерений фазового шума, когда требуется фильтр PRF.

Когда просачивание сигнала PRF чрезмерно велико, и необходим фильтр PRF, в качестве ВЧ-фазового детектора в диапазоне от 5 МГц до 1,6 ГГц может использоваться модель Watkins Johnson WJM9H, а в качестве микроволнового фазового детектора в диапазоне от 1,2 до 18 ГГц – NORSAL DBM 1-26.

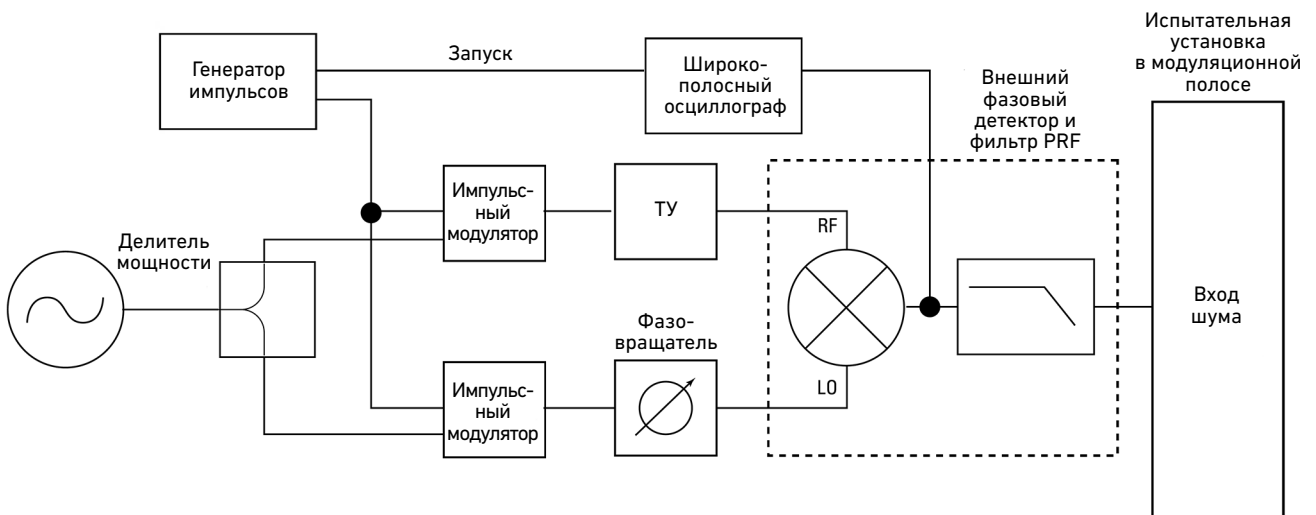
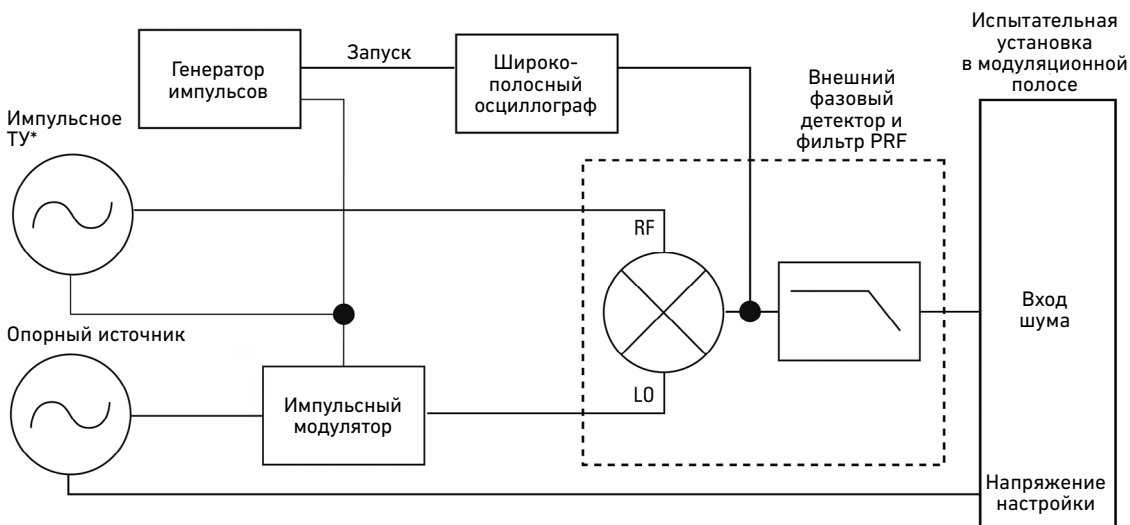


Рисунок 26. Рекомендуемая аппаратная конфигурация для остаточных импульсных измерений, когда требуется фильтр PRF.



* Если ТУ не имеет внутреннего импульсного модулятора, то следует установить импульсный модулятор в тракт "RF" и подключить к выходу генератора импульсов.

Рисунок 27. Рекомендуемая аппаратная конфигурация для абсолютных импульсных измерений, когда требуется фильтр PRF.

Минимальный коэффициент заполнения

Одним из ограничений в системе измерения фазового шума при измерении импульсно-модулированной несущей является минимальный коэффициент заполнения, при котором система может выполнять измерение. Эти ограничения различны для абсолютных и остаточных измерений.

Для абсолютного измерения, использующего систему ФАПЧ для поддержания квадратуры, критерием может служить поддержание среднего уровня сигнала, приемлемого для правильной работы системы ФАПЧ. При коэффициентах заполнения менее 5% усилители в петле ФАПЧ, как правило, не имеют достаточного усиления для обеспечения уровня сигнала, необходимого для удержания захвата в петле ФАПЧ. Некоторые системы могут удерживать состояние захвата при коэффициенте заполнения меньше 5% и выполнять правильные измерения, пока система ФАПЧ находится в состоянии захвата.

В случае остаточного измерения для получения приемлемого результата обычно необходим минимальный коэффициент заполнения 1% или более. Коэффициент заполнения определяет и минимальный уровень шума системы. Минимальный уровень шума ухудшается на величину:

$$20 \lg (\text{коэффициент заполнения})$$

Например, при коэффициенте заполнения 1% минимальный уровень шума системы ухудшается на 40 дБ. Остаточное измерение можно выполнять и при меньших коэффициентах заполнения при условии, что минимальный уровень шума системы остаётся.

Краткие выводы

Для остаточного и абсолютного измерений однополосного фазового шума импульсно-модулированных несущих рекомендован метод фазового детектора. Основное внимание в этой работе сосредоточено на результатах воздействия импульсно-модулированной несущей на метод измерения фазового шума с использованием фазового детектора.

Диапазон частотных отстроек. Диапазон частотных отстроек, доступный для измерения, определяется полосой частот испытательной установки в модуляционной полосе (усилителей и фильтров, находящихся внутри испытательной установки) и шириной полосы анализатора, используемого для измерения в полосе модулирующего сигнала. Данные, измеренные в полосе частот отстройки, достоверны только до частоты PRF/2.

Предел минимального коэффициента заполнения. Типичное значение минимального коэффициента заполнения для абсолютных измерений более 5% и зависит от способности системы ФАПЧ сохранять состояние захвата. Для остаточных измерений коэффициент заполнения определяет степень ухудшения минимального уровня шума.

Минимальный уровень шума. Для системы измерения фазового шума минимальный уровень шума представляет шум фазового детектора, пересчитанный в соответствии с коэффициентом заполнения.

myKeysight

myKeysight

www.keysight.com/find/mykeysight

Персонализированное представление наиболее важной для Вас информации.

Три Года Стандартной Заводской Гарантии

www.keysight.com/find/ThreeYearWarranty

Keysight обеспечивает высочайшее качество продукции и снижение общей стоимости владения. Единственный производитель контрольно-измерительного оборудования, который предлагает стандартную трехлетнюю гарантию на все свое оборудование.



Планы Технической Поддержки Keysight

www.keysight.com/find/AssurancePlans

До пяти лет поддержки без непредвиденных расходов гарантируют, что Ваше оборудование будет работать в соответствии с заявленной производителем спецификацией, а Вы будете уверены в точности своих измерений.

www.keysight.com/go/quality

Подразделение электронных измерений компании Keysight Technologies, Inc. сертифицировано компанией DEKRA на соответствие требованиям системы менеджмента качества ISO 9001:2008



Торговые партнеры компании Keysight

www.keysight.com/find/channelpartners

Получите двойную выгоду: глубокие профессиональные знания в области измерительной техники и широкую номенклатуру выпускаемой продукции компании Keysight в сочетании с удобствами, предоставляемыми торговыми партнёрами.

www.keysight.com/find/phasenoise

www.keysight.com/find/E5500

Российское отделение

Keysight Technologies

115054, Москва,

Космодамианская наб., 52, стр. 3

Тел.: +7 (495) 7973954

8 800 500 9286

(звонок по России бесплатный)

Факс: +7 (495) 7973902

e-mail: tmo_russia@keysight.com

www.keysight.ru

Сервисный Центр

Keysight Technologies в России

115054, Москва,

Космодамианская наб., 52, стр. 3

Тел.: +7 (495) 7973930

Факс: +7 (495) 7973901

e-mail: tmo_russia@keysight.com