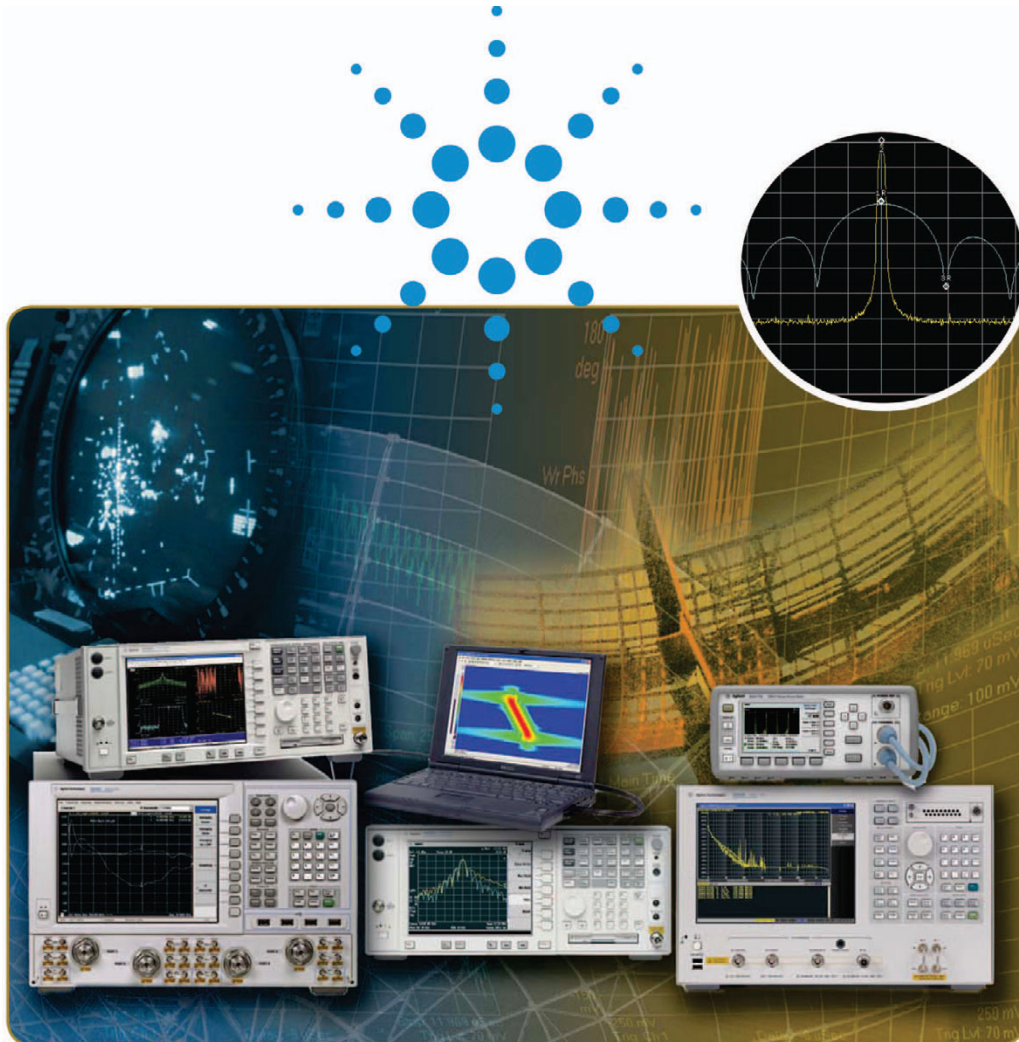


Agilent

Измерения параметров радиолокационных станций

Заметки по применению



Радиолокационные системы сегодня весьма распространены и имеют много сфер применения, включая научные, авиационные, автомобильные и военные сферы. Даже полицейский офицер имеет радиолокатор, чтобы догнать нас, если мы нарушили пределы скорости.

При широком диапазоне применений радиолокации возникло множество радиолокационных технологий, чтобы удовлетворить уникальные потребности в характеристиках, стоимости, размерах и возможностях. Например, многие полицейские радиолокаторы используют радиолокатор непрерывных колебаний (НК), чтобы оценить

доплеровский сдвиг от движущихся автомобилей, но информация о дальности им не нужна.

В данном случае низкая стоимость и небольшие размеры предпочтительнее расширенных возможностей и характеристик. С другой стороны, чрезвычайно сложные радиолокационные станции на фазовых решетках могут иметь тысячи приемопередающих модулей, работающих в тандеме, и могут использовать множество сложных методов, чтобы улучшить такие характеристики, как подавление боковых лепестков, дрожание периода повторения импульсов (ППИ), подвижность частоты, оптимизацию

формы колебаний в реальном времени, широкополосную линейную ЧМ, возможность опознавания цели.

После краткого обзора основ радиолокации эти заметки по применению будут сосредоточены на основах измерения базовых импульсных радиолокаторов, так как они являются основой большинства радиолокационных систем. В соответствующих местах заметок по применению будет обсуждаться адаптация определенных измерений для более сложных или модулированных импульсных радиолокационных систем.



1.0 Основы радиолокации и уравнение дальности действия радиолокатора	3
Основы работы радиолокатора	3
Характеристики импульса.....	3
Сжатие импульса.....	4
Доплеровская частота.....	5
Уравнение дальности действия радиолокатора.....	6
2.0 Блок-схема радиолокатора и уравнение дальности действия радиолокатора	12
Связь уравнения дальности с элементами конструкции радиолокатора	14
3.0 Измерения характеристик радиолокатора	14
Мощность, спектр и связанные с ними измерения	14
Максимальный уровень входного сигнала прибора.....	15
Измерение действующего значения мощности импульса ваттметром.....	16
Измерение действующего значения мощности импульса и спектра анализатором спектра.....	23
Измерение анализатором векторных сигналов.....	33
Проверка компонентов и узлов	44
Прямое измерение потерь мощности ваттметром.....	44
Измерения анализатором цепей.....	45
Антенные измерения	50
Проверка дальнего поля и ближнего поля антенны.....	51
Конфигурация для проверки дальнего поля.....	52
Конфигурация для проверки ближнего поля.....	54
Пример результатов антенных измерений.....	56
Поперечное сечение радиолокатора	57
Коэффициент шума	59
Техника измерения методом двух температур.....	60
Техника прямого измерения шума или метод холодного источника.....	61
Выбор наилучшего решения для измерения коэффициента шума.....	61
Фазовый шум, амплитудный шум и побочные излучения	63
Проведение прямого измерения спектра фазовых шумов анализатором спектра.....	65
Техника измерения фазовых шумов с помощью фазового детектора.....	66
Измерение фазовых шумов анализатором источников сигнала.....	67
Измерение фазовых шумов системой для проверки фазовых шумов E5500.....	69
4.0 Заключение	70
Список литературы	71

Основы работы радиолокатора

Фундаментальной природой радиолокатора является возможность собирать информацию о местонахождении цели, её скорости, направлении движения, форме, принадлежности или просто наличии, путем обработки отраженных высокочастотных (ВЧ) или микроволновых (СВЧ) сигналов в случае активных радиолокаторов, или из переданных откликов в случае радиолокаторов с активным ответом. В большинстве реализаций импульсный ВЧ или СВЧ сигнал генерируется радиолокационной системой, направляется по лучу на цель под вопросом и принимается той же антенной, которая передала сигнал. Этот базовый процесс описывается уравнением дальности действия радиолокатора, полученным на странице 6. Мощность сигнала на входе приемника радиолокатора прямо пропорциональна переданной мощности, коэффициенту усиления антенны (или размеру апертуры) и поперечному сечению радиолокатора (ПСР). Возможно более важно, что она косвенно пропорциональна четвертой степени расстояния до цели. При таком большом ослаблении, которое происходит, пока сигнал проходит до цели и обратно, применение высокой мощности является желательным, но трудно достижимым из-за ряда практических проблем, таких как нагрев, пробой напряжения, размер системы и, конечно, стоимость.

Характеристики импульса

Характеристики сигнала импульсного радиолокатора в значительной степени определяют рабочие характеристики и возможности радиолокатора. Мощность в импульсе, частота повторения импульсов, длительность импульса и модуляция импульса подбираются таким образом, чтобы получить оптимальную комбинацию для данного применения. Мощность в импульсе непосредственно влияет на максимальное расстояние или дальность цели, которая может быть обнаружена радиолокатором.

Частота повторения импульсов (ЧПИ) определяет максимальную однозначную дальность цели. Следующий (не кодированный) импульс не может быть послан до тех пор, пока предыдущий импульс идет до цели и обратно. (Кодированные импульсы могут посылаются чаще потому что кодирование может быть использовано для связи откликов с соответствующим переданным импульсом).

Длительность импульса определяет пространственное разрешение радиолокатора: импульс должен быть короче времени, которое необходимо для прохождения сигнала между деталями цели, иначе импульсы частично совпадут в приемнике.

Длительность импульса и форма импульса также определяют спектр сигнала радиолокатора. Уменьшение длительности импульса увеличивает полосу частот сигнала. Более широкие полосы частот системы дают в результате более высокий уровень шума для данной величины мощности, что снижает чувствительность. Также ширина спектра может превысить установленные распределения частот, если импульс слишком короткий.

По форме импульс может быть известным трапециидальным импульсом с короткими, но контролируруемыми временами фронта и спада, или с любой альтернативной формой, такой, как форма Гаусса и косинус в квадрате. Форма импульса может определять полосу частот сигнала, а также влиять на обнаружение и идентификацию целей и поэтому изменяется в зависимости от сферы применения.

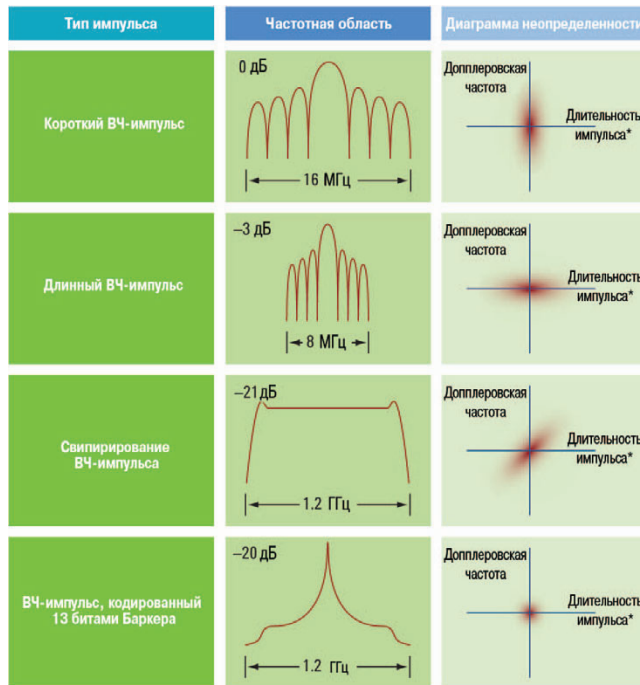
Короткие импульсы с низкой частотой повторения обеспечивают максимальную разрешающую способность и диапазон однозначности, а высокая мощность в импульсе обеспечивают максимальный диапазон радиолокатора по дальности. Однако имеются практические ограничения в генерировании коротких импульсов с большой мощностью. Например, более высокая пиковая мощность будет сокращать жизнь ламп, используемых в конструкции усилителя. Это может стать барьером в улучшении характеристик радиолокатора, если технология радиолокации остановится на таком уровне. Однако при использовании более сложных форм колебаний и методов сжатия импульса сильные ограничения ширины импульса могут быть значительно смягчены.

Сжатие импульса

Методы сжатия импульса позволяют использовать относительно длинные ВЧ-импульсы не жертвуя разрешением по дальности. Ключом к сжатию импульса является энергия. Используя более длинные импульсы, можно уменьшить пиковую мощность у передаваемого импульса при сохранении той же самой энергии. При приеме импульс сжимается в более короткий с помощью согласованного коррелированного фильтра, который увеличивает пиковую мощность импульса и уменьшает его длительность. Радиолокатор со сжатием импульса, таким образом, реализует многие преимущества короткого импульса, как то: улучшенные разрешающая способность и точность, уменьшенный уровень помех на экране радиолокатора, лучшая классификация цели и больший допуск в некоторых методах электронного противодействия (ЭП) и глушения радиопередач. Одной из областей, в которой не реализуются эти преимущества, является величина минимальной дальности действия. Здесь длинный импульс передатчика может скрыть цели, которые находятся близко от радиолокатора.

Способность сжимать импульс с помощью согласованного фильтра достигается модулированием ВЧ-импульса таким способом, чтобы он содействовал процессу сжатия. Функция согласующего фильтра может быть достигнута цифровым способом, при использовании функции взаимной корреляции для сравнения принятого импульса с переданным. Выборки принятого сигнала периодически смещаются во времени, раскладываются в ряд Фурье и умножаются на сопряженное преобразование Фурье выборки переданного сигнала (или точной его копии). Результат функции взаимной корреляции пропорционален смещенному во времени согласованию двух сигналов. Выброс в функции взаимной корреляции или на выходе согласующего фильтра появляется, когда два сигнала стоят рядом. Этот выброс является отраженным сигналом радиолокатора и типично он может быть в 1000 раз короче по длительности во времени, чем переданный импульс. Даже если два или больше длинных переданных импульса совпадут в приемнике, крутой подъем на выходе произойдет когда каждый из импульсов совпадет с переданным импульсом. Это восстанавливает разделение между принятыми импульсами и, вместе с этим, разрешение по дальности. Заметьте, что принятая форма сигнала проходит через окно, используя окно Хамминга или аналогичное ему, для того чтобы уменьшить боковые лепестки во временной области, возникающие во время процесса взаимной корреляции.

Идеально корреляция между принятыми и переданными сигналами будет высокой только тогда, когда переданный и принятый сигналы точно совпадают. Для достижения этой цели используется множество методов модуляции, которые включают: линейное свипирование по частоте, двоичное кодирование фазы (например коды Баркера) или многофазные коды (например коды Костаса). Графики на рисунке 1, названные диаграммами неопределенности, показывают, как работают различные схемы сжатия импульса в виде зависимости доплеровского сдвига частоты от длительности импульса.



* Термин "длительность импульса" относится к длительности импульса на выходе детектора радиолокатора

Рисунок 1 – Диаграмма неопределенности иллюстрирует зависимость точности определения местоположения от точности доплеровской частоты. На рисунке показаны относительные диаграммы неопределенности для различных типов импульса радиолокатора

Хотя доплеровский сдвиг частоты может вызывать ошибки, он также дает оператору радиолокатора важную информацию о цели.

Доплеровская частота

Многие интересующие нас цели находятся в движении. Движение целей заставляет частоту отраженного сигнала смещаться выше, если цель движется к радиолокатору, и ниже, если цель движется в обратном направлении. Это и есть доплеровское смещение частоты, часто ассоциированное с проходящими машинами скорой помощи и поездами. Как многие люди, которые должны принимать быстро движущиеся билеты, могут их проверять, так полицейские радиолокаторы, использующие доплеровский сдвиг частоты, могут определять радиальную скорость автомобилей (целей). Во многих радиолокационных системах как местоположение, так и радиальная скорость, являются полезной информацией.

Доплеровский сдвиг частоты может уменьшить чувствительность обнаружения местоположения. Помните, что выход фильтра взаимной корреляции, используемого для обнаружения, пропорционален совпадению принятого и переданного сигналов. Если принятый сигнал несколько ниже или выше по частоте, то выходной сигнал фильтра взаимной корреляции будет немного меньше. Для простого импульса отклик фильтра взаимной корреляции следует как функция доплеровской частоты по знакомой огибающей $\text{SIN } X/X$. В крайних случаях принятый сигнал может быть так смещен по частоте так, что он совпадет с одним из боковых лепестков передаваемого сигнала. Заметьте, что у коротких импульсов относительно широкий начальный лепесток в характеристике $\text{sin } x/x$, а также тенденция иметь доплеровский допуск, сравнимый с допуском при длинных импульсах. В других схемах сжатия импульса, таких как кодирование Баркера, выходной сигнал согласующего фильтра падает много быстрее, чем $\text{SIN } X/X$ у простого импульса, что делает их нетерпимыми к доплеровскому эффекту. Доплеровский сдвиг у линейно модулированных по частоте импульсов может создать ошибку в информации о местоположении, потому что наиболее высокая взаимная корреляция происходит, когда частоты свипирования у принятого импульса точно совпадают с частотами свипирования у переданного импульса. Эта отстройка прямо пропорциональна доплеровскому сдвигу.

Уравнение дальности действия радиолокатора

Уравнение дальности действия радиолокатора описывает важные переменные характеристики радиолокатора и создает основу для понимания измерений, которые выполняются, чтобы убедиться в оптимальной работе радиолокатора. В этом разделе рассматриваются основы вывода уравнения дальности действия и важные переменные характеристики, названные в уравнении. Остальная часть заметок по применению будет затем обсуждать методы измерений и их модификации, которые имеются для оценки этих переменных характеристик.

Вывод формулы начинается с анализа простой сферической модели рассеивания при распространении для ненаправленного излучателя или антенны точечного источника. Предположим для простоты, что антенна равномерно облучает внутреннюю поверхность воображаемой сферы с равномерной плотностью мощности на каждую единицу площади поверхности, где площадь поверхности сферы равна:

$$A_s = 4(\pi)R^2$$

где:

A_s – площадь сферы;
 R – радиус сферы.

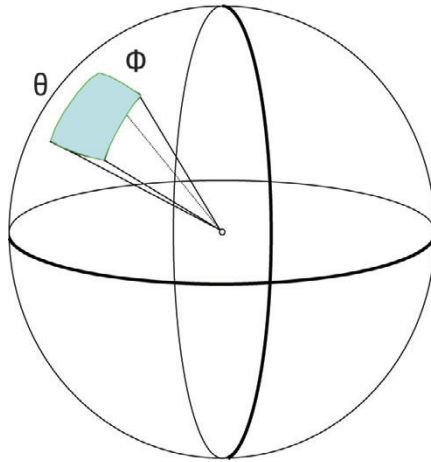


Рисунок 2 – Излучение идеальной ненаправленной антенны

Плотность мощности находится путем деления общей излучаемой мощности в ваттах на площадь поверхности сферы в квадратных метрах.

$$\rho = \frac{P_t}{A_s} = \frac{P_t}{4\pi R^2}$$

где:

ρ – плотность мощности в ваттах на квадратный метр;
 P_t – общая излучаемая мощность в ваттах.

Так как радиолокационные системы используют направленные антенны для фокусирования излучаемой энергии на цель, уравнение может быть преобразовано к численной величине направленного коэффициента усиления антенны G . Усиление антенны определяется как отношение мощности, направленной на цель, к мощности идеальной ненаправленной антенны.

$$\rho_T = \frac{P_t G_t}{4\pi R^2}$$

где:

ρ_T – плотность мощности, направленной на цель от направленной антенны;

G_t – усиление направленной антенны.

Уравнение описывает передаваемую плотность мощности, которая приходит к цели. Часть этой энергии будет отражаться по различным направлениям, а часть энергии будет переизлучаться обратно к радиолокационной системе. Величина связанной с этим плотности мощности, которая переизлучается обратно к радиолокатору, является функцией поперечного сечения радиолокатора (ПСР или σ) со стороны цели. ПСР (σ) имеет размерность площади и является мерой размеров цели, видимой радиолокатором. С этой информацией уравнение может быть расширено для нахождения плотности мощности, возвращенной к антенне радиолокатора. Это делается путем умножения переданной плотности мощности на отношение ПСР к площади сферы.



Рисунок 3 – Переданная и отраженная мощность, возвращенная к радиолокатору

$$\rho_R = \frac{P_t G_t}{4\pi R^2} \frac{\sigma}{4\pi R^2}$$

где;

ρ_R – плотность возвращенной к радиолокатору мощности в ваттах на квадратный метр;

σ – ПСР в квадратных метрах.

Часть этого сигнала, отраженного целью, будет перехватываться антенной радиолокатора. Мощность этого сигнала будет равна плотности возвращенной мощности у антенны, умноженной на эффективную площадь антенны A_e .

$$S = \frac{P_T G_T \sigma A_e}{(4\pi)R^4}$$

где:

- S – мощность сигнала, принятого приемником, в ваттах;
- P_T – переданная мощность в ваттах;
- G_T – усиление передающей антенны (отношение);
- σ – ПСР в квадратных метрах;
- R – радиус или расстояние до цели в метрах;
- A_e – эффективная площадь приемной антенны в квадратных метрах.

Теория антенн позволяет нам выразить усиление антенны через её эффективную площадь в виде:

$$A_e = \frac{G_R \lambda^2}{4\pi}$$

где:

- G_R – усиление приемной антенны;
- λ – длина волны сигнала радиолокатора в метрах.

Выражение для мощности принятого сигнала теперь может быть упрощено. Заметьте, что для моностатического радиолокатора усиление антенны G_T и G_R являются эквивалентными. Предположим, что у нас есть случай для такого преобразования.

$$S = \frac{P_T G_T G_R \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^2 R^4 4\pi} \rightarrow S = \frac{P_T G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4}$$

где:

- S – мощность сигнала, принятого приемником, в ваттах;
- P_T – переданная мощность в ваттах;
- G – усиление антенны (предположим одну антенну для приема и передачи);
- λ – длина волны сигнала радиолокатора в метрах.
- σ – ПСР цели в квадратных метрах;
- R – радиус или расстояние до цели в метрах.

Теперь, когда мощность сигнала у приемника известна, следующим шагом будет анализ того, как приемник будет обрабатывать сигнал и извлекать из него информацию. Основным фактором, ограничивающим приемник, является шум и результирующее отношение сигнала к шуму (S/N).

Мощность шума (теоретический предел) на входе приемника, описываемого как шум Джонсона или тепловой шум, является результатом случайного движения электронов и пропорционален температуре.

$$N = kTB_n,$$

где:

- N – мощность шума в ваттах;
- k – постоянная Больцмана (1,38 Ч 10⁻²³) джоулей / градус Кельвина;
- T – температура в градусах Кельвина;
- B_n – шумовая полоса системы.

При комнатной температуре 290°K имеющаяся на входе приемника мощность шума будет равна 4 x1 0⁻²¹ Вт/Гц, что соответствует –203,98 дБВатт/Гц или –173,98 дБм / Гц.

Имеющаяся на выходе приемника мощность шума всегда будет больше, чем предсказывает приведенное выше уравнение, из-за шума, генерируемого внутри приемника. Шум на выходе будет равен идеальной мощности шума умноженной на коэффициент шума и усиление приемника.

$$N_o = GF_n kTB,$$

где:

- N_o – общий шум приемника;
- G – усиление приемника;
- F_o – коэффициент шума.

Кроме коэффициента шума, другие ограничивающие факторы включают шумы генератора (такие как фазовый шум или амплитудный шум), паразитное излучение, остаточные сигналы или сигналы зеркальной боковой полосы частот. Эти сигналы могут или не могут быть подобными шуму, но они будут влиять на способность обрабатывать принятые сигналы. Для простоты эти факторы не будут конкретно рассматриваться при выводе формулы. Однако фазовый шум и паразитное излучение являются важными для радиолокации измерениями, которые могут влиять на характеристики радиолокатора, и поэтому включены как часть последующего обсуждения в эти заметки по применению.

Как справедливо замечено, имеющаяся на выходе приемника мощность шума всегда будет больше, чем тепловой шум Джонсона. Это происходит из-за дополнительного шума, который генерируется внутри приемника. Общий шум на выходе будет равен мощности шума Джонсона, умноженной на коэффициент шума F_o и усиление приемника G.

Усиление приемника может быть переписано как отношение сигнала на выходе приемника к сигналу на входе (G = S_o/S_i). Решая уравнение для коэффициента шума, получим:

$$F_n = \frac{S_i / N_i}{S_o / N_o}, \text{ где } N_i = kTB$$

По определению, коэффициент шума является отношением сигнал/шум на входе к сигнал/шум на выходе.

Уравнение может быть переписано в другой форме:

$$F_n = \frac{N_o}{kT_o B_n G}, \text{ где } G = \frac{S_o}{S_i}$$

где:

F_n – коэффициент шума ;
 N_o – общий шум приемника;
 G – усиление приемника;
 S_o – сигнал на выходе приемника;
 S_i – сигнал на входе приемника;
 T_o – комнатная температура;
 k – постоянная Больцмана;
 B_n – шумовая полоса приемника.

Так как коэффициент шума описывает ухудшение отношения сигнал/шум, когда сигнал проходит через систему, то может быть определен минимальный обнаруживаемый сигнал (МОС) на входе, который соответствует минимальному отношению сигнал/шум на выходе при мощности шума на входе равной kTB .

$S_i \rightarrow S_{\min}$ когда условие минимума S_o/N_o определено выражением:

$$S_{\min} = kT_o B_n F_n \left(\frac{S_o}{N_o} \right)_{\min}$$

где:

S_{\min} – минимальная мощность, требуемая на входе приемника;
 F_n – коэффициент шума;
 $(S_o/N_o)_{\min}$ – минимальная величина отношения, требуемая для обнаружения сигнала процессором приемника.

Теперь, когда минимальный уровень сигнала, требуемый для превышения шума системы, определен, максимальная дальность действия радиолокатора может быть вычислена путем приравнивания МОС(S_{\min}) к уровню сигнала, отраженного от нашей цели на максимальной дальности (установкой S_{\min} равной выражению для S выше).

$$S_{\min} = kT_o B_n F_n \left(\frac{S_o}{N_o} \right)_{\min} = \frac{P_T G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R_{\max}^4}$$

Из этого уравнения мы можем выразить максимальную дальность действия нашего радиолокатора

$$R_{\max} = \frac{P_T G^2 \lambda^2 \sigma}{kT_o B_n F_n (S/N) (4\pi)^3}$$

где:

R_{\max} – максимальное расстояние до обнаруживаемой цели в метрах;
 P_T – передаваемая мощность в ваттах;
 G – усиление антенны (предположим одну антенну для приема и передачи);
 λ – длина волны сигнала радиолокатора в метрах.
 σ – ПСР цели в квадратных метрах;
 k – постоянная Больцмана;
 T_o – комнатная температура в градусах Кельвина;
 B_n – шумовая полоса приемника в герцах;
 F_n – коэффициент шума;
 (S/N) – минимальная величина отношения, требуемая для обнаружения сигнала процессором приемника.

Это уравнение описывает максимальную дальность цели для нашего радиолокатора, основанную на передаваемой мощности, усилении антенны, ПСР со стороны цели, коэффициенте шума системы и минимальном отношении сигнал/шум. На самом деле оно является упрощенной моделью характеристик радиолокатора. Имеются много факторов, которые также будут затрагивать характеристики системы, в том числе изменения в предположениях, сделанных при выводе этого уравнения. Двумя дополнительными факторами, которые должны быть учтены, являются потери в системе и интегрирование импульса, которое может возникнуть при обработке сигнала. Потери в системе могут произойти как на пути передачи, так и на пути приема. В случае классического применения импульсного радиолокатора можно предположить, что от данной цели будет принято множество импульсов для каждого положения антенны радиолокатора (так как полоса пропускания антенны больше нуля, очевидно, что радиолокатор будет останавливаться на каждой цели некоторое время), поэтому их можно проинтегрировать для улучшения характеристик радиолокационной системы. Так как наше интегрирование не может быть идеальным, мы будем использовать термин эффективность интегрирования $E_i(n)$, основанный на числе интегрированных импульсов, для описания улучшения от интегрирования.

Включение этих терминов в уравнение радиолокатора дает в результате выражение:

$$R^4 = \frac{P_T G^2 \lambda^2 \sigma E_i(n)}{k T B_n F_n (S/N) (4\pi)^3 L_T L_R}$$

где:

- L_T – потери на пути передачи;
- L_R – потери на пути приема;
- $E_i(n)$ – коэффициент эффективности интегрирования.

Все уравнение может быть преобразовано в логарифмическую форму (дБ) для упрощения обсуждения:

$$40 \text{Log}(R) = P_T + 2G_{\text{дБ}} + 20 \text{Log}_{10} \lambda + \sigma_{\text{дБсм}} + E_{\text{дБ}}(n) + 204 \text{дБВатт/Гц} - 10 \text{Log}(B_n) - F_n - (S/N) - L_{\text{ТдБ}} - L_{\text{РдБ}} - 33 \text{дБ}$$

где:

- R – максимальное расстояние в метрах;
- P_T – передаваемая мощность в ваттах;
- G – усиление антенны в дБ;
- λ – длина волны сигнала радиолокатора в метрах.
- σ – ПСР цели, измеренная в дБсм или в дБ относительно квадратного метра;
- F_N – величина шума (величина шума равна коэффициенту шума, преобразованному в дБ);
- S/N – минимальное отношение сигнал / шум, требуемое функцией обработки приемника для обнаружения сигнала в дБ.

Член 33 дБ образуется из $10 \log(4\pi)^3$, а член 204 дБВатт/Гц из шума Джонсона при комнатной температуре.

Логарифмическое значение для ПСР $\sigma_{\text{дБсм}}$ определяется в дБсм или в дБ относительно одного метра сферы (с поперечным сечением в один квадратный метр), которая является стандартной целью для измерений поперечного сечения радиолокатора.

2.0 Блок-схема радиолокатора и уравнение дальности действия радиолокатора

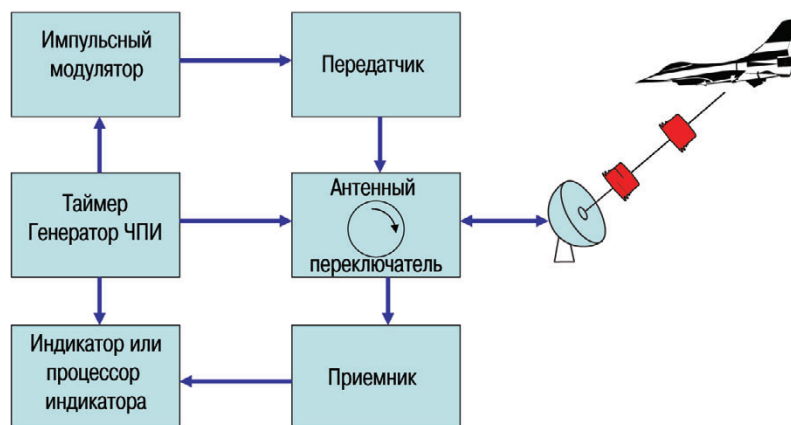


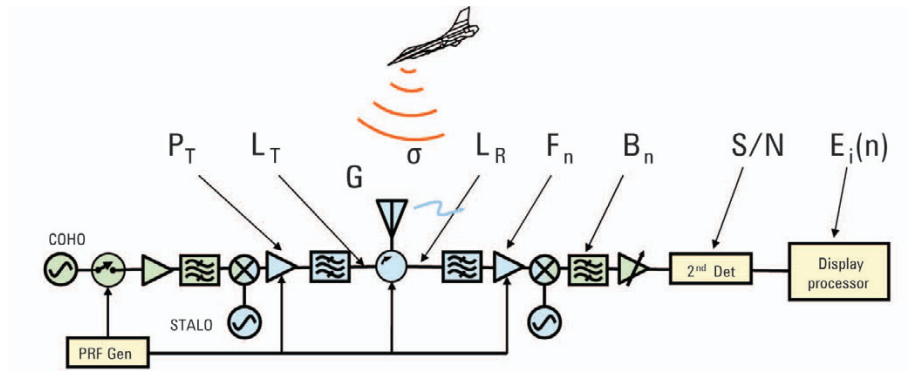
Рисунок 4 – Базовая блок-схема радиолокатора

На рисунке 4 показана базовая блок-схема радиолокатора. Схема может быть намного более сложной, однако эта схема показывает все необходимые блоки радиолокационной системы. На схеме показан задающий таймер, или генератор ЧПИ, как центральный блок системы. Генератор ЧПИ синхронизирует во времени все компоненты радиолокационной системы, показанные на рисунке 4, через соединения к импульсному модулятору, антенному переключателю (или переключателю передача/прием) и процессору индикатора. Кроме того, соединения с приемником обеспечивают стробирование для защиты тракта высокой частоты или дифференциальной регулировки усиления, такой, как регулировка чувствительности во времени (РЧВ).

Далее в этих заметках по применению мы сосредоточимся на передатчике, приемнике, антенном переключателе и антенных секциях этой схемы. По мере продвижения по блокам, для каждого блока или элемента будут выделены параметры уравнения дальности.

Связь уравнения дальности с элементами конструкции радиолокатора

На рисунке 5 мы расширили блоки передатчика и приемника нашей блок-схемы, для того чтобы назвать некоторые типичные элементы. Эта блок-схема может изменяться довольно сильно в зависимости от типа примененного передатчика. Например, если наш передатчик использует мощный магнетронный генератор, то его выходной каскад в схеме будет значительно проще. Хотя показанное на рисунке является уравнением упрощенного радиолокатора, показывающим важные блоки на нашей схеме, оно имеет большое значение для каждого параметра.



$$40 \log(R) = P_T + 2G + 20 \log_{10} \lambda + \sigma + E_i(n) + 204 \text{ дБВатт/Гц} - 10 \log(B_n) - F_n - (S/N) - L_T - L_R - 33 \text{ дБ}$$

Рисунок 5 – Связь уравнения дальности радиолокатора с базовой конструкцией передатчика и приемника

3.0 Измерения характеристик радиолокатора

Мощность, спектр и связанные с ними измерения

Как правило, передатчик радиолокатора является самым дорогим элементом системы с наиболее высоким потреблением мощности, очень жесткими требованиями к охлаждению и наиболее сильным влиянием на характеристики системы.

Как показано на рисунке 6, есть много различных терминов, используемых, когда идет речь о мощности. Средняя мощность является мощностью, интегрированной за полное время формы колебаний (время включения и время выключения) радиолокатора. Если длительность импульса и ЧПИ не постоянны, то время интегрирования должно быть достаточно большим, чтобы охватить все возможные изменения параметров импульса. Большинство типичных измерителей мощности ВЧ- и СВЧ-сигналов являются измерителями средней мощности и реагируют на тепловую энергию сигнала. Максимальная мощность является максимальной мгновенной мощностью. Действующее значение мощности импульса является интегральной или средней мощностью за один полный импульс.

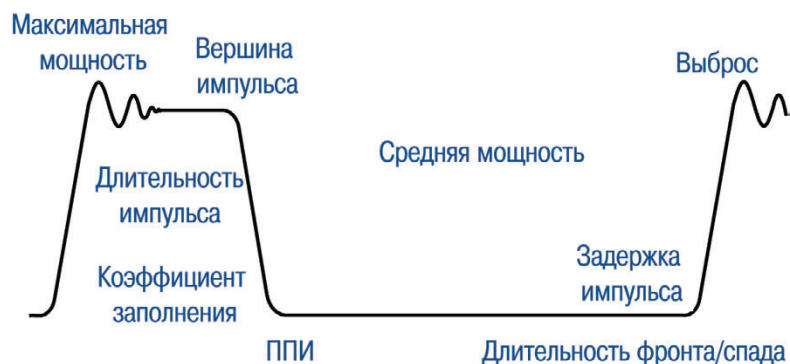


Рисунок 6 – Параметры импульса

Другие параметры, включающие коэффициент заполнения, длительность импульса, ЧПИ, длительность фронта и спада, показанные на рисунке 6, являются полезными для характеристики мощности сигнала радиолокатора.

С точки зрения уравнения дальности радиолокатора термин “мощность” соответствует мощности передаваемого импульса. Если термин “интегрирование” исключен, то уравнение применяется к одиночному импульсу. Поэтому может быть полезным проверять максимальную мощность и действующее значение мощности на основе индивидуального импульса. Этот метод становится более важным для современных радиолокационных систем, у которых длительность импульса и ЧПИ динамически регулируются и профиль импульса может быть очерчен для улучшения характеристик системы. При использовании современного контрольного оборудования делать это становится легче.

Измерения средней мощности являются распространенным методом, характеризующим мощность радиолокационного сигнала. Он прост для измерения и проводится с помощью недорогих приборов. Если такие характеристики импульса, как коэффициент заполнения радиолокационного сигнала, известны, то действующее значение мощности импульса может быть получено или оценено, основываясь на средней мощности. Заметьте, однако, что данный метод не дает информации о спаде или любых максимальных отклонениях, которые возникают из-за звона или выброса. Результат может быть близким эквивалентом для вершины импульса, а в случае абсолютно прямоугольного импульса он может быть эквивалентом для истинной максимальной мощности или действующего значения мощности импульса

Во время измерения мощности для подтверждения эффективной работы радиолокационной системы критической является форма спектра. Несимметричная или неправильная форма спектра показывает, что радиолокатор работает не оптимально. Например, радиолокатор может терять мощность из-за передачи или расширения спектра на нежелательных частотах, создающих внеполосные помехи. Для некоторых радиолокационных станций формирование импульсов используется для того, чтобы уменьшить уровень спектральных боковых лепестков, улучшить эффективность и время службы узлов радиолокатора и сократить полосу пропускания.

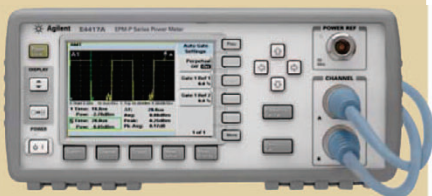
Для измерения мощности радиолокатора, характеристик импульса и спектра можно использовать ваттметры, анализаторы спектра или анализаторы векторных сигналов. Каждый прибор имеет свои преимущества и недостатки. Лучший из приборов определяется объектами измерения и ограничениями у радиолокатора и испытательного оборудования. В данном разделе будет обсуждаться проведение измерений каждым из этих приборов.

Максимальный уровень входного сигнала прибора

Первым параметром, который мы рассмотрим, является величина ВЧ-мощности. Такие параметры, как частота, согласование антенны (КСВ), длительность импульса (ДИ), время повторения импульсов (ВПИ), коэффициент заполнения будут влиять на измерения мощности и выбор технических средств измерений.

ВЧ- и СВЧ-приборы имеют ограничения как по величине средней, так и максимальной мощности, которые могут быть на входе без повреждения прибора. Для типовых радиолокационных систем с действующими значениями мощности импульса примерно 1 МВт требуется направленный ответвитель, чтобы отобрать часть передаваемой мощности и обеспечить на испытательном приборе безопасный уровень энергии.

Р-серия ваттметров



Быстро и точно характеризует максимальную мощность, среднюю мощность, коэффициент заполнения и статистические данные радиолокационных сигналов

- Непрерывная дискретизация 100 миллионов выборок/с
- Автоматизированное стробирование и запуск
- Время установления 13 нс, точное измерение максимальной мощности у импульсов длительностью 50 нс
- Одноканальная и двухканальная модели

www.agilent.com/find/wideband_powermeters

Измерение действующего значения мощности импульса ваттметром

Наиболее общим и самым дешевым методом измерения действующего значения мощности импульса является использование ваттметра. Подходящий ваттметр может обеспечить множество измерений, включая среднюю мощность, максимальную мощность, коэффициент заполнения и даже статистические данные мощности. При рассмотрении измерений ваттметром, в первую очередь следует обратить внимание на преобразователь мощности.

Преобразователь мощности

Основная идея преобразователя мощности заключается в преобразовании мощности высокой частоты в постоянный ток или сигнал низкой частоты, которые ваттметр может затем измерить и отнести к определенному ВЧ- или СВЧ-уровню мощности. Тремя основными типами преобразователей являются терморезисторы, термопары и диодные детекторы. Имеются преимущества и ограничения, связанные с каждым типом преобразователей. Мы кратко опишем теорию каждого типа, преимущества и ограничения, связанные с каждым преобразователем.

Преобразователи на терморезисторах

Преобразователи на терморезисторах принадлежат к сбалансированному мосту Уитстона. Когда ВЧ-мощность приложена к терморезистору моста, он нагревается и его сопротивление уменьшается. Это изменение сопротивления рассогласовывает мост и создает дифференциальный входной сигнал для усилителя. Находясь в кольце обратной связи, усилитель уменьшает постоянное смещение на мосте в достаточной мере, чтобы привести мост обратно к балансу. Различие в мощности постоянного тока может быть затем измерено ваттметром и отнесено к ВЧ-мощности на терморезисторе

Обратной стороной этих типов преобразователей является их чувствительность к изменениям температуры. Для решения этой проблемы может быть добавлен второй терморезистор, чтобы корректировать результаты измерения в зависимости от окружающей температуры.

Преобразователи на термопарах

Действие преобразователей на термопарах основано на свойстве металла создавать напряжение, обусловленное разницей температур между горячим и холодным контактами, при этом различные металлы будут создавать различные напряжения. Преобразователи на термопарах обнаруживают и сопоставляют эти изменения, которые являются результатом температурных изменений, вызванных наличием ВЧ-мощности на элементе термопары. Так как изменение напряжения невелико, много контактов соединяются последовательно, что называется термобатареей.

Терморезисторы и преобразователи на термопарах могут использоваться для измерения средней мощности, но не могут непосредственно измерять максимальную мощность.

Преобразователи на диодах

В отличие от терморезисторов и термопар, диод не измеряет содержание тепла в сигнале, а выпрямляет сигнал. Нагрузкой для ВЧ-сигнала является согласующий резистор (приблизительно 50 Ом). В диоде ВЧ-напряжение выпрямляется и преобразуется в напряжение постоянного тока.

Шунтирующий конденсатор используется как фильтр низких частот, чтобы удалить любой ВЧ-сигнал, проходящий через диод. Основным свойством диодного преобразователя является чувствительность, позволяющая измерять такую низкую мощность, как -70 дБм (100 пВт).

Однако данные утверждения справедливы, только если эти измерения независимы от содержания сигнала. Если мы разложим уравнение диода в степенной ряд, то получим, что выпрямленное выходное напряжение является функцией квадрата напряжения входного сигнала до уровня мощности приблизительно -20 дБм. Такая характеристика дает выпрямленный выходной сигнал, который пропорционален мощности ВЧ-сигнала независимо от содержания сигнала.

Когда уровень мощности возрастает выше -20 дБм, процесс выпрямления становится все более линейным, а выходное напряжение переходит к функции входного напряжения (а не квадрату входного напряжения). Для сложных сигналов выходное напряжение зависит также от фазовых соотношений между различными компонентами входного сигнала. Другими словами, выход больше связан с максимальной мощностью сигнала, а не с мощностью нагрева сигнала, находящегося в полосе пропускания видеосигнала (ППВ) преобразователя. Для импульсных сигналов это очень важно.

Многие из сегодняшних измерений средней мощности требуют динамического диапазона больше чем 50 дБ. Подход Agilent к созданию широкого динамического диапазона состоит в том, что преобразователь средней мощности, удовлетворяющий эту потребность, должен включать диодный выпрямительный столб вместо одиночного диода, чтобы расширить действие квадратичного закона на более высокие уровни мощности за счет чувствительности. Последовательное соединение диодов дает в результате ухудшение чувствительности на $10 \cdot \log(m)$ дБ и расширение вверх по мощности области квадратичного закона максимальной мощности на $20 \cdot \log(m)$ дБ, приводя к конечному улучшению динамического диапазона квадратичного закона на $10 \cdot \log(m)$ дБ по сравнению с одиночным диодным детектором. E-серия преобразователей мощности E9300 выполнена с соединенными в пару двухдиодными выпрямительными столбами для предела низкой мощности (от -60 до -10 дБм) или с аттенюатором на резисторном делителе и соединенными в пару пятидиодными выпрямительными столбами для предела высокой мощности (от -10 до $+20$ дБм).

Измерение мощности ваттметром средней мощности

Ваттметр средней мощности может использоваться для получения данных о средней мощности и среднем значении мощности импульса, если коэффициент заполнения сигнала известен. У данного метода есть свои преимущества, но необходимо учитывать некоторые моменты. Когда ваттметр средней мощности сообщает о среднем значении в импульсе или максимальной мощности, это делается путем получения результата из средней мощности и известного коэффициента заполнения. Результат точен для идеального или близкого к идеальному импульсного сигнала, но он не отражает искажения из-за неквадратичной формы импульса и не обнаруживает максимальный размах, который может возникнуть из-за звона или выброса. Главное преимущество ваттметров средней мощности состоит в том, что они являются самым недорогим решением. Стоимость соответствующих ваттметров максимальной мощности и преобразователей более высока. Ваттметры средней мощности также способны выполнять измерения в более широком динамическом диапазоне, частотном диапазоне и полосе пропускания, они могут измерить сигнал независимо от того, насколько мало время нарастания или длительность импульса.

Рисунок 7 показывает пример измерений среднего значения мощности импульса и средней мощности, используя ваттметр средней мощности и известный коэффициент заполнения. В примере использован простой импульс длительностью 10 мкс с периодом повторения 40 мкс. Импульсный сигнал установлен с уровнем мощности приблизительно 0 дБм. Средняя мощность в результате составляет -6,79 дБм. Так как коэффициент заполнения известен (10 мкс поделенные на 40 мкс, или 25 %), он может быть введен в ваттметр, чтобы получить в результате действующее значение мощности импульса, которое измеряется величиной -0,77 дБм.

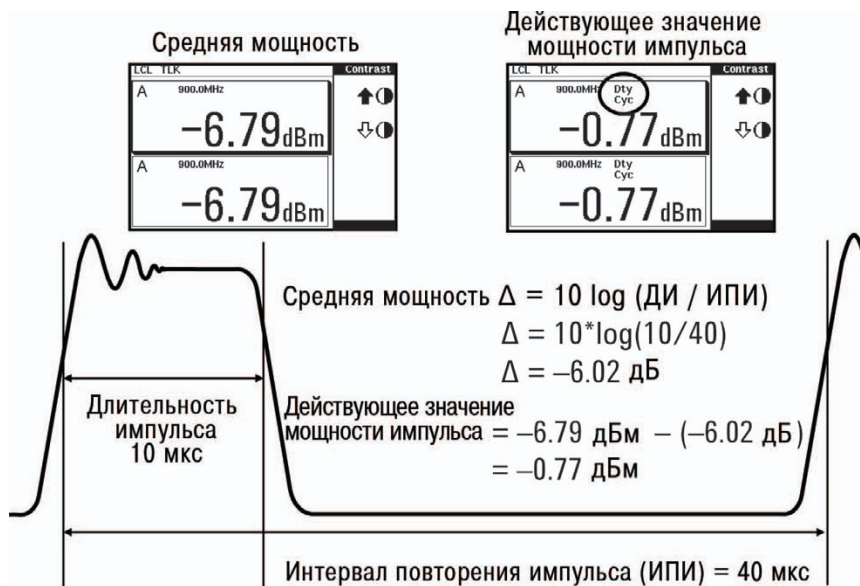


Рисунок 7 – Использование ваттметра средней мощности для получения действующего значения мощности импульса

В реальности, как упоминалось ранее, импульс может быть не чисто прямоугольным, так как имеются связанные с ним длительности фронта и спада, так же как возможен выброс на сигнале. Комбинация этих эффектов создает погрешность в вычисленном результате.

Измерение мощности ваттметром максимальной мощности

Преимущество ваттметра максимальной мощности с датчиком в том, что он в состоянии измерить максимальную мощность и действующее значение мощности импульса непосредственно. Это особенно важно для сформированных или модулированных импульсов, для которых получение действующего значения мощности импульса из средней мощности может быть неадекватным.

Рисунок 8 показывает пример измерения максимальной мощности и действующего значения мощности импульса с помощью ваттметра максимальной мощности Agilent P-серии. Удобным отличием ваттметра является то, что он имеет индикатор с разверткой, который позволяет человеку рассматривать огибающую измеряемого импульсного сигнала. Ваттметр работает путем непрерывных выборок сигнала дискретизатором с частотой 100 миллионов выборок/с, буферизации данных и вычисления результата. Это дает ваттметру гибкость измерений, включая гибкий запуск, временную селекцию многочисленными стробирующими импульсами и способность получать короткие однократные измерения.

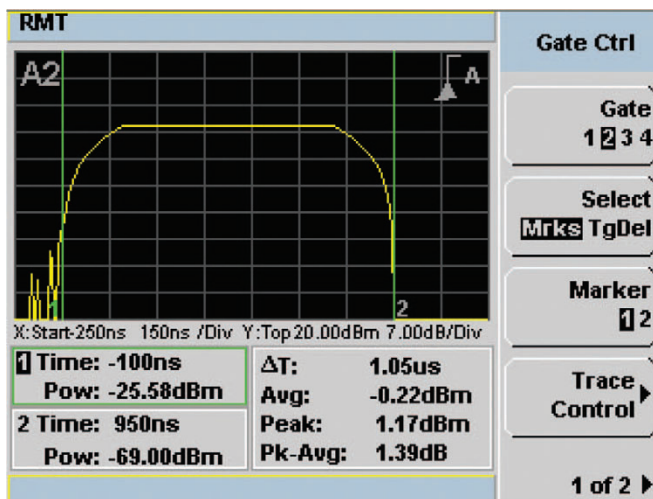


Рисунок 8 – Использование ваттметра максимальной мощности Agilent P-серии для измерения максимальной мощности, стробированного действующего значения мощности импульса и отношения максимальной мощности к средней мощности. Благодаря огибающей этого импульса максимальная мощность на 1,39 дБ выше действующего значения мощности импульса

На рисунке 9 показан временной селектор, установленный, чтобы измерять больше, чем один импульс. Ваттметр способен одновременно сообщать результат измерения максимальной мощности, средней мощности и отношения максимальной мощности к средней мощности в пределах времени селекции. В приведенном случае полученный результат средней мощности $-0,09$ дБм равен действующему значению мощности импульса, так как время селекции установлено, в частности, для измерения одного импульса. Максимальная мощность незначительно выше $0,24$ дБм, вероятно, в результате некоторого выброса. Отношение максимальной мощности к средней мощности $0,32$ дБ является разницей между двумя значениями.

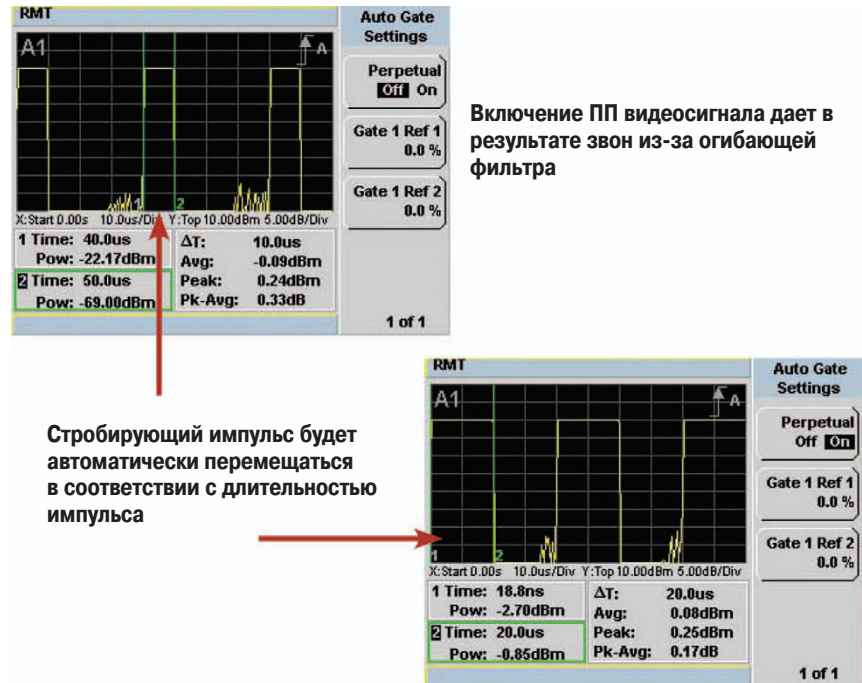


Рисунок 9 – Ваттметр Р-серии обладает способностью непосредственно измерять действующее значение мощности импульса благодаря автоматической установке стробирующего импульса на импульс

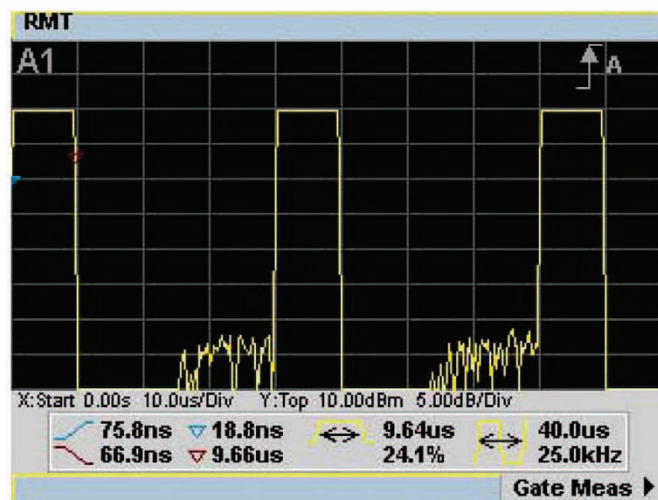


Рисунок 10 – Ваттметр максимальной мощности Р-серии будет автоматически измерять характеристики импульса, включая длительность фронта, длительность спада, длительность импульса и период повторения импульсов

Ваттметр Р-серии также имеет другие особенности, которые являются удобными для измерения радиолокационных сигналов. Рисунок 10 иллюстрирует способность ваттметра автоматически измерять характеристики импульса: длительность импульса, период повторения импульса, длительность фронта и длительность спада. Способность ваттметра автоматически настраивать время стробирования по длительности импульса, используя бесконечную установку в ваттметре, показывает рисунок 9. Это делает измерение действующего значения мощности импульса простым, не требуя предварительного знания длительности импульса. Это особенно удобно для радиолокаторов, которые имеют динамическую длительность импульса и ИПИ.

Ваттметры максимальной мощности имеют свои ограничения. Перекрытие по частоте является одним из них. Например, для преобразователей максимальной мощности Р-серии максимальный диапазон составляет 40 ГГц по сравнению со 110 ГГц для преобразователя средней мощности. Ваттметры максимальной мощности с преобразователями обычно также имеют ограничения на диапазон мощности. Диапазон преобразователей мощности Р-серии составляет приблизительно от -35 дБм до $+20$ дБм, по сравнению с преобразователями средней мощности Е9300, которые могут охватывать диапазон от -60 дБм до $+20$ дБм. Ваттметры максимальной мощности имеют также ограничения на времена установления, длительности импульсов и полосы частот модуляции сигнала, который они могут измерить. Этими ограничениями можно частично управлять установкой полосы частот видеосигнала.

Полоса частот видеосигнала ваттметра

В самых простых терминах, полоса пропускания видеосигнала (ППВ) ваттметра показывает, как быстро он может отследить изменения огибающей максимальной мощности, и какова полоса частот модуляции, которая может быть точно измерена.

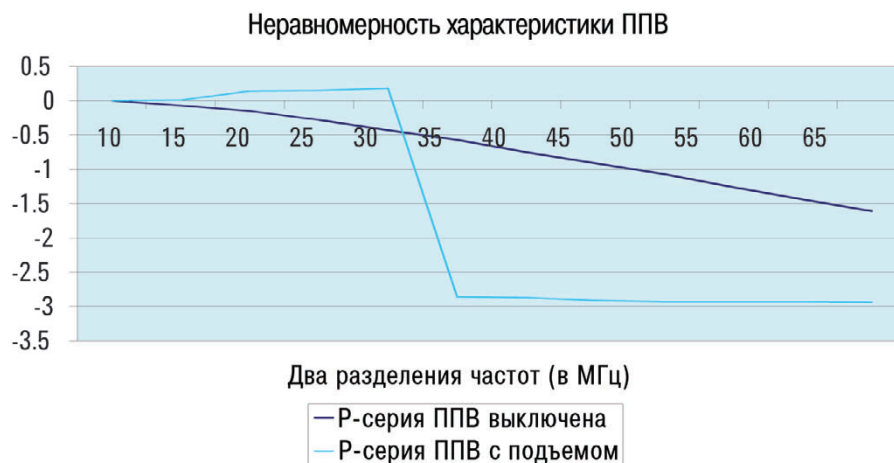


Рисунок 11 – Этот график показывает измеренную неравномерность характеристики у ваттметра Р-серии с фильтром ППВ включенным и выключенным. Обычно рекомендуется выключать ППВ при измерениях радиолокатора для получения максимальной полосы пропускания

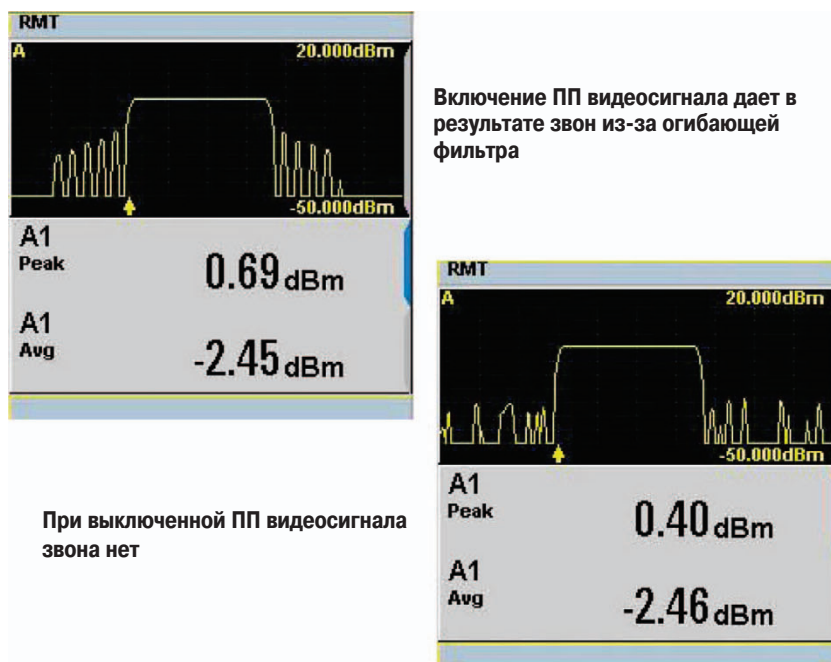


Рисунок 12 – Эффект включения ППВ в ваттметре при измерениях радиолокатора с быстрым установлением перепада импульса

Однако при измерении параметров импульсного радиолокатора обычно рекомендуется, чтобы фильтр видеосигнала был выключен. Это делает полосу пропускания ваттметра максимальной, как показано на рисунке 11, и позволяет избежать звона, который может возникнуть из-за быстрого спада огибающей полосы пропускания фильтра видеосигнала и нарастающего перепада радиолокационного импульса, как показано на рисунке 12. Ценой, заплаченной за отсутствие использования полосы пропускания фильтра видеосигнала, является ухудшение неравномерности характеристики ваттметра, которую полоса пропускания видеосигнала помогает исправить, как показано на рисунке 11. Однако для сигнала импульсного радиолокатора, спектр которого уменьшается как $\sin(x)/x$, преимущество этой коррекции является небольшим, поэтому лучшие результаты обычно достигаются без использования фильтра. Если полная полоса пропускания радиолокатора находится в пределах установки максимальной ППВ, то включение полосы пропускания фильтра видеосигнала может улучшить точность и диапазон измерения.

Необходимо отметить, что в случае ЧМ-модулированных (с линейной частотной модуляцией) радиолокаторов, полосу частот модуляции следует отличать от ВЧ-полосы пропускания. Линейная частотная модуляция может иметь очень широкую ВЧ полосу пропускания из-за изменения частоты, но так как модуляция не влияет на амплитуду сигнала, она не будет ограничена сокращением полосы пропускания видеосигнала у ваттметра.

Ваттметр всегда будет иметь предел длительности фронта импульса, которую он может измерить, и минимальной длительности импульса, за которую он может достигнуть полного максимального отклика. По причинам, упомянутым выше, самая короткая длительность импульса достигается с выключенной полосой пропускания фильтра видеосигнала. Например, длительность фронта ваттметра максимальной мощности Р-серии и преобразователя составляет около 13 нс. Минимальная длительность импульса, для которой возможно точно измерить вершину амплитуды импульсов, равна 50 нс.

PSA-серия анализаторов спектра с высокими характеристиками



Максимальные характеристики и гибкость для измерений параметров радиолокатора

- Режим БПФ для высокого разрешения узкополосных измерений
- Режим свипирования для быстрых широкополосных измерений и максимальный динамический диапазон
- Встроенные функции измерений для мощности в тракте, мощности в пакете импульсов и занимаемой полосы частот
- Анализ векторных сигналов с программным обеспечением 89601A
- Мгновенная полоса пропускания 80 МГц, разрешение 14 бит, память 512 Мбайт
- Дополнительные функции измерения коэффициента шума и фазовых шумов

www.agilent.com/find/psa

Измерение действующего значения мощности импульса и спектра анализатором спектра

Основным преимуществом анализатора спектра является то, что он способен измерять содержание частот радиолокатора дополнительно к мощности. Это важно, поскольку неправильный спектр может служить признаком множества проблем, которые дают в результате потери мощности и излучение дополнительных сигналов. В общих чертах, неправильная форма спектра служит признаком радара, который действует менее чем оптимально. Например, рисунок 13 показывает спектр радиолокационного сигнала до и после настройки усилителя магнетронного типа, используемого в радиолокационном передатчике. Симметрия спектра показывает оптимальное функционирование радиолокатора.

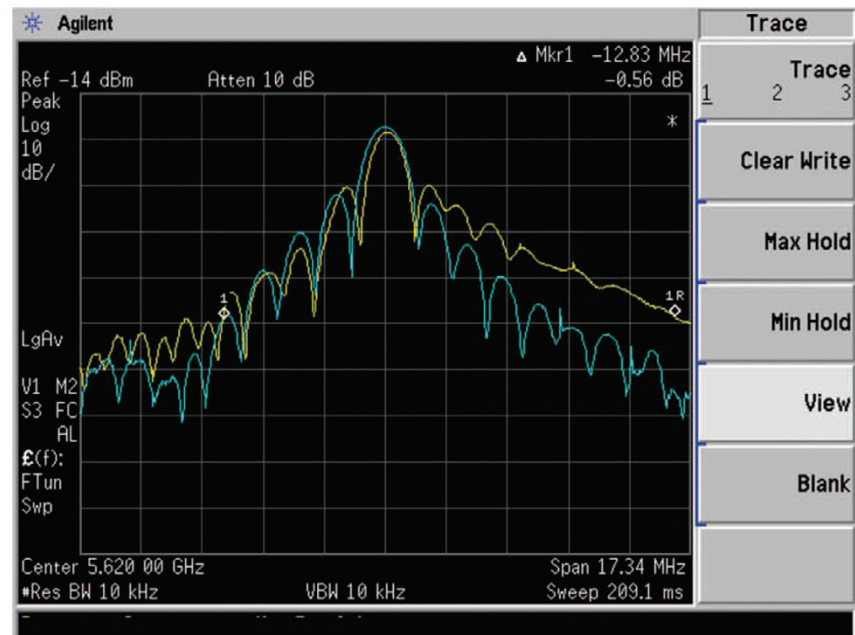


Рисунок 13 – Анализатор спектра полезен для проверки формы и симметрии спектра радиолокатора. Этот пример показывает осциллограмму спектра до и после настройки синхронизации в магнетроне

Измерение импульсных радиолокаторов с помощью анализатора спектра усложняется появлением различных режимов работы, которые зависят от установки разрешающей способности полосы пропускания (РПП) анализатора спектра. Эти изменения существуют при измерениях любого типа импульсного сигнала, но имеют тенденцию заслуживать большего внимания при измерениях импульсов с низким коэффициентом заполнения, что является распространенным у радиолокационных сигналов. В дальнейшем, другие типы анализаторов спектра, а именно с качанием частоты вместо быстрого преобразования Фурье (БПФ), могут повести себя иначе при измерениях импульсных сигналов.

Этот раздел начнется с быстрого рассмотрения основной формы спектра простого импульсного ВЧ-сигнала. Потом будет рассмотрено измерение радиолокатора как анализатором спектра с качанием частоты, так и анализатором спектра на базе БПФ (включая различные режимы измерения) и затем закончим обзором встроенных функций измерений, включенных во многие современные анализаторы.

Спектр импульса

Во временной области умножение незатухающего гармонического сигнала на сигнал импульсной формы дает в результате импульсную несущую частоту. Спектр импульсного сигнала образует свойственную синусоидальной функции форму с основным лепестком и боковыми лепестками. С математической точки зрения это можно понимать как раскладку в ряд Фурье колебания прямоугольной формы и затем переноса его на несущую частоту.

Как видно из рисунка 14, длительность импульса и ЧПИ сигнала определяют характеристики спектра основного импульса. При уменьшении длительности импульса ширина спектра и боковых лепестков увеличивается. ЧПИ импульсного ВЧ-колебания определяет расстояние между каждой составляющей спектра. Изучение спектра импульса дает информацию о длительности импульса, периоде повторения и коэффициенте заполнения у сигнала. Для основного импульсного ВЧ-сигнала коэффициент заполнения можно затем использовать для вычисления максимальной мощности импульса из значения средней мощности и наоборот. Детальное обсуждение и вывод формулы спектра импульса можно найти в *Agilent Application Note 150-2, Spectrum Analysis...Pulsed RF*, номер публикации 5952-1039.

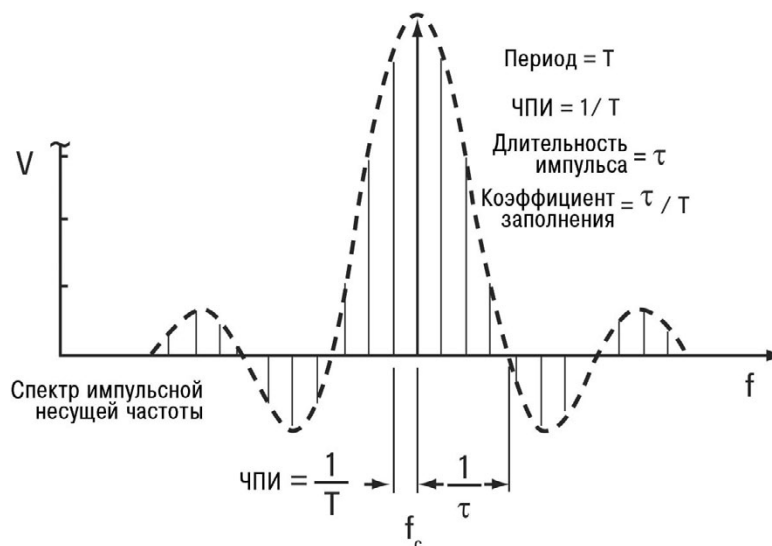


Рисунок 14 – Спектр импульса

Измерение импульсов ВЧ анализатором спектра с качанием частоты

Обычные анализаторы спектра базируются на архитектуре супергетеродинного приемника с аналоговым качанием частоты. Более современные анализаторы, такие, как анализатор спектра с высокими эксплуатационными данными серии PSA фирмы Agilent или МХА-анализатор сигналов среднего диапазона, используют цифровое дополнение к архитектуре с качанием частоты, что дает повышение скорости и точности их аналоговых пересчетных узлов. Остальные анализаторы спектра могут работать, рассчитывая БПФ. Еще одна категория, включая PSA и МХА, использует оба метода. Каждый из них имеет свои преимущества. Например, у анализаторов с качанием частоты обычно лучший динамический диапазон, в то время как анализаторы с БПФ быстрее для вычислений в канальных измерениях. Другие отличия, связанные с измерениями сигналов импульсных радиолокаторов, будут рассмотрены ниже. Одним из преимуществ архитектуры с качанием частоты является то, что большинство разработчиков ВЧ-устройств знакомо с ее работой. Это знакомство дает в результате интуитивное понимание сигналов из измерений спектра качанием частоты, что утеряно в спектре, созданном БПФ

Для анализаторов с качанием частоты имеется три основных режима работы: линейчатый спектр, спектр импульса и нулевая полоса обзора.

Режим линейчатого спектра

Для точного измерения и просмотра каждой составляющей спектра разрешающая способность полосы пропускания фильтра, выбранного у анализатора спектра, должна быть достаточной, чтобы выделить каждую составляющую спектра. Общим правилом является, что РПП < 0,3 ЧПИ, как показано на рисунке 15. Когда это условие выполнено, измерение часто относят к измерению в режиме линейчатого спектра истинного спектра сигнала.

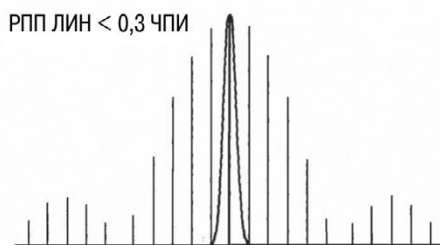
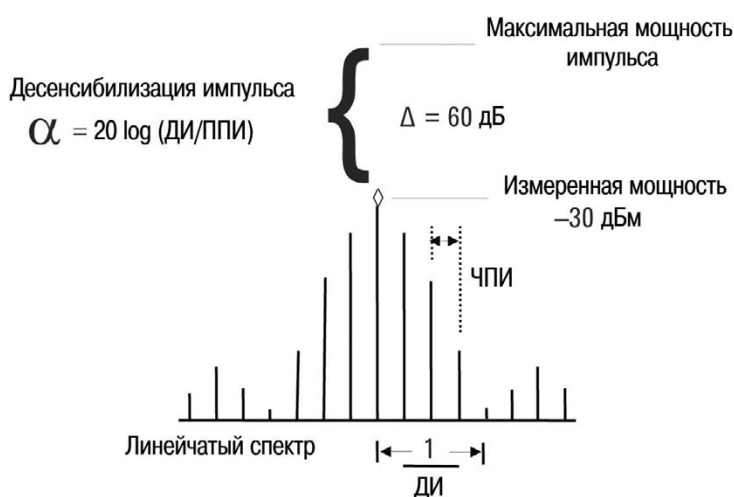


Рисунок 15 – Установка РПП у анализатора спектра должна быть поставлена меньше чем ЧПИ, чтобы выделить составляющие спектра

Когда рассматривается спектр, мощность не может быть измерена простым способом, так как уровень сигнала распределен по его составляющим спектра. Однако общая мощность, означающая среднюю мощность, может быть измерена, используя функции маркера мощности в полосе частот или встроенную в анализатор функцию измерения мощности в канале. Дополнительная информация об этих функциях дается ниже. Однако для простого импульсного ВЧ сигнала максимальную и среднюю мощность можно извлечь из вида спектра. Это делается путем расчета, который известен как коэффициент десенсibilизации линейчатого спектра. Максимальная мощность наблюдаемого спектра связана с максимальной мощностью сигнала, в предположении близкого к идеальному импульса, коэффициентом равным 20 логарифмам от коэффициента заполнения. Максимальная мощность может быть определена путем помещения маркера на центральную линию или на линию с наибольшей мощностью у измеряемого спектра, и затем добавления в децибелах $20\log$ (коэффициент заполнения). Средняя мощность может быть потом определена из максимальной мощности путем вычитания коэффициента заполнения в логарифмической форме $10\log$ (коэффициент заполнения), как показано на рисунке 16.



Пример

Измерено:

- $P_{\text{изм.}} = -30 \text{ дБм}$
- $\text{PRI} = 1 \text{ мс}$
- $\text{PW} = 1 \text{ мкс}$

Вычислено:

- $\alpha = -60 \text{ дБ}$
- $P_{\text{макс.}} = 30 \text{ дБм}$

Рисунок 16 – Вычисление максимальной мощности из спектра ВЧ импульса (режим линейчатого спектра), используя коэффициент десенсibilизации импульса

Если необходимо, из спектра можно определить коэффициент заполнения, так как расстояние между линиями спектра равно ЧПИ, а расстояние между нулями затухающей синусоидальной функции огибающей спектра обратно пропорционально длительности импульса, как показано на рисунке 16.

Заметьте, что режим линейчатого спектра имеется у всех анализаторов спектра, независимо от того, что они используют: обычное аналоговое качание частоты, подобно Agilent 8566B; качание частоты с цифровым дополнением, подобно Agilent PSA; или БПФ с установкой, эквивалентной РПП.

Режим спектра импульса

Режим спектра импульса применяется, в частности, в анализаторах спектра, которые используют архитектуры с качанием частоты. Это происходит тогда, когда установка РПП у анализатора слишком широка для выделения индивидуальных спектральных составляющих импульсного ВЧ-сигнала, но недостаточно широка, чтобы содержать большую часть мощности спектра. При этом условии спектральные составляющие в пределах РПП фильтра в любом случае складываются и отображаются. Если время развертки аналогично (или немного больше) периоду импульса, то эти линии, известные как линии ЧПИ, будут отображаться на экране и иметь похожую на затухающую синусоидальную функцию, огибающую спектр, как при просмотре линейчатого спектра. Заметьте, однако, что эти линии не являются спектральными линиями. Их расположение на оси частот не имеет конкретного для частотной области значения, и они будут перемещаться вокруг каждой развертки. Линия ЧПИ появляется каждый раз, когда встречается импульс. Промежуток между каждой линией является расстоянием во времени, за которое анализатор проходит между каждым импульсом, когда на входе анализатора отсутствует мощность. Таким образом, расстояние между линиями прямо связано с периодом сигнала. Если время развертки короче периода повторения импульсов, то для хорошего обзора сигнала линии ЧПИ будут друг от друга слишком далеко. В этом случае общепринятой практикой является уменьшение времени развертки, чтобы линии ЧПИ появлялись на экране ближе друг к другу и могли быть просмотрены.

Многие анализаторы спектра включают особые маркеры, которые считают разницу во времени между появлениями маркера вместо частоты. Используя эту особенность, можно непосредственно измерить период повторения импульсов просто вычисляя дельта время маркера между соседними линиями ЧПИ.

Два метода можно использовать для определения режима работы анализатора: спектр импульса или линейчатый спектр. По первому методу измените РПП. Амплитуда наблюдаемого сигнала не должна измениться, если анализатор работает в режиме линейчатого спектра. Если анализатор работает в режиме спектра импульса, то наблюдаемая амплитуда изменится, потому что она является функцией РПП. По второму методу измените время развертки. Линии, изображающие составляющие спектра сигнала, не будут изменяться от времени развертки в режиме линейчатого спектра. В режиме спектра импульса расстояние между линиями ЧПИ будет изменяться как функция времени развертки.

Если время развертки установлено намного больше периода повторения импульсов, то движение развертки между импульсами станет небольшим относительно разрешения индикатора. Результирующее изображение с пиковым детектором будет показывать контур огибающей спектра импульса, как показано на рисунке 17. Это изображение можно использовать для удобного измерения длительности импульса путем использования функции поиска минимума пика и измерения промежутка между нулями, как показано на рисунке 17. Это можно делать, поскольку боковые лепестки являются одними и теми же для режимов линейчатого спектра (истинного спектра) и спектра импульса.

$$\alpha_n = 20 \cdot \text{Log}(\tau \cdot B_{\text{имп}}) = 20 \cdot \text{Log}(\tau \cdot K \cdot \text{РПП})$$

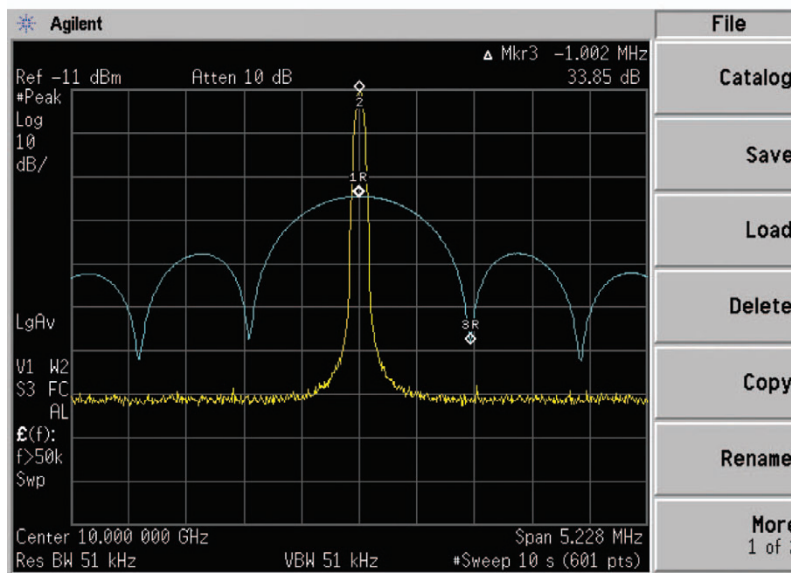


Рисунок 17 – Изображение в режиме спектра импульса: импульсная модуляция включена и выключена

Хотя сегодня этот прием используется менее часто, и максимальная мощность и средняя мощность могут быть определены из спектра импульса. В некоторых случаях при использовании очень коротких импульсов этот вариант может быть вполне жизнеспособен.

Показываемый максимальный уровень сигнала в режиме спектра импульса связан с переходной характеристикой РПП фильтра анализатора спектра. Она будет изменяться в зависимости от модели и производителя. Для примера, у Agilent PSA анализаторов спектра самые узкополосные РПП являются восьмизвенными фильтрами Гаусса с импульсной полосой пропускания в 1,48 раз больше РПП ($B_{\text{имп}} = 1,48 \times \text{РПП}$ для $\text{РПП} < 4$ МГц). Используя эту информацию, максимальную мощность можно определить путем вычисления коэффициента десенсibilизации и добавления его к результату измерений. Коэффициента десенсibilизации для импульсного режима равен $20 \times \text{log}$ (длительность импульса $\times B_{\text{имп}}$). Пример показан на рисунке 17.

Измерения с нулевой полосой обзора

В дополнение к проведению измерений в частотной области, анализатор спектра обеспечивает режим с нулевой полосой обзора для измерений во временной области. В режиме с нулевой полосой обзора анализатор становится настроенным на фиксированную частоту приемником с разверткой во временной области как у осциллографа, за исключением того, что он показывает огибающую импульса, как показано на рисунке 18. Современный анализатор спектра также имеет различные режимы запуска, чтобы обеспечить стабильную развертку. Управление задержкой запуска позволяет вам располагать огибающую импульса для удобного измерения длительности импульса, максимальной мощности, отношения вкл.–выкл. и длительности фронта.

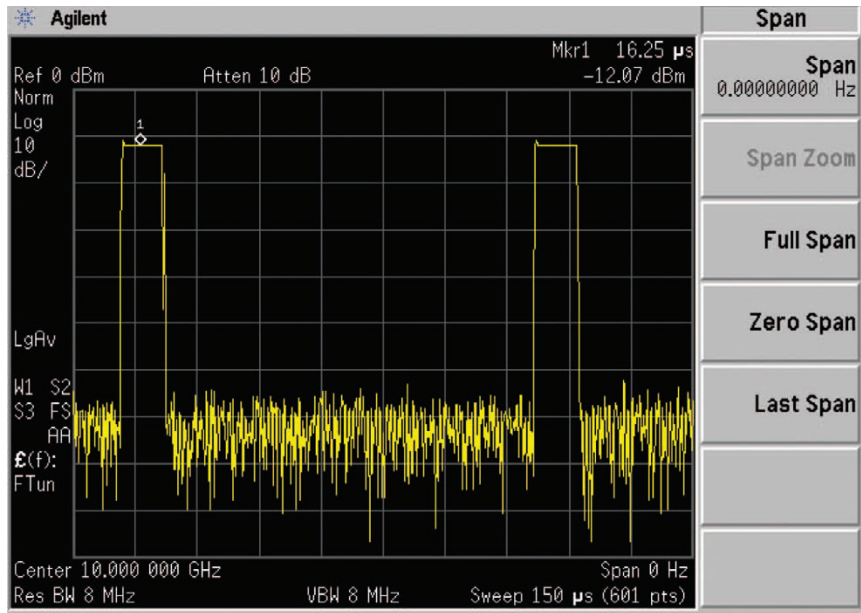


Рисунок 18 – Этот пример режима с нулевой полосой обзора дает изображение во временной области огибающей импульса радиолокатора. Оно является удобным путем для измерения характеристик импульса, когда полоса частот радиолокационного сигнала много больше, чем РПП анализатора спектра.

Многие важные параметры импульса, такие, как длительность фронта и спад вершины, которые невозможно измерить в частотной области, легко измеряются при нулевой полосе обзора. Однако для достоверных измерений с нулевой полосой обзора РПП должна быть установлена такой, чтобы вся, или, по крайней мере, основная часть мощности сигнала находилась в пределах РПП. Более конкретно, для точных измерений максимальной мощности импульса переходные процессы в фильтре анализатора должны устанавливаться между измерениями. Должно выполняться следующее условие:

Длительность импульса больше времени установления анализатора, примерно равного $2/RPP$
(время установления равно $2,56/RPP$ для PSA или MXA анализаторов сигналов)

Для точного измерения длительности фронта и спада время установления анализаторов должно быть меньше, чем у исследуемого сигнала. Основным правилом является:

Длительность фронта импульса значительно больше длительности фронта анализатора примерно равного $0,7/RPP$.

В случае PSA анализатора спектра максимальная разрешающая способность полосы пропускания составляет 8 МГц для режима стандартного анализа спектра. Если необходима более широкая полоса пропускания, то существуют две дополнительные функции для PSA. Первой является дополнительное быстрое время установления при записи выходного видеосигнала. С этим дополнением потребитель может использовать осциллограф для анализа видеосигнала на выходе PSA и измерять времена установления, такие, как 15 нс.

Другой дополнительной функцией является использование у PSA режима анализа векторного сигнала (ABC) и программного обеспечения 89601A VSA. В режиме анализа векторного сигнала PSA имеет эквивалентную полосу пропускания видеосигнала 80 МГц и способен измерять во временной области огибающую сигнала подобно нулевой полосе обзора. Используя этот режим измерения, PSA может измерять времена установления примерно до 25 нс.

Измерения ВЧ-импульсов анализаторами спектра, вычисляющими БПФ

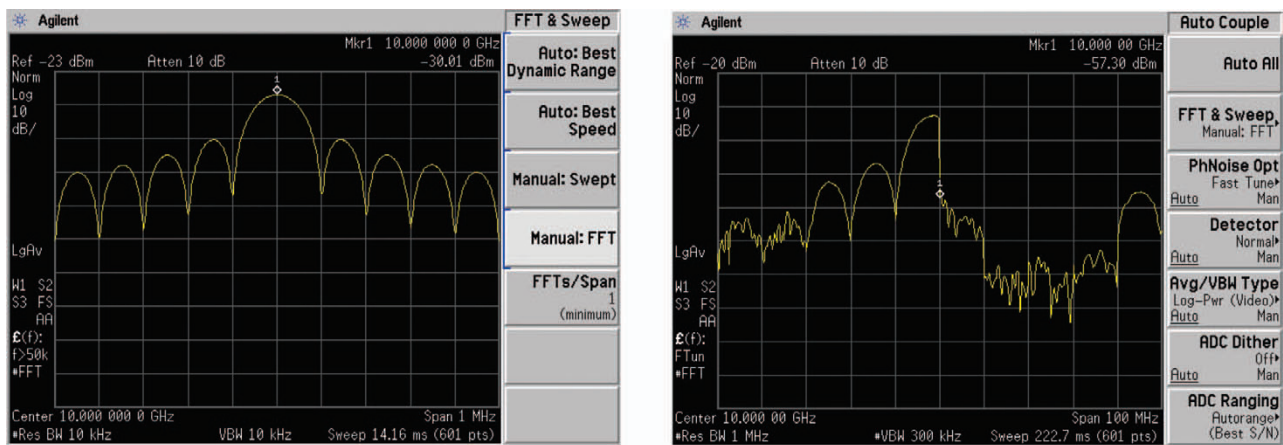
Как упоминалось выше, некоторые анализаторы спектра используют БПФ, чтобы рассчитать спектр аналогично тому, как это делают анализаторы векторных сигналов. Одним из примеров такого анализатора является анализатор спектра CSA компании Agilent. Анализаторы, которые используют метод БПФ, имеют преимущества и недостатки при сравнении с анализаторами с качанием частоты. Анализаторы с качанием частоты имеют преимущества в чувствительности и измерениях в широкой полосе обзора. Анализаторы с БПФ могут работать быстрее при измерении радиолокаторов с полосами частот меньшими, чем максимальная полоса анализа БПФ анализатора. Анализаторы спектра, базирующиеся на БПФ, могут также выполнять ABC-измерения (если программное обеспечение имеет дополнение), так как информация о фазе сохраняется. Однако по причинам, раскрытым ниже, анализаторы с БПФ неточны при измерении широкодиапазонных радиолокаторов или радиолокаторов с малыми коэффициентами заполнения. Некоторые анализаторы спектра, подобные PSA или MXA, имеют как режим качания частоты, так и режим БПФ, автоматически переключаясь между ними. Анализатор может быть установлен так, чтобы автоматически оптимизировать скорость или динамический диапазон, или принудительно оставлен в режиме БПФ или качания частоты.

Анализаторы спектра, базирующиеся на БПФ, обычно имеют интерфейс пользователя, спроектированный таким образом, чтобы выглядеть и восприниматься как традиционный анализатор с качанием частоты. Неопытный пользователь может даже не сознавать, что они используют метод БПФ, а не традиционную развертку спектра. Однако различие становится очевидным при измерениях импульсных ВЧ-сигналов.

Как анализатор векторных сигналов, основанный на БПФ, анализатор спектра может работать быстро при измерениях сигналов, у которых полная полоса частот находится в пределах одного БПФ (то есть в пределах его полосы анализа). При выполнении этого условия анализатор спектра с БПФ в сущности эквивалентен ABC, хотя и без многих измерительных функций и устройств отображения. Более подробная информация о том, как работает ABC, представлена ниже, в разделе ABC.

Когда интересующая полоса обзора шире, чем полоса анализа или БПФ-анализатора, основанный на БПФ анализатор спектра вычисляет спектр путем выполнения многих БПФ на различных частотах и последовательного соединения результатов. Иногда этот метод относят к протрачиванию, так как анализатор вычисляет спектр одного отрезка сразу, шагами настраиваясь на различные частоты отрезка, и соединяя потом вместе. В зависимости от скорости анализатора можно увидеть на каждом отрезке спектра, как он вычисляется, в противоположность процессу плавного развертывания в анализаторах с качанием частоты.

Если условия для режима линейчатого спектра выполняются ($\text{ЧПИ} < 0,3 \text{ РПП}$), то нет никакой разницы в результатах для анализатора с традиционным качанием частоты или с БПФ. Однако если эти условия не выполняются, анализаторы на основе БПФ поведут себя совсем иначе, чем анализаторы с качанием частоты. В этом случае анализатор с БПФ не будет показывать линии ЧПИ, как это происходит в анализаторах с качанием частоты. Скорее всего, отображаемые данные будут зависеть от вероятности прерывания между получением БПФ и импульсами. При измерениях в широкой полосе обзора анализаторы с БПФ требуют времени для перестройки и захвата, что может создавать трудности прерывания импульсов с низким коэффициентом заполнения, давая в итоге пропуски или спорадические результаты измерения. Если скорость анализатора и коэффициент заполнения импульса таковы, что сигнал прерывается, то результат может проявиться как нарушение структуры сегментов огибающей спектра, как показано на рисунке 19.



Анализатор с БПФ будет скорее показывать огибающую импульса, чем линии ЧПИ, измеряемые анализатором с качанием частоты

Результаты измерения могут быть спорадическими при измерении широкополосных радиолокационных сигналов, поскольку анализатору с БПФ требуется перестройка между вычислениями БПФ

Рисунок 19 – Анализатор спектра, который вычисляет БПФ, ведет себя иначе, чем анализатор с качанием частоты, когда РПП больше чем ЧПИ. Вместо линий ЧПИ анализатор спектра будет показывать огибающую импульса

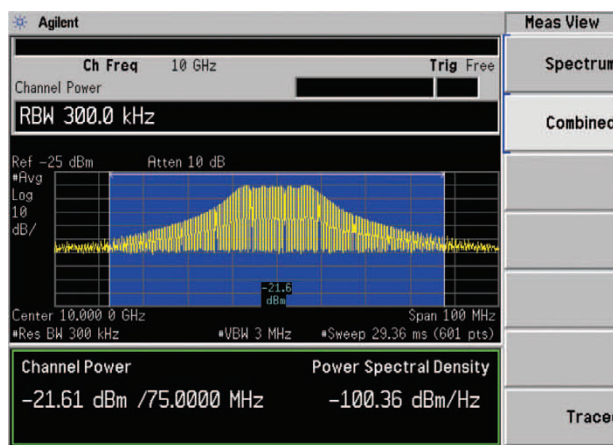
В лучшем случае скорее будет отображаться огибающая полного ВЧ-спектра, чем линии ЧПИ. Некоторые анализаторы, использующие БПФ, могут содержать установки, такие, как время задержки БПФ, длина БПФ или запуск, для улучшения возможности захвата и измерения импульсов. Эти установки могут быть связаны с управлением временем развертки, чтобы имитировать интерфейс пользователя у традиционных анализаторов, но в действительности они являются длиной БПФ, временем задержки или числом усреднений, которые модифицируются, поскольку анализатор не имеет качания частоты в традиционном понимании. Как правило, анализаторы на базе БПФ не являются оптимальными для измерения радиолокационных сигналов, для которых требования к полосе частот находятся за пределами полосы анализа БПФ.

Встроенные измерения

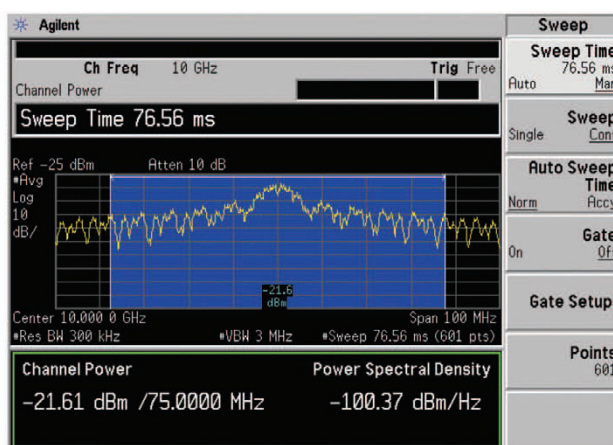
Современные анализаторы спектра включают много встроенных функций и возможностей, которые могут упростить и расширить измерения параметров радиолокаторов. Здесь освещены некоторые из этих особенностей.

Мощность в канале

Функция мощности в канале предназначена для измерения средней мощности в заданном диапазоне частот. Это обычное измерение, которое часто используют для измерения различных типов сигналов. Анализаторы спектра используют различные методы для проведения измерений мощности в канале. Наиболее общим и обычно наиболее точным путем является использование метода интегрирования полосы частот. Анализатор, по сути, интегрирует мощность, когда он проходит разверткой через заданную полосу частот интегрирования. Обычно для измерения используют усредняющий детектор анализатора. Для лучшей точности РПП должна быть небольшой по сравнению с полосой частот интегрирования. Однако это не имеет значения, если условия для линейчатого спектра или спектра импульса выполняются. Примеры измерений мощности в канале у радиолокационного сигнала показаны на рисунке 20.



Радиолокатор с линейной ЧМ



8-разрядный код Баркера

Рисунок 20 – Измерение мощности в канале у радиолокационных сигналов, выполненные анализатором спектра. Результаты эквивалентны средней мощности

Измерение мощности в канале может быть особенно полезным для импульсов с модуляцией, линейной ЧМ, или более сложных импульсов, которые изменяют свою ЧПИ или длительность импульса. Спектры этих сигналов более сложные и в результате мощность не может быть легко получена из спектра, как было объяснено выше для простого ВЧ импульса. Рисунок 20 показывает измерение мощности в канале для простого радиолокатора, радиолокатора с линейной ЧМ и радиолокатора с кодированием импульсов. Заметьте, что форма спектра не длиннее формы простой затухающей синусоидальной функции, поскольку модуляция в импульсе доминирует в формировании спектра.

Занимаемая полоса частот

Измерение занимаемой полосы частот (ЗПЧ) автоматически вычисляет полосу частот, в которой содержится указанный процент мощности. Чаще всего ЗПЧ сигнала определяется, основываясь на полосе частот, содержащей 99 % мощности сигнала, как показано на рисунке 21.

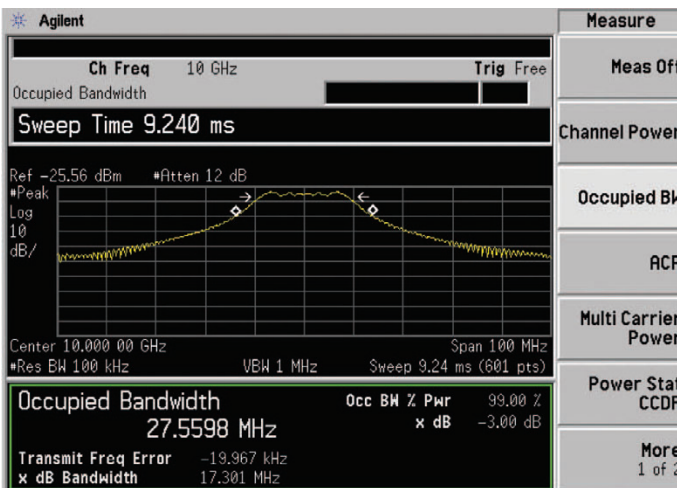


Рисунок 21 – Это пример измерения занимаемой полосы частот анализатором спектра PSA. Полоса частот, в которой содержится 99,00 % мощности сигнала, автоматически измеряется и сообщается

Мощность пачки импульсов

Измерение мощности пачки импульсов является автоматическим измерением с нулевой полосой обзора. Вместо того, чтобы интегрировать мощность в частотной области, как это сделано при измерении мощности в канале, при измерении мощности пачки импульсов интегрируют мощность за определенный временной интервал или стробирующий импульс, что по существу эквивалентно измерениям стробированного значения мощности, обсужденным ранее на ваттметре. Часто для этого измерения используют запуск мощности пачки импульсов, имеющийся у некоторых анализаторов спектра, подобных PSA, который автоматически находит и запускает пачку импульсов, как показано на рисунке 22. Это измерение может быть очень полезным для радиолокации, поскольку является прямым измерением среднего значения мощности импульса. Однако его ограничения такие же, как для нулевой полосы обзора: разрешающая способность полосы пропускания фильтра должна быть шире по отношению к занимаемой сигналом полосе частот.

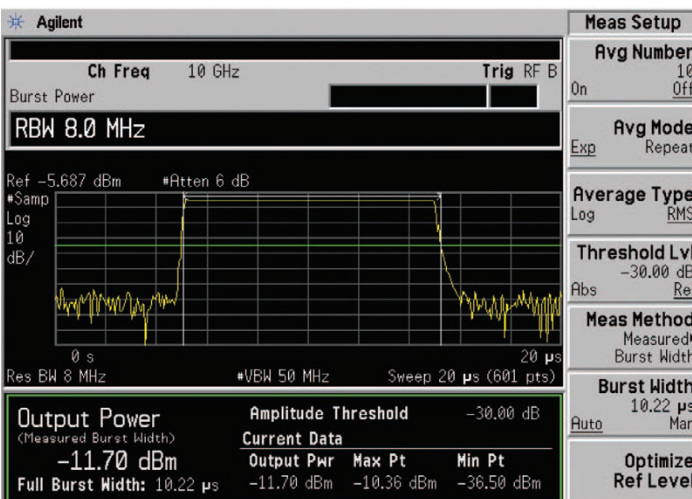


Рисунок 22 – Это пример измерения мощности пачки импульсов на анализаторе спектра PSA. Мощность пачки импульсов и длительность импульса автоматически измеряются в режиме нулевой полосы обзора

Измерение анализатором векторных сигналов

В отличие от анализатора спектра, анализатор векторных сигналов собирает информацию о фазе и модуле измеряемого сигнала и использует эту информацию для выполнения более точного анализа. Обычно анализаторы векторных сигналов являются очень гибкими и могут выводить результаты во временной, частотной и модуляционной областях. (Более подробную информацию о том, как работает анализатор векторных сигналов, смотри в *Agilent Application Note 150 15, Vector Signal Analyzer Basics*, номер публикации 5989-1121EN) [6].

Анализатор векторных сигналов не делает развертки по широкому частотному диапазону подобно анализатору спектра. Большинство анализаторов векторных сигналов работают путем настройки на требуемую частоту, согласования сигнала по уровню и форме, преобразования вниз по частоте, перевода в цифровую форму и обработки сигнала. Некоторые анализаторы векторных сигналов пропускают каскад аналогового преобразования вниз и прямо переводят в цифровую форму видеосигнал, ПЧ- или даже ВЧ-сигнал после согласования.

Основным ограничением анализатора векторных сигналов является его полоса частот анализа (иногда упоминаемая как информационная полоса частот или полоса частот БПФ). Чтобы должным образом проанализировать сигнал, фактически вся мощность сигнала должна содержаться в пределах полосы частот анализа прибора. Полоса частот анализа анализатора векторных сигналов обычно диктуется аналогоцифровым преобразователем (АЦП), частотой выборки и законом Найквиста. Предел динамического диапазона анализатора обычно ограничен количеством разрядов АЦП, хотя эффективное количество разрядов может незначительно изменяться между приборами с одинаковой разрядностью цифрового сигнала, в зависимости от качества АЦП, изощренности методов подмешивания случайных сигналов, коррекции изображения, и методов избыточной дискретизации.

Имеется множество решений для анализа векторных сигналов, доступных с изменяющимися ограничениями характеристик и выбором оптимального решения по полосе частот, чувствительности, памяти и частотному диапазону. (Смотри краткий обзор изделий Agilent: *Hardware Measurement Platforms for the Agilent 89600 Series Vector Signal Analysis Software*, номер публикации 5989-1753EN).

Многие из современных приборов имеют двойные функциональные возможности и работают в качестве анализатора спектра и анализатора векторных сигналов, как в случае с Agilent PSA серией и MXA, или в качестве осциллографа и анализатора векторных сигналов, как в случае с Agilent VSA80000 серией. Программное обеспечение Agilent VSA также может быть расширено, чтобы работать с логическими анализаторами при анализе сигналов в цифровой форме или работать в программе моделирования окружающей среды, такой, как Agilent ADS или MATLAB ©.

В разделе ниже объясняется, как анализатор векторных сигналов измеряет спектр мощности импульсных ВЧ-сигналов, а затем обсуждаются другие полезные для АВС измерения, такие, как характеристики во временной области, измерения с выборкой по времени, свободные от пропусков или вечные измерения и спектрограммы. Также даются примеры измерения линейности у радиоимпульсов с линейной частотной модуляцией и кодированных импульсов радиолокационных сигналов более сложных форм. Более глубокое обсуждение передовых измерений для АВС радиолокаторов можно также найти в материалах Agilent 2004 Aerospace Defense Symposium в статье *Advanced Pulse Stability, Clutter Cancellation Ratio, and Impairment Testing Using a Vector Signal Analyzer as a Flexible Ideal Receive* (включена в Agilent A/D Symposium CD, номер публикации 5989-6075EN)[7].

Измерение спектра радиолокационных сигналов анализатором векторных сигналов

Анализатор векторных сигналов вычисляет спектр, выполняя БПФ. Анализатор будет вычислять БПФ любой части сигнала, находящейся в пределах его временного окна измерений. Поэтому лучшим способом достигнуть хороших результатов в спектре импульсных ВЧ-сигналов является включение множества импульсов в окно измерений, чтобы вычисление БПФ захватило повторяющиеся характеристики сигнала, как показано на рисунке 23. Однако одной из привлекательных возможностей анализатора векторных сигналов является то, что он может выполнять анализ одиночных кадров. Это может быть очень полезным для радиолокации, так как это дает анализатору возможность анализировать одиночные импульсы или переходные процессы, как на рисунке 24. Ясно, однако, что природа вычисления БПФ должна быть понята, чтобы полностью оценивать результаты, показываемые анализатором.

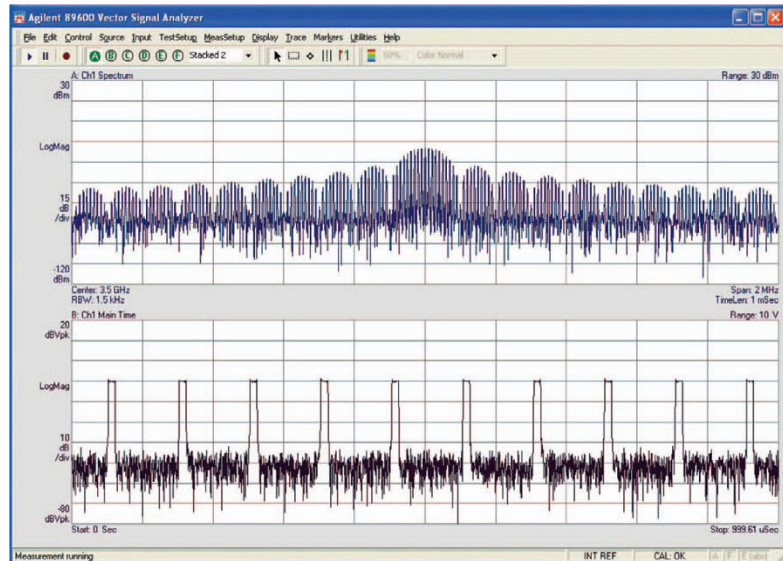


Рисунок 23 – Измерение радиолокационного импульса анализатором векторных сигналов, показывающее спектр и вид во временной области

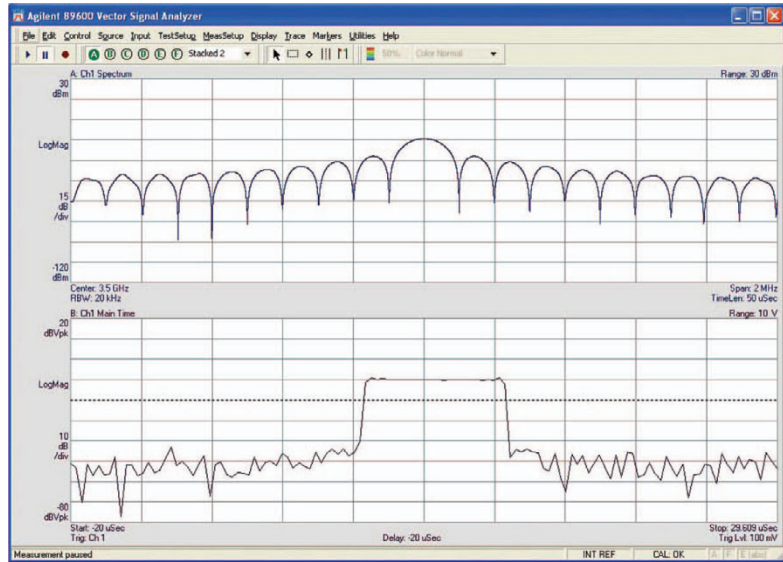


Рисунок 24 – Анализатор векторных сигналов имеет возможность обеспечить анализ спектра одиночного импульса

Основополагающим в БПФ является предположение, что сигнал во временной области, используемый в вычислениях, повторяется. Если выбрать однократное временное событие и использовать его для вычисления с помощью БПФ результирующего спектра, то результат в действительности будет спектром повторяющейся версии события, как показано на рисунке 25.

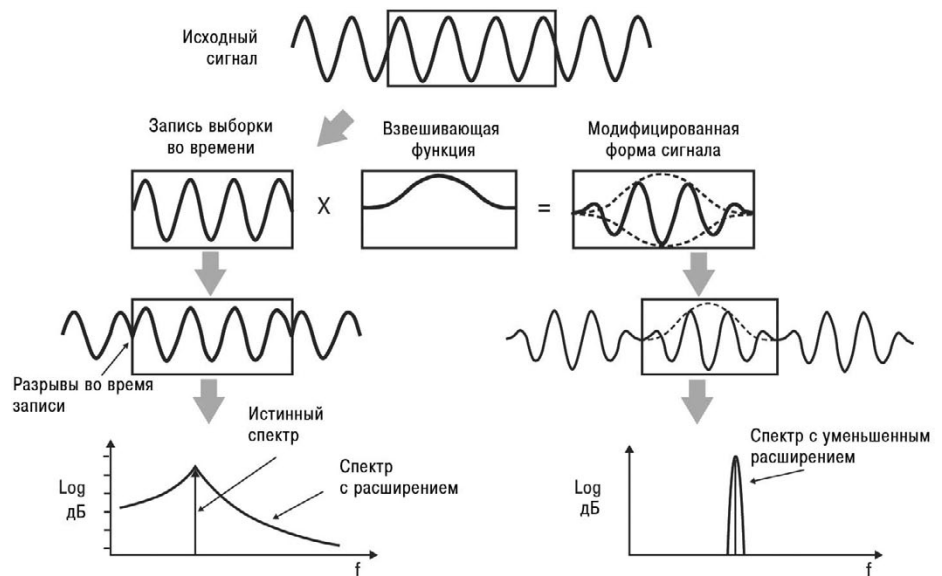


Рисунок 25 – Анализ с помощью БПФ, сделанный анализатором спектра или анализатором векторных сигналов предполагает повторяющийся сигнал. Для минимизации эффекта разрывов в сигнале используется взвешивающая функция

Взвешивающая функция анализатора векторных сигналов

С анализатором векторных сигналов каждое обновление измерения выбирает во времени часть сигнала и использует его для вычисления БПФ. Проблема состоит в том, что последовательные выборки во времени могут начинаться и закончиться в точках сигнала, различных по уровню напряжения. Так как БПФ предполагает, что сигнал повторяется, в результате появляются разрывы (внезапные изменения напряжения). Эти разрывы будут проявляться как расширение спектра. Для того, чтобы смягчить эту проблему, анализатор векторных сигналов использует взвешивающую функцию, которая действует на форму сигнала для минимизации разрывов (подробнее смотри *Agilent Application Note 150-15, Vector Signal Analysis Basics*, номер публикации 5989-1121EN) [6]. Даже при том, что взвешивающая функция изменяет форму сигнала во времени, ее форма (обычно окно Гаусса или Хенинга) разработана так, чтобы иметь минимальное влияние на спектральный результат. Однако она может оказывать некоторое влияние на точность спектра. Обычно доступны различные типы взвешивающих функций, чтобы попеременно использовать их для достижения цели в точности частоты, точности амплитуды или чувствительности.

Импульсные сигналы или пачки импульсов имеют преимущество в том, что начало и конец окна измерений обычно можно установить так, чтобы это окно попадало между импульсами в момент отсутствия сигнала и, таким образом, исключало разрывы. У большинства радиолокационных сигналов есть дополнительное преимущество, поскольку они имеют тенденцию к собственному кадрированию из-за симметрии сигналов. Поэтому лучшие результаты для радиолокационных сигналов достигаются при использовании постоянной взвешивающей функции, которая не изменяет форму сигнала во временной области.

Рисунок 26 показывает пример спектра радиолокатора с линейной частотной модуляцией при двух различных взвешивающих функциях. Взвешивающая функция Гаусса в этом случае фактически искажает спектр, так как импульс появляется близко к началу временного окна измерения, где взвешивающая функция больше влияет на сигнал. То же самое измерение, использующее постоянное окно, дает намного лучший результат.

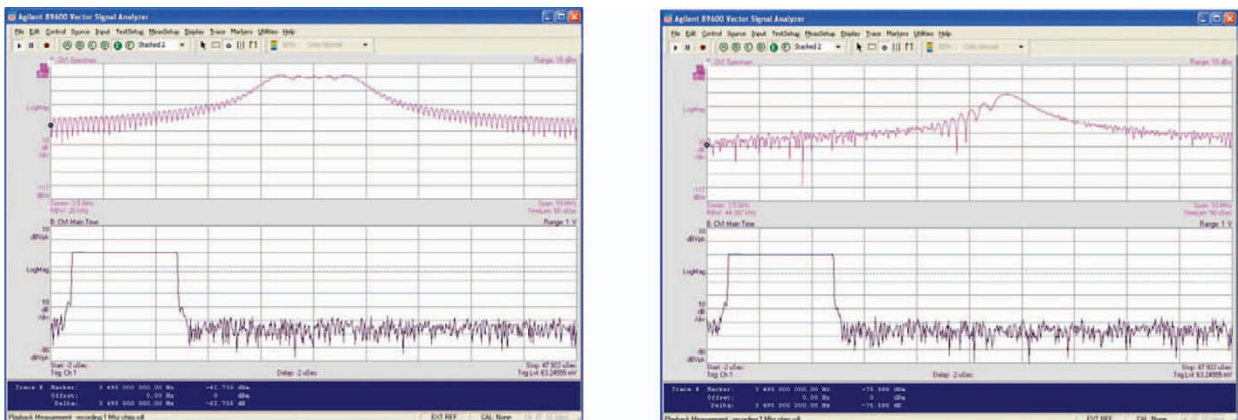


Рисунок 26 – Сравниваются измерения параметров радиолокатора, сделанные на АВС с различными взвешивающими функциями, постоянной (слева) и Гаусса (справа). Взвешивающая функция Гаусса искажает спектр, так как импульс появляется близко к началу временного окна измерения. Поскольку импульсные сигналы радиолокатора кадрятся сами, то для лучшей точности должна использоваться постоянная взвешивающая функция

Программное обеспечение анализатора векторных сигналов Agilent 89601A



Гибкий анализ частоты, времени и фазы сигнала

- Поддерживает многие платформы, включая PSA и MXA
- Сверхширокая полоса частот анализа с осциллографом 80000 серии
- Свободный от пропусков анализ с возможностью воспроизведения записи
- Спектрограмма

Измерение мощности и характеристик импульса анализатором векторных сигналов

Подобно анализатору спектра средняя мощность и максимальная мощность могут быть определены из результата измерения спектра. Однако для обеспечения точных измерений необходимо обеспечить определенные условия. Самый простой способ состоит в том, чтобы установить у анализатора режим измерения линейчатого спектра с РПП меньше, чем 0,3 ЧПИ. При соблюдении данного условия анализатор разрешит каждую составляющую спектра. Отметим, что поскольку установка РПП у анализатора векторного сигнала привязана ко времени измерения, то установка РПП на соответствие режиму линейчатого спектра автоматически даст в результате более длительное время измерения, в основном создающее такой же эффект, как включение нескольких импульсов в вычисление БПФ, как показано на рисунке 23. Средняя и максимальная мощности для простого импульсного сигнала могут быть определены при использовании того же метода, который применен в режиме линейчатого спектра у анализатора. Это обычно не делается, тем не менее впоследствии у анализатора векторных сигналов могут использоваться другие окна измерения, чтобы сделать эти измерения напрямую с представлением во временной области.

Функции мощности в полосе частот (аналогична мощности в канале) и нулевой полосы обзора также обычно включаются в анализаторы векторных сигналов и имеют те же возможности, что и эквивалентные функции у анализаторов спектра. Также есть и дополнительные измерения, такие как дополнительная интегральная функция распределения (ДИФР), спектрограмма и стробированный во времени спектр. Чтобы достигнуть точных результатов, результаты спектра должны быть вычислены из представленной во временной области выборки формы сигнала. Если для вычисления спектра используется короткая относительно периода выборка сигнала, то отображенный уровень спектра, возможно, не отражает истинного уровня мощности или искажает спектральные характеристики сигнала. Это может быть решено или увеличением времени измерения БПФ, чтобы включать несколько периодов импульсов, или установкой РПП, чтобы удовлетворять режиму линейчатого спектра.

Измерение характеристик временной области анализатором векторных сигналов

Измерении радиолокационных сигналов анализатором векторных сигналов интуитивно является измерением таких характеристик сигнала, как средняя мощность, максимальная мощность, среднее значение мощности импульса, коэффициент заполнения, длительность импульса, период импульса и форма импульса во временной области.

С 89601A VSA программным обеспечением измерения во временной и частотной областях могут быть показаны одновременно. Это делает его легким для корреляции представлений сигнала во временной области и частотной области.

Для анализатора векторных сигналов существует разнообразие отображений во временной области. Рисунок 27 показывает развертку радиолокационной линейной частотной модуляции на примере анализатора спектра PSA-серии с 89601A VSA программным обеспечением. Развертки во временной области и маркеры могут использоваться для легкого измерения среднего значения мощности импульса, максимальной мощности, длительности импульса, периода импульса, длительности фронта, частоты в зависимости от времени или групповой задержки, непрерывности фазы от импульса к импульсу или спада вершины импульса.

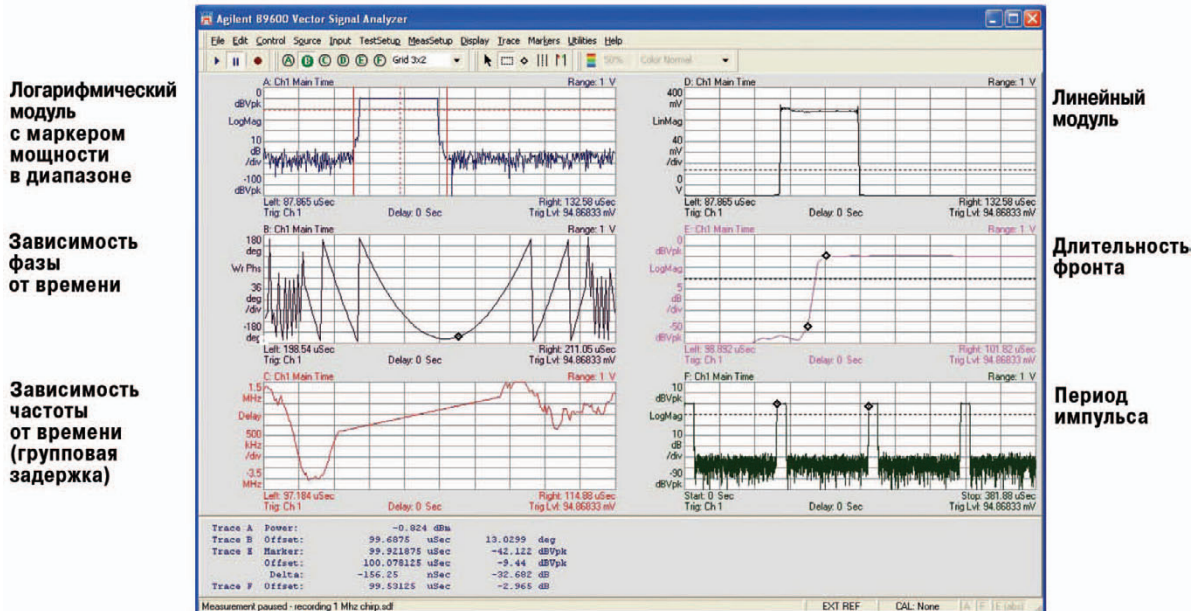


Рисунок 27 – Измерения во временной области на радиолокаторе с линейной частотной модуляцией, используя анализатор векторных сигналов

Анализ с временной селекцией импульсного ВЧ-сигнала анализатором векторных сигналов

Многие анализаторы векторных сигналов способны выполнять анализ с селекцией во времени. Метод, который эти анализаторы используют, является БПФ временной селекции, где в вычислении БПФ используются только выборки, сделанные в течение определенной временной щели. Уникальным преимуществом анализатора векторных сигналов является то, что он в состоянии выполнить анализ временной селекцией единственного кадра. Это полезно при исследовании спектральных характеристик одиночного импульса, части импульса или переходного процесса. Измерения с временной селекцией на программном обеспечении 89601A VSA являются удобными, интуитивными, и выполняются простым перетягиванием стробирующего импульса на развертку формы сигнала во времени. Рисунок 28 показывает спектр временной селекцией простого импульсного ВЧ-радиолокатора. Помните, что показываемый спектр в действительности является спектром сборки повторяющейся версии формы сигнала во время записи временной селекцией.

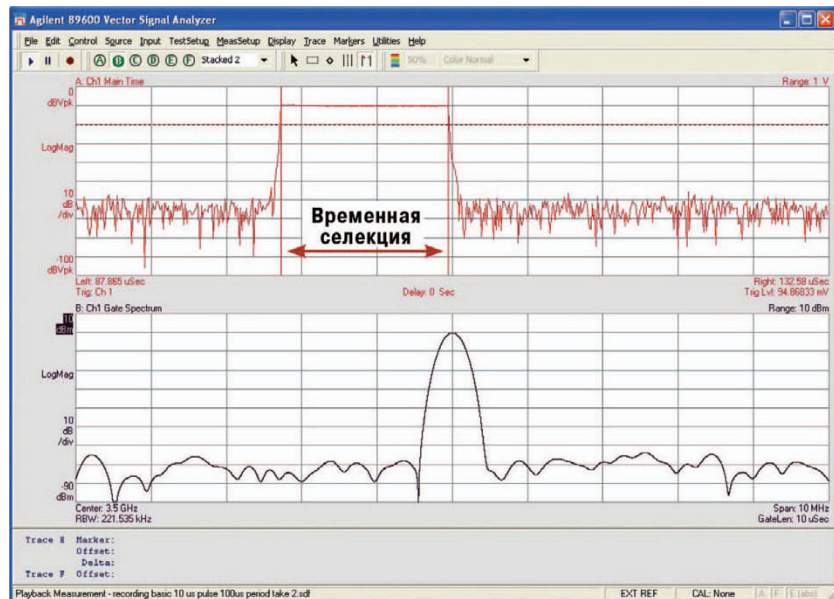


Рисунок 28 – Измерение с временной селекцией простого ВЧ-импульса, показывающее спектр НК-сигнала, когда импульс включен

Спектрограмма

Спектрограммы составлены из последовательности обычных измерений спектра, где каждое измерение сжато на развертке в ряд высотой 1 пиксел, а значения амплитуды спектра закодированы цветом. Это создает развертку спектра во времени, содержащую сотни или даже тысячи измерений спектра.

Благодаря спектрограмме легко визуально выделить главные характеристики сигнала. Рисунок 29 показывает пример измерения быстро перестраиваемой частоты сигнала с помощью Agilent VSA80000. Измерение полезно для характеристики поведения частоты сигналов в течение длительного времени.

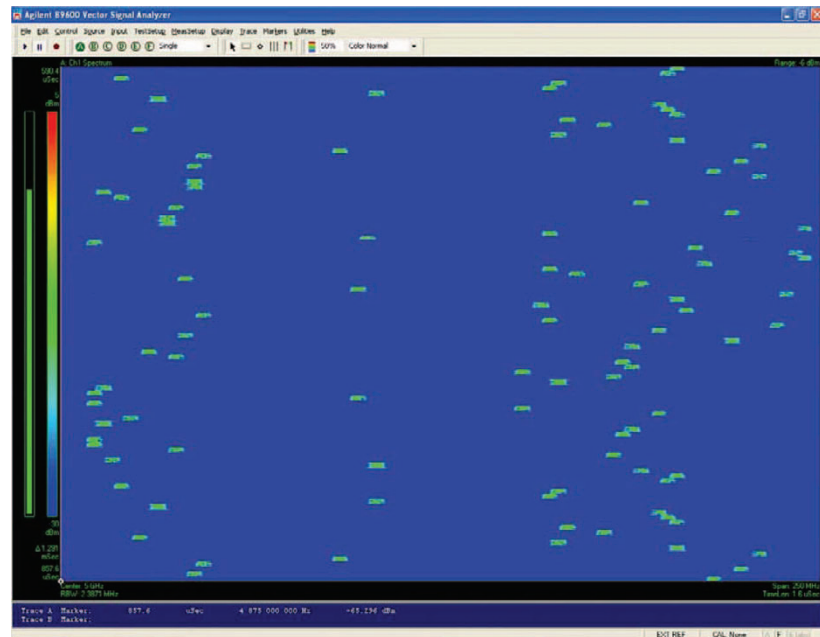


Рисунок 29 – Спектрограмма, показывающая сигнал с быстро перестраиваемой частотой в полосе обзора 1 ГГц, получена с помощью сверхширокодиапазонного анализатора векторных сигналов Agilent VSA80000

Свободные от пропусков или вечные измерения

Другой полезной особенностью анализатора векторных сигналов является его способность выполнять свободный от пропусков анализ. Иногда это называют вечным измерением, поскольку все данные в пределах полосы частот анализа прибора и времени записи собираются и анализируются.

Свободное от пропусков или вечное измерение аналогично измерению в реальном масштабе времени. Иногда термин “реальный масштаб времени” используется неточно, чтобы описать вечное измерение. Истинное значение термина “реальный масштаб времени” означает, что все данные в пределах информационной полосы частот анализатора получены, обработаны и показаны непрерывно без пропусков. По этому определению, работа в реальном масштабе времени для базирующихся на БПФ анализаторов спектра и анализаторов векторных сигналов ограничена некоторой полосой низких частот (примите к сведению, что правительство США налагает экспортные ограничения на возможность работать в реальном масштабе времени выше 500 кГц). Например, для анализатора векторных сигналов Agilent 89400 в реальном масштабе времени указана полоса частот 78 кГц. Однако он позволяет выполнить анализ без пропусков для сигналов с более широкой полосой частот, таких, как радиолокационные сигналы, делая запись и затем отправляя на обработку входной сигнал.

Анализатор векторных сигналов с возможностями программного обеспечения 89601A VSA выполняет свободный от пропусков анализ, используя преимущества особенности воспроизведения записи. Делая запись сигнала в память, ее можно воспроизвести более медленно и проанализировать, не пропуская никаких данных. Рисунок 30 показывает изображение спектрограммы свободного от пропусков измерения радиолокационного сигнала с линейной частотной модуляцией. Спектрограмма показывает линейно изменяющуюся частоту сигнала с частотной модуляцией и длительность импульса сигнала. В этом примере все БПФ установлены с перекрытием, чтобы показать больше деталей спектрального содержания сигнала.

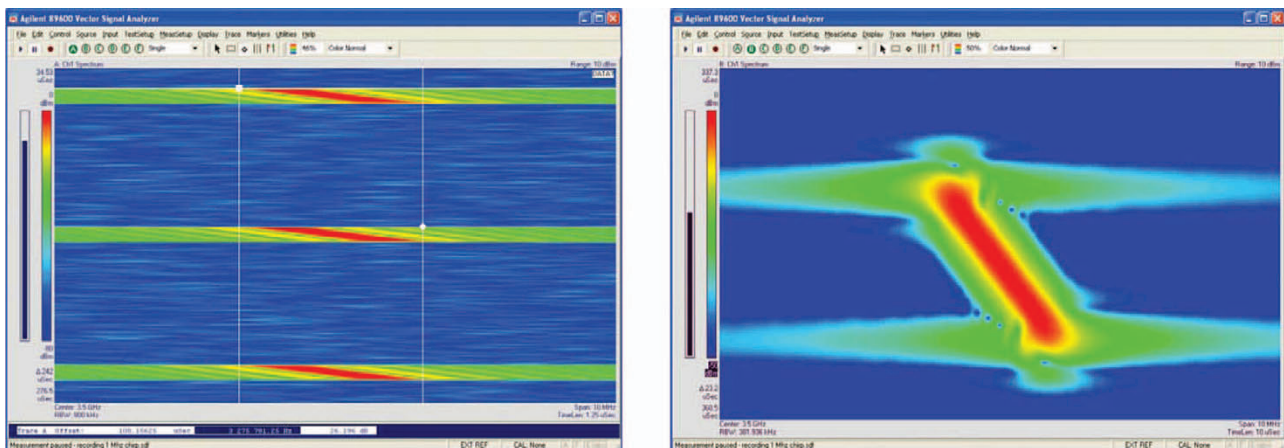


Рисунок 30 – Спектрограмма, показывающая радиолокационный сигнал с линейной частотной модуляцией. Левое изображение показывает спектрограмму трех последовательных импульсов. Правое изображение показывает детали изображения одного импульса

Статистические данные мощности — дополнительная интегральная функция распределения (ДИФР)

Измерение ДИФР используется, чтобы измерить статистические характеристики мощности сигнала. Оно вычисляет отношение максимального значения к среднему значению (максимальное значение к среднему значению эквивалентно коэффициенту заполнения для основных импульсов) и вычерчивает мощность на графике, который показывает мощность в децибелах выше средней мощности на оси X и проценте времени на оси Y. В результате измерения может быть определен процент времени нахождения сигнала выше средней мощности на указанном уровне мощности. Измерение ДИФР особенно важно для того, чтобы определить характеристики мощности сформированных импульсов или отношение максимального значения к среднему значению (коэффициент заполнения) радиолокационных сигналов, которые изменяют свою ЧПИ.

Рисунок 31 показывает пример измерения ДИФР для простого импульса и для сформированного импульса. Отношение максимального значения к среднему значению у простого импульса эквивалентно коэффициенту заполнения. Сформированный импульс показывает более постепенный переход по уровням мощности.

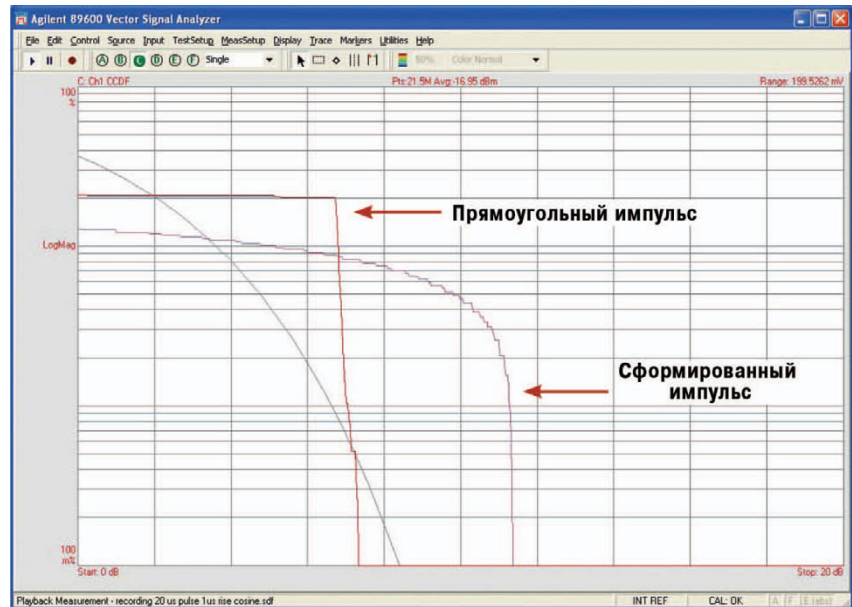


Рисунок 31 – Измерение ДИФР для прямоугольного импульса радиолокационного сигнала по сравнению с возведенным в степень косинусоидальным импульсом радиолокационного сигнала. График ДИФР описывает статистические данные мощности сигнала, вычерчивая процент времени (ось Y), которое сигнал в децибелах проводит выше средней мощности (ось X)

Линейность частотной модуляции

Так как анализатор векторных сигналов в состоянии проанализировать и фазу и модуль сигнала, он является полезным инструментом измерения модуляции в импульсе, такой, как линейная частотная модуляция. Распространенным измерением, проводимым на радиолокационном сигнале с линейной частотной модуляцией, является проверка групповой задержки. Так как групповая задержка прямо пропорциональна изменению частоты, результатом является анализ частотной модуляции. Пример измерения групповой задержки при линейной частотной модуляции показан на нижнем левом изображении рисунка 27 на странице 38.

Импульсно-кодовая модуляция

Способность рассматривать фазу как функцию времени является полезной особенностью для анализа модуляции на импульсе в кодированном радиолокационном импульсе. Обычно это кодирование является модуляцией в импульсе путем модуляции фазы. Рисунок 32 показывает пример измерения кодированного импульса. Обратите внимание на сдвиг по фазе на 180° , который можно увидеть на развертке фазы во времени.

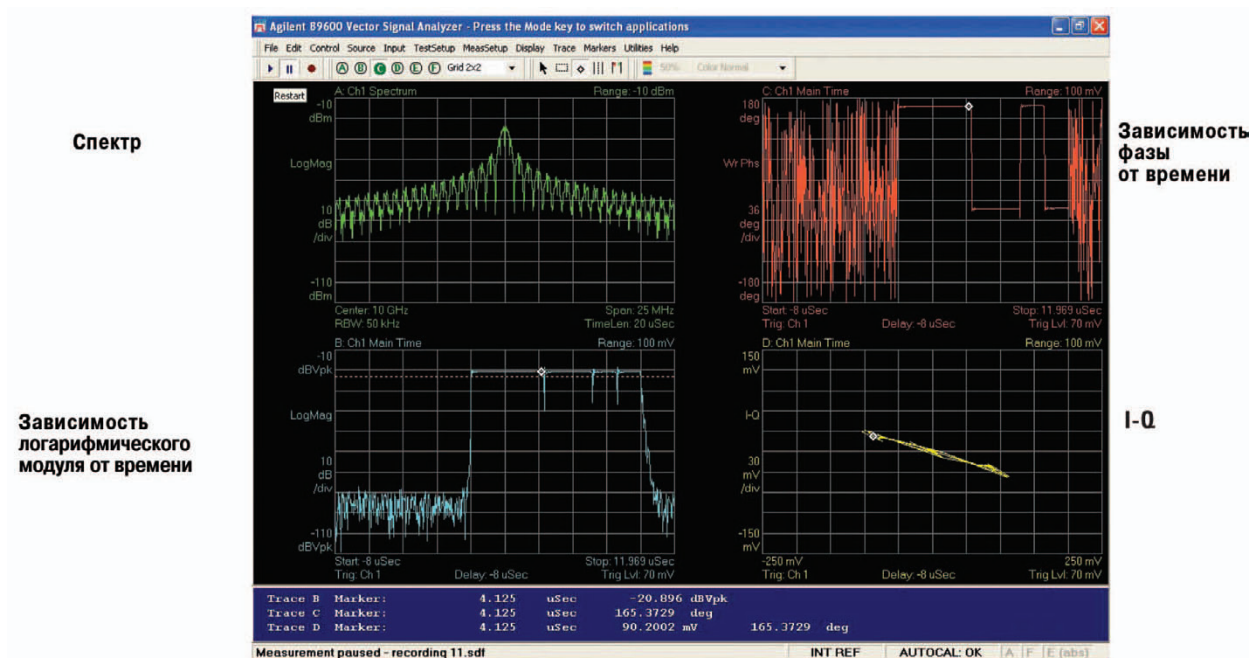


Рисунок 32 – Анализатор векторных сигналов способен рассматривать изменения фазы во времени. Это является полезной особенностью для сравнения кодирования импульсов кодом Баркера с кодом, заложенным в переходы фазы

Проверка компонентов и узлов

Достижение максимальных характеристик радиолокатора требует полного анализа и оптимизации каждого сборочного узла и элемента в радиолокационной системе.

Эффекты потерь сигнала, вызванных элементами системы в тракте передачи, непосредственно характеризуются терминами LT и LR в уравнении дальности действия радиолокатора. Мощность может быть дорогой, и потери непосредственно вычитаются из эффективной мощности радиолокатора. Потери в 1 децибел имеют то же самое влияние, как сокращение мощности на 1 децибел. При передаче мощности в 1 мегаватт увеличение ее на один децибел для компенсации потерь может быть дорогим. Чем больше потерь можно минимизировать, тем лучше. Измерения потерь особенно важны для таких компонентов, как фильтры, антенные переключатели и циркуляторы, которые расположены после усилителя мощности передатчика и перед маломощным усилителем приемника.

Хотя они непосредственно не показаны в уравнении дальности действия радиолокатора, неравномерность фазы и амплитуды и групповая задержка в компонентах также влияют на характеристики радиолокатора. Эти ухудшения имеют косвенное воздействие на дальность действия, ограничивая способность радиолокатора оптимально сжимать сигнал согласованным фильтром. Кроме того, эти ухудшения могут ограничить способность радиолокатора извлекать из радиолокационных отражений другую информацию, такую как информация об эффекте Доплера.

Распространенным способом характеризовать эффекты компонентов, включая потери, неравномерность и групповую задержку является использование измерений S-параметров. S-параметры описывают падающую и отраженную реакцию компонента в комплексной форме и рисуют всестороннюю картину линейных эффектов, которые компонент оказывает на сигнал. Эти измерения обычно делаются анализатором цепей с использованием НК-стимула.

В радиолокации, однако, часто недостаточно сделать измерения обычным способом, использующим сигналы с непрерывными колебаниями. Это происходит по нескольким причинам.

Одной из причин является то, что характеристики компонентов при проверке на импульсных сигналах могут отличаться от характеристик, полученных с использованием стимула в виде непрерывного колебания, из-за различных состояний смещения, эффектов звона, вызванного быстрым нарастанием фронтов, или различных рабочих температур. Другой причиной может быть просто факт, что устройство не может быть разработано, чтобы справляться с рассеиванием мощности, связанной с непрерывным стимулом.

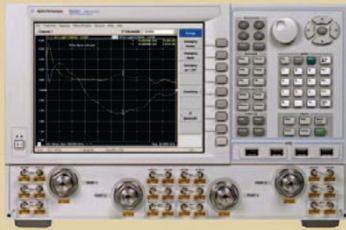
В этом разделе документа будут представлены различные подходы к измерению элементов и узлов.

Прямое измерение потерь мощности с помощью ваттметра

Простой способ измерять потери состоит в том, чтобы использовать ваттметр. Такие ваттметры, как Agilent P-серии, EPM-P- или EPM-серии, имеют вариант модели с двойным портом, позволяющим проводить одновременные измерения, если у портов измерения имеется доступ перед и после проверяемого элемента. Выполняя измерение перед и после устройства, можно определить различие мощности.

Точность измерения потерь ваттметром обычно меньше той, которая может быть достигнута с калиброванным векторным анализатором цепей; однако преимущество состоит в том, что измерение может быть сделано в нормальных рабочих условиях.

PNA-X анализатор цепей



Быстрая и точная характеристика пассивных и активных устройств

- Проверка S-параметров на импульсных сигналах
- Однократное подключение активных устройств для проверки, включая коэффициент шума
- Проверка преобразователя частоты с коррекцией погрешности
- Конфигурации для 2-, 4- и N-портов
- Несимметричные и симметричные измерения с истинно симметричным стимулом
- Упрощенная калибровка с ECal-модулем

Это может быть важным для измерений в тракте передачи, так как уровни мощности могут быть намного выше, чем может обеспечить генератор сигналов или анализатор цепей, используемый в установке для проверки реакции на стимул. Другим пунктом, который должен быть отмечен, является то, что результаты измерений ваттметром не могут прямо коррелироваться с результатами при использовании других приборов, таких как анализатор цепей, так как ваттметры являются широкополосными детекторами сигналов и измеряют мощность основного сигнала и его гармоник в противоположность измерениям перестраиваемым приемником анализатор цепей, который выделяет основную часть сигнала.

Измерения анализатором цепей

Режимы измерения анализатора цепей

Перед обсуждением конкретных измерений, выполняемых анализатором цепей, необходимо сначала обсудить различные режимы измерения импульсных ВЧ сигналов.

Анализатор цепей может измерять импульсные ВЧ сигналы, используя либо широкополосный (или с синхронным сбором данных) режим приема или узкополосный (с асинхронным сбором данных) режим приема. Резюме этих режимов дается здесь. (Более детальное обсуждение можно найти в *Agilent Application Note 1408-12, Pulsed- RF S-Parameter Measurements Using Wideband and Narrowband Detection*, номер публикации 5989-4839EN) [8].

Широкополосный режим приема

Широкополосный прием можно использовать, когда большая часть импульсного ВЧ-спектра находится в пределах полосы пропускания приемника. Его можно считать аналогом режима нулевой полосы обзора у анализатора спектра, как показано на рисунке 33. В этом случае, импульсный ВЧ сигнал будет демодулироваться в приборе, создавая видеоимпульсы, снова аналогично нулевой полосе обзора в анализаторе спектра. Такой прием может быть достигнут с помощью аналоговой схемы или техникой цифровой обработки сигнала (ЦОС). При широкополосном приеме анализатор синхронизирован с потоком импульсов и накопление данных происходит только тогда, когда появляется импульс. Это означает, что должен присутствовать запуск импульса, который синхронизирован с ЧПИ, и по этой причине этот метод называют также синхронным сбором данных.

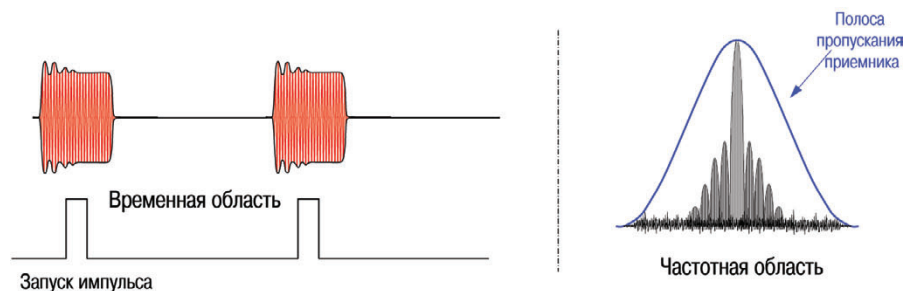


Рисунок 33 – Режим широкополосного приема (режим синхронного приема) анализатора цепей требует, чтобы основная часть мощности импульса находилась в полосе пропускания приема анализатора цепей. Широкополосный режим может иметь лучший динамический диапазон для сигналов с низким коэффициентом заполнения, но будет ограничен в измеряемой длительности импульсов из-за сужения полосы пропускания

Преимущество широкополосного режима состоит в том, что отсутствуют потери в динамическом диапазоне, когда импульсы имеют низкий коэффициент заполнения (длинный интервал между импульсами). Измерение может длиться дольше, но так как анализатор всегда делает выборку, когда присутствует импульс, то отношение С/Ш всегда постоянно в противоположность коэффициенту заполнения. Недостатком этого метода является более низкий предел измеряемой длительности импульса. Когда длительность импульса уменьшается, энергия спектра расширяется и, как только достаточно энергии оказывается вне полосы пропускания приемника, прибор не может правильно обнаружить импульсы. Другой метод основан на том, что импульсы не могут быть обнаружены, когда они короче времени установления приемника. В случае анализатора цепей PNA-X компании Agilent предел полосы пропускания составляет 5 МГц, что соответствует минимальной длительности импульса приблизительно 250 нс.

Узкополосный режим приема

В режиме узкополосного приема полоса пропускания приемника анализатора цепей устанавливается такой, чтобы вся мощность сигнала отфильтровывалась, за исключением центральной составляющей спектра, как показано на рисунке 34. Режим узкополосного приема аналогичен режиму линейчатого спектра у анализатора спектра, за исключением того, что анализатор остается настроенным на одну конкретную частоту. Центральная составляющая спектра представляет частоту несущей ВЧ. После фильтрации импульсный ВЧ-сигнал представляет собой синусоидальный или НК сигнал. При узкополосном приеме выборки анализатора не синхронизированы с проходящими импульсами (так что никакого запуска импульса не требуется), поэтому метод также называется режимом асинхронного сбора данных

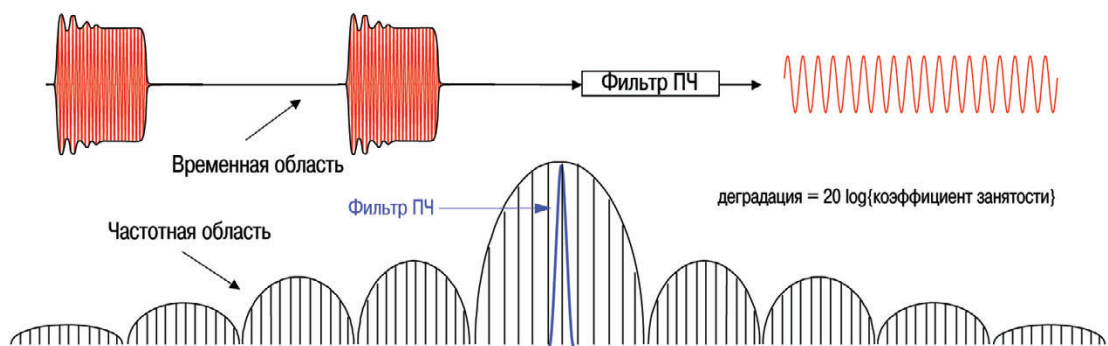


Рисунок 34 – Режим узкополосного приема (режим асинхронного приема) анализатора цепей использует узкополосный фильтр, чтобы извлечь только центральную составляющую спектра. Узкополосный режим не имеет ограничений на длительность импульсов

Компания Agilent разработала новый способ достижения узкополосного приема, используя более широкую, чем нормальная, полосу пропускания ПЧ, и уникальный способ формирования нуля в спектре. Этот способ позволяет пользователю обменивать динамический диапазон на скорость с результатом, почти всегда приводящим к более быстрым измерениям, чем полученным без этого способа.

Преимущество узкополосного приема состоит в том, что нет никакого более низкого предела для длительности импульса, поскольку независимо от того, насколько широк спектр импульса, большая часть его, так или иначе, отфильтровывается, оставляя только центральную составляющую спектра. К недостатку узкополосного приема относится то, что динамический диапазон измерения является функцией коэффициента заполнения. Как только коэффициент заполнения импульсов уменьшается (более длительный интервал между импульсами), уменьшается средняя мощность импульсов, приводя к уменьшению отношения С/Ш. Таким образом, динамический диапазон измерения уменьшается по мере уменьшения коэффициента. Это явление часто называют десенсбилизацией импульса. Деградация в динамическом диапазоне (в децибелах) может быть выражена как $20\text{Ch} \log(\text{коэффициент заполнения})$. Часть этой деградации можно преодолеть путем сложной обработки сигнала. Прибор PNA X, например, имеет улучшение динамического диапазона на 40 децибел по сравнению с PNA, когда используется стимул с коэффициентом заполнения 0,001%.

Измерения анализатором цепей

Есть множество измерений и функций индикации, которые анализатор цепей может выполнять, чтобы описать поведение элемента или узла. Эти функции включают вносимые потери, групповую задержку, S параметры, и изменения этих же самых параметров в течение длительного времени. На рисунке 35 показан пример измерения вносимых потерь, выполненного как в узкополосном режиме приема, так и в широкополосном режиме приема на анализаторе цепей PNA-X. Для импульсного ВЧ сигнала с длительностью импульса 1 мкс и ППИ 100 мкс широкополосный способ приема выполняет измерение в 17 раз быстрее. Из-за преимущества в скорости, как правило, предпочитается широкополосный способ, когда это возможно. Однако, как объяснялось ранее, узкополосный режим может быть единственным выбором для измерения узких импульсов с широкой полосой частот.

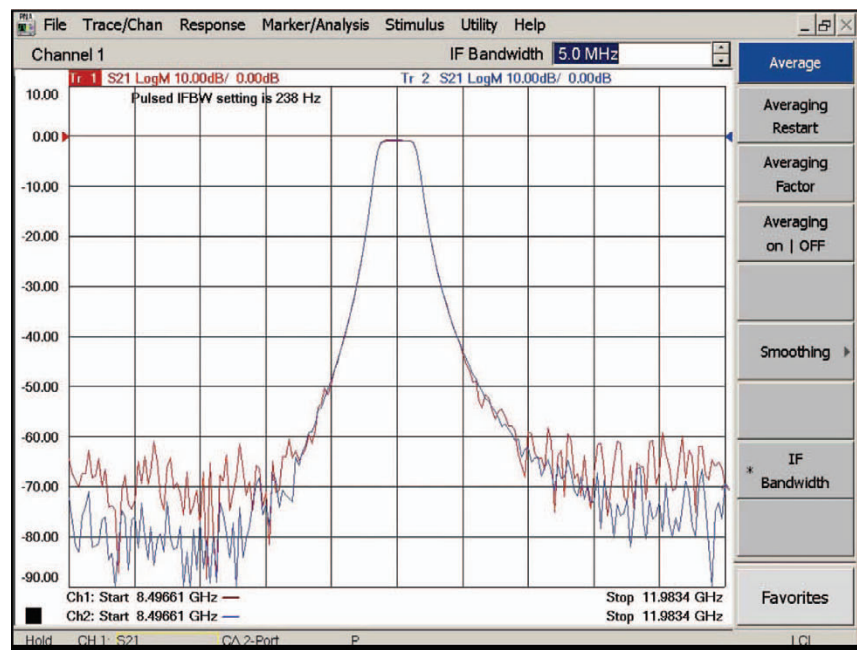


Рисунок 35 – Изображение показывает сравнение вносимых импульсным фильтром потерь при измерениях, использующих в анализаторе цепей PNA-X широкополосный режим в противоположность узкополосному режиму. В этом примере узкополосный режим обеспечивает лучший динамический диапазон, однако который режим лучше, будет зависеть от коэффициента заполнения

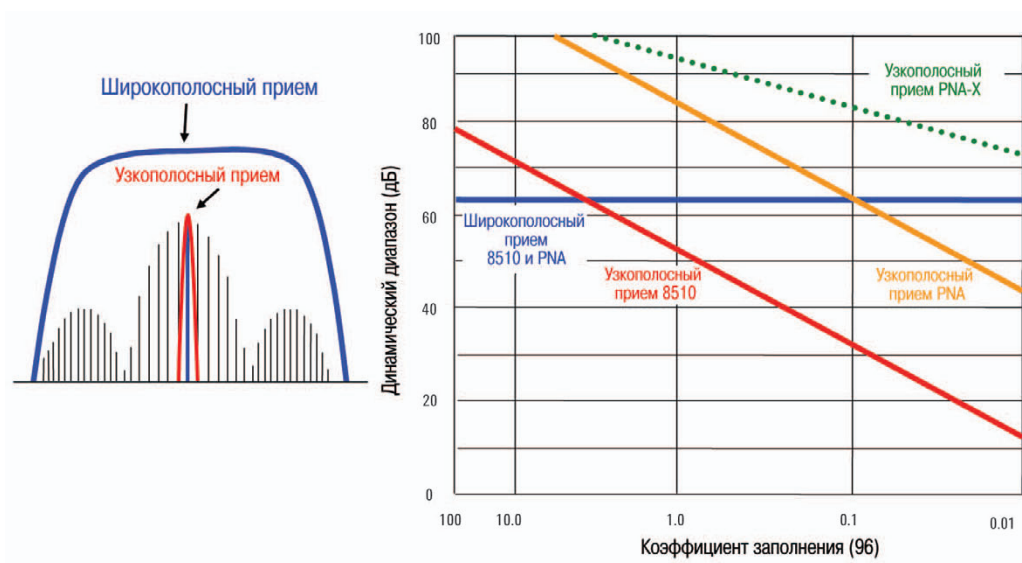


Рисунок 36 - Влияние коэффициента заполнения на динамический диапазон показано путем сравнения широкополосного и узкополосного режимов приема анализатора цепей

С точки зрения динамического диапазона преимущество зависит от прибора и будет функцией коэффициента заполнения. Как можно видеть на рисунке 36, PNA-X имеет исключительные характеристики динамического диапазона для узкополосного приема, основанного на использовании передовых методов обработки.

Типы измерений импульсной характеристики анализатором цепей

При выполнении измерений анализатором цепей очень важно определить тип измерения, которое необходимо выполнить. Подробности о том, как выполнить каждый тип измерения, можно найти в *Agilent Application Note 1408-12, Pulsed-RF S-Parameter Measurements Using Wideband and Narrowband Detection*, номер публикации 5989 4839EN [8].

Среднее значение в импульсе

Измерения среднего значения в импульсе выполняются без использования какого либо запуска или стробирования приемника. Это означает, что приемник измеряет и интегрирует всю энергию от испытуемого устройства (ИУ) во время длительности импульса. В действительности, когда используется узкополосный режим, длительность стробирующего импульса устанавливается равной или больше, чем длительность импульса, как показано на рисунке 37. Использование этого метода усреднения вносимых потерь или групповой задержки дает в результате возможность построить график зависимости длительности ВЧ-импульса от частоты.

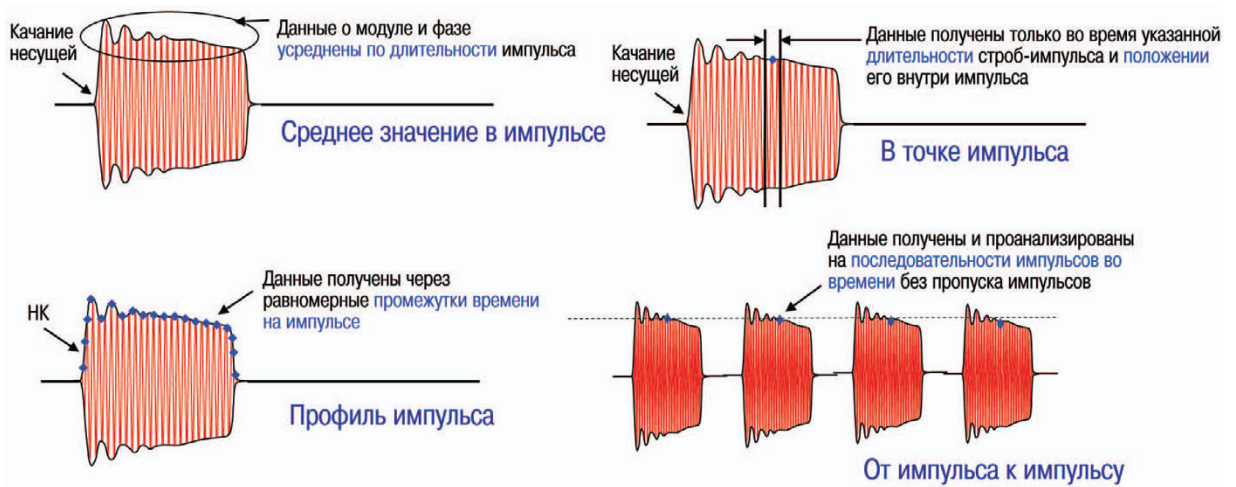


Рисунок 37 – Анализатор цепей, подобный PNA компании Agilent, имеет четыре различных варианта выборки импульса

Измерения в точке импульса

Измерения в точке импульса обеспечивают пользователю возможность измерять выходной сигнал ИУ в любой момент времени в течение импульса, применяя задержку времени между моментом, когда источник/смещение создает импульс, и моментом, когда приемники начинают получать данные, как показано в верхнем углу рисунка 37. Длительность времени стробирования, за которое энергии импульса разрешено пройти на приемники, также может быть указана, обеспечивая переменное окно интегрирования приемника. Использование этого метода дает возможность построить график зависимости от частоты вносимых потерь или групповой задержки за данный период времени внутри ВЧ-импульса.

Измерения профиля импульса

Профилирование импульса подобно измерениям в точке импульса, за исключением того, что информация измерения показывается во временной области на частоте НК, где ось времени представляет измерение в точке импульса с переменной задержкой во времени (то есть от начальной задержки до конечной задержки). Его можно рассматривать как проведение измерений в точке импульса по всей длительности импульса. У СВЧ-прибора PNA минимальная длительность строб-импульса приемника составляет примерно 20 нс, что дает в результате превосходное разрешение для анализа профиля импульса, как показано в левом нижнем примере рисунка 37. Результаты измерения профиля импульса индицируются как функция времени вместо частоты. Профиль импульса может быть использован для анализа таких явлений, как провалы в импульсе, которые могут вызвать компоненты.

Измерения от импульса к импульсу

Измерения от импульса к импульсу используются для того, чтобы характеризовать как поток импульсов изменяется во времени из-за изменения характеристик ИУ. Например, тепловые воздействия в усилителе могут вызвать уменьшение усиления и сдвиги фазы. Результаты измерения отображаются как зависимость модуля или фазы от времени с каждой точкой данных, представляющей последующий импульс. Точка измерений остается фиксированной во времени по отношению к запуску импульса. Нижний справа пример на рисунке 37 показывает представление потока импульсов, уменьшающихся по модулю из-за снижения усиления в усилителе мощности по мере его нагрева. Импульсы не обязательно должны быть повторяющимися до тех пор, пока имеется соответствующий запуск импульса. Например, измерения могут быть выполнены с различными ЧПИ. Однако измерения от импульса к импульсу возможны только в широкополосном режиме.

Антенные измерения

Характеристики антенны являются критичными для любого радиолокатора. Усиление антенны является важнейшей переменной в уравнении дальности действия радиолокатора и поэтому непосредственно влияет на дальность действия.

Усиление антенны определяется как отношение максимальной мощности к мощности от ненаправленной антенны. Оно называется направленностью антенны. Усиление обычно выражается в логарифмических величинах дБи (дБ относительно изотропной антенны) и определяется выражением:

$$G_{\text{дБи}} = 4\pi\eta A/\lambda^2,$$

где:

- η – эффективность антенны;
- A – площадь антенны;
- λ – длина волны несущей частоты.

Кроме усиления важно также рассмотреть поляризацию антенн. Поляризации передающей и приемной антенны должны быть согласованы друг с другом, чтобы эффективно преобразовывать сигнал. Типы поляризации включают в себя эллиптическую (наиболее часто встречающуюся), линейную или вертикальную, и круговую поляризации.

Радиолокационная антенна сконструирована так, чтобы формировать направленный луч. Луч не является идеальным и имеет ширину, которая определяется как угол между точками на уровне 3 дБ, как показано на рисунке 38. Ширина не обязательно одинаковая в горизонтальном и вертикальном направлениях. Например следящая антенна может иметь узкий луч, который одинаков как горизонтально, так и вертикально. Однако поисковая антенна может иметь луч, узкий по горизонтальной оси, но больше похожий на веер в вертикальном направлении. Ширину луча важно учитывать наряду с усилением антенны, поскольку они связаны друг с другом. Когда луч сужается, усиление возрастает благодаря большей фокусировке мощности.

Плотность мощности

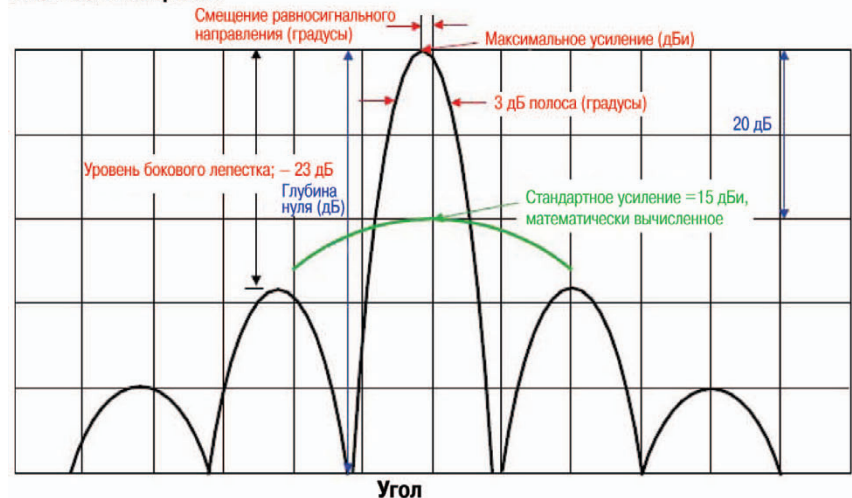


Рисунок 38 – Многие важные характеристики антенны можно определить из растрового изображения антенны

Обычная радиолокация полагается на механические механизмы, чтобы управлять лучом. Современный радиолокатор может использовать электронно-управляемые антенные решетки, которые позволяют значительно увеличить скорость и точность управления лучом. Измерение равносигнального направления (размера предполагаемого угла в сравнении с фактически измеренным углом максимальной мощности) помогает калибровать направление луча. Точность управления антенной будет определять точность, с которой может быть опознано направление на цель.

Боковые лепестки являются нежелательными элементами формирования луча, которые передают энергию в нежелательных направлениях, как показано на рисунке 38. Боковые лепестки обычно являются незначительными, но могут быть измерены по отношению к их теоретическим пределам для данной конструкции антенны. Желательно, чтобы боковые лепестки были маленькими, чтобы избежать ложных отражений от объектов около антенны.

В дополнение к усилению, поляризации, ширине луча, равносигнальному направлению и боковым лепесткам, другие измерения обычно выполняются на антенне, включая частотную характеристику и импеданс.

Сравнение проверки дальнего поля и ближнего поля антенны

Имеется два различных типа конфигураций, которые могут быть использованы для проверки антенн: для дальнего поля и для ближнего поля, как показано на рисунке 39. Каждая из них имеет свои преимущества и недостатки.

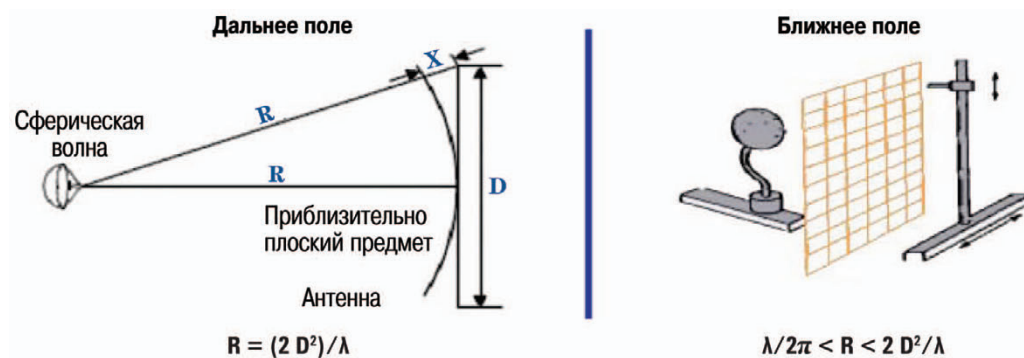


Рисунок 39 – Антенные измерения могут быть выполнены, используя приближения дальнего поля либо ближнего поля. Проверка дальнего поля проще и быстрее, но требует большой площади. Проверка ближнего поля требует сложных вычислений, может длиться дольше при выполнении, но требует меньше места

Дальнее поле антенны обычно действует на больших расстояниях между источником и приемной антенной. Антенны излучают волну со сферическим фронтом, но на больших расстояниях друг от друга сферический фронт волны становится на раскрыве приемной антенны почти плоским. Антенны должны быть разделены, чтобы моделировать плоский фронт волны для уменьшения ошибок приема. За критерий дальнего поля обычно принимается выражение $R > 2D^2/\lambda$, которое допускает изменение фазы на раскрыве проверяемой антенны (ПА) в 22,5 градуса.

Ближнее поле антенны обычно действует на значительно более коротких расстояниях между источником и приемной антенной. Очень близко к плоскости антенны поле является реактивным по природе и ослабевает быстрее, чем в промежуточной зоне. Измерения ближнего поля проводятся в промежуточной зоне, определяемой выражением $\lambda/2\pi < R < 2D^2/\lambda$. Измерения ближнего поля вовлекают большие количества собранных данных и анализов преобразований, чтобы получить результат дальнего поля.

Конфигурация для проверки дальнего поля

Занимаемая конфигурацией проверки дальнего поля площадь простирается на 10-1000 метров и является первым недостатком для испытательных установок дальнего поля. Её преимущество состоит в том, что испытание требует меньшего количества вычислений и может быть быстрее.

При измерении дальнего поля антенны излученная энергия измеряется в реальном масштабе времени, в то время как ПА вращается по азимуту и координатам высоты. Полученные в результате данные являются мерой амплитуды и /или фазы, как функции углового положения. Вращение антенны обычно достигается с помощью механического позиционера антенны, который определяет точное положение в системе координат и обычно ограничивает одновременно перемещение по одной из осей.

Пример конфигурации для проверки дальнего поля, использующей PNA компании Agilent, показан на рисунке 40. Эта конфигурация использует внешний смеситель 85320A/B и блок распределения 85309A LO/IF для того, чтобы обеспечить первое преобразование вниз таким образом, чтобы смеситель можно было разместить возле антенны. Первое преобразование вниз производится на промежуточную частоту 8,333 МГц, которая является второй промежуточной частотой PNA

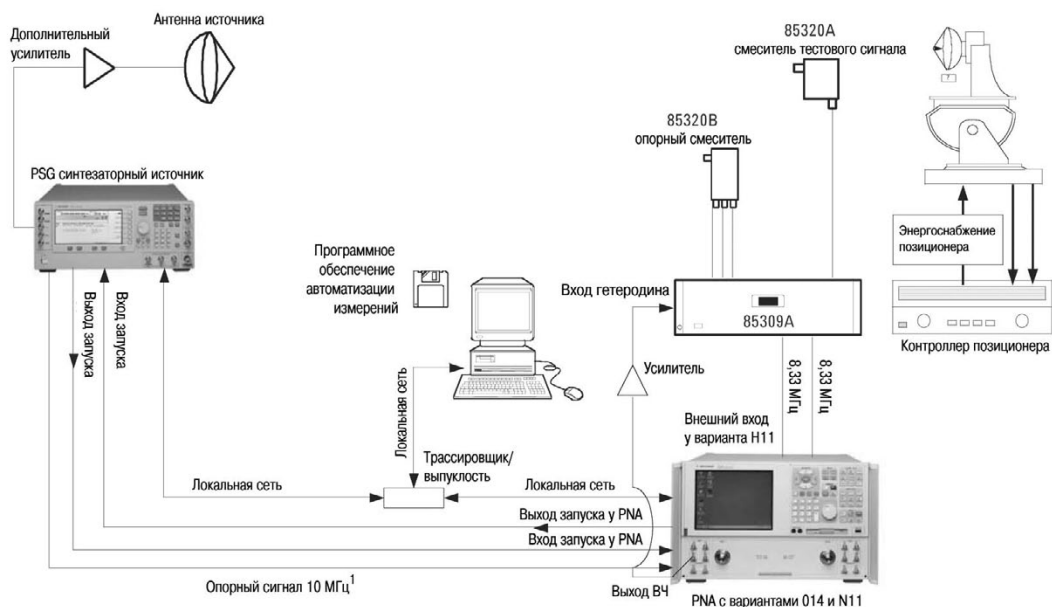


Рисунок 40 – В этом примере конфигурации для проверки дальнего поля антенны используется внешний смеситель для того, чтобы его можно было разместить близко к опорному источнику и проверяемой антенне. Прямой ввод сигнала ПЧ на второй каскад преобразователя прибора PNA также улучшает чувствительность измерения

Важным аспектом получения максимальной чувствительности приемника является минимизация потерь в сигнале при проверке. Чтобы помочь с этим, PNA обеспечивает путь для обхода в PNA направленного ответвителя и первого каскада преобразователя ПЧ (Вариант Н11). Это улучшает чувствительность на целых 20 дБ.

При большем размахе дальнего поля антенны управление отдаленным СВЧ источником на большом расстоянии всегда вызывает беспокойство. Эта конфигурация применяет СВЧ генератор сигналов PSG (источник), который использует ТТЛ триггеры для установления связи между PNA/PNA-X и источником PSG. Дешевые волоконно-оптические преобразователи являются одним из способов, которые могут быть использованы для обеспечения передачи ТТЛ сигналов на большие расстояния в пределах дальнего поля антенны.

Другой пример конфигурации для проверки антенн, которую можно использовать на меньших размахах дальнего поля, показан на рисунке 41. Эта более простая конфигурация может быть использована, когда расстояние достаточно мало, чтобы потери в кабеле не влияли на измерение.

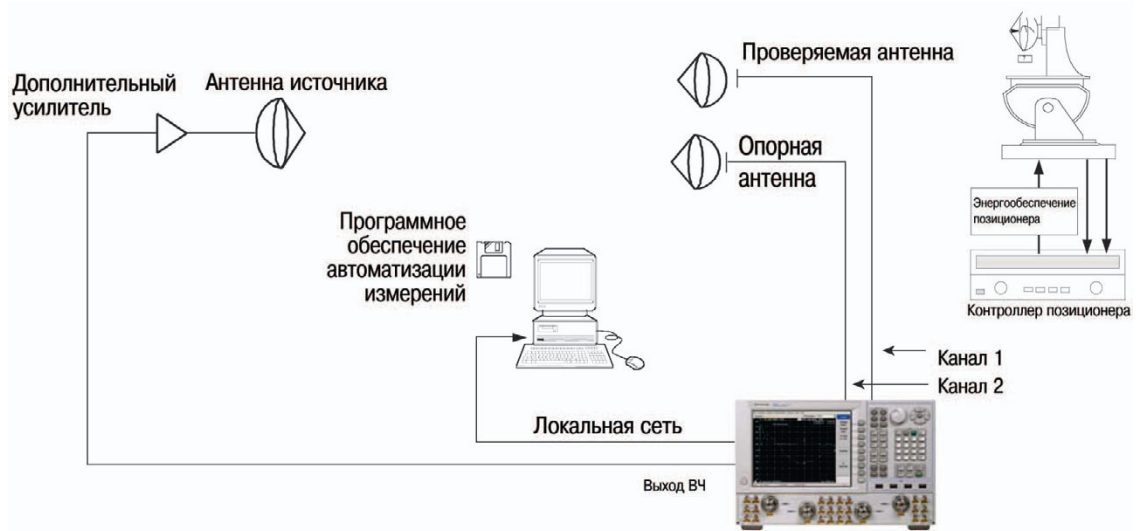


Рисунок 41 – Это пример простой конфигурации для проверки антенн анализатором цепей, которая используется в небольших испытательных установках дальнего поля, но не пригодна для больших расстояний из-за потерь в кабеле

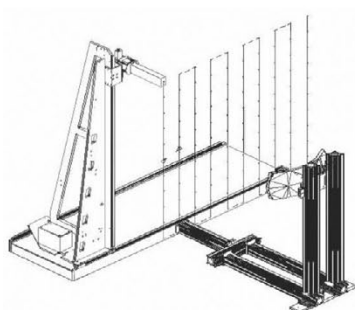
Имеется несколько преимуществ для использования конфигурации для малых расстояний по сравнению с конфигурацией для больших расстояний, если это возможно. При конфигурации для малых расстояний анализатор цепей позволяет свести к минимуму стоимость, площадь и сложность, обеспечивая как источник, так и все необходимые каналы приема. Обычно в этой конфигурации могут быть достигнуты значительные улучшения в скорости и стоимости. В дополнение к этому, анализатор цепей PNA/PNA-X может одновременно измерять до четырех входов, обеспечивая эффективное по стоимости решение с высокой степенью интеграции.

Процесс для анализа диаграммы направленности антенны, как только процесс испытаний организован, включает проведение многих измерений усиления и фазы относительно известной опорной антенны во время изменения углового положения антенны. Это может быть кропотливым процессом и поэтому обычно делается с программным обеспечением для антенных измерений, которое способно управлять положением антенны и синхронизировать измерения с анализатором цепей и опорным источником.

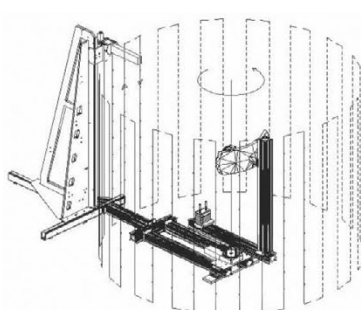
Конфигурация для проверки ближнего поля

Методы ближнего поля измеряют диаграмму направленности антенн в дальнем поле различными способами. По методу ближнего поля зонд перемещается по раскрытию антенны и измеряет амплитуду и фазу в точках на сетке выборок, расположенных через каждую половину длины волны, как показано на рисунке 42. Различные растровые изображения могут быть использованы в зависимости от природы антенны. Энергия, излученная в зоне ближнего поля, аналитически преобразуется в результат дальнего поля, используя преобразование Фурье вычислительной техники, которое создает стандартную диаграмму направленности антенны в дальнем поле.

Плоская



Цилиндрическая



Сферическая

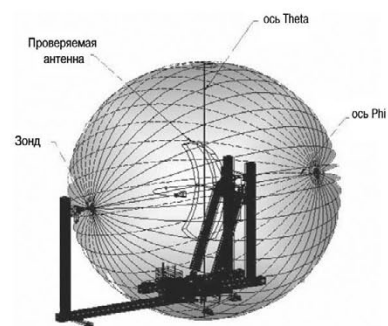


Рисунок 42 – Проверка ближнего поля использует различные растровые изображения в зависимости от типа и назначения антенны

Полигоны для ближнего поля антенн имеют много преимуществ перед полигонами для дальнего поля: они требуют меньше места, антенна защищена от погоды, здесь лучше безопасность для антенны и проверяемых частот, и для очень больших антенн система ближнего поля обычно значительно дешевле по стоимости. Основным недостатком их является сложность и время, требуемое для измерения и обработки большого количества данных.

На рисунке 43 показана основная конфигурация для измерения ближнего поля антенн, в которой используется анализатор цепей семейства PNA. Она подобна конфигурации для небольших полигонов. Анализатор цепей работает как источник и как приемник, в то время как примененное внешнее программное обеспечение управляет синхронизацией сбора данных анализатором цепей с перемещением позиционера контроллером. В дополнение внешнее применение управляет переключением поляризации проверяемой антенны.

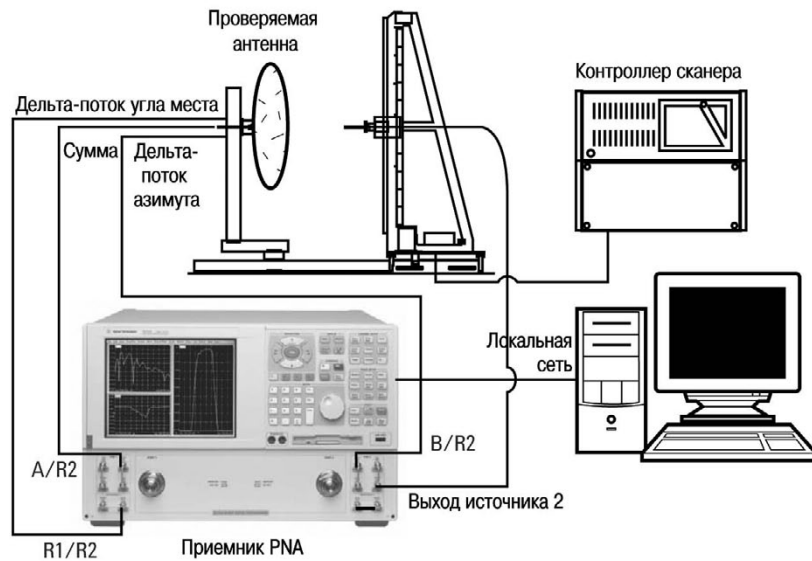


Рисунок 43 – Это пример конфигурации для проверки ближнего поля антенны . Результаты диаграммы направленности антенны в дальнем поле экстраполированы из измерений ближнего поля, используя анализ преобразований

Для минимизации времени проверки частоты можно мультиплексировать во время каждого сканирования данных. Однако это может дать в результате неточное совмещение прямоугольной сетки ближнего поля между прямым и обратным направлениями сканирования данных, которое создает ошибки в полученных результатах диаграммы направленности в дальнем поле. Эта ошибка может быть устранена сбором данных измерений всегда в одном и том же направлении сканирования, но это удваивает время проверки. В качестве альтернативы, частоты можно сканировать в обратном порядке при обратном сканировании. Использование этого обратного качания частоты в сочетании с корректным запуском между прямым и обратным проходами гарантирует, что каждая установка частоты пространственно выровнена на прямоугольной сетке ближнего поля. Этот метод требует ВЧ источника, который поддерживает режим работы с обратным списком частот. Анализатор цепей PNA/PNA-X включает обратное качание частоты и способность запуска по перепаду, специально разработанные для антенных измерений.

Пример результатов антенных измерений

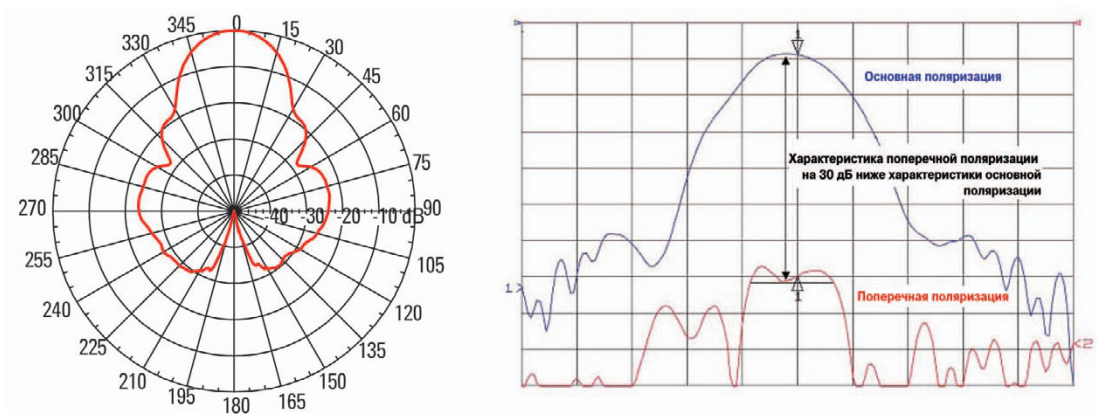


Рисунок 44 – Пример растрового изображения дальнего поля антенны радиолокатора X-диапазона в горизонтальной плоскости. Результаты измерения в принципиальной плоскости часто используют для характеристики работы антенны. Результаты могут быть получены, используя метод ближнего или дальнего поля. Ряд характеристик антенны можно понять из результатов. Они включают усиление, ширину луча и уровень боковых лепестков.

Левое изображение на рисунке 44 является примером растрового изображения дальнего поля антенны радиолокатора X-диапазона в горизонтальной плоскости. Результаты измерения в принципиальной плоскости часто используют для характеристики работы антенны. Результаты могут быть получены, используя метод ближнего или дальнего поля. Ряд характеристик антенны можно понять из результатов. Они включают усиление, ширину луча и уровень боковых лепестков.

Другой пример растра антенны, измеряющий поперечную поляризацию, показан на правом изображении рисунка 44. Результаты поперечной поляризации существенно отличаются от результатов противоположной поляризации. В этом случае наблюдается разница в 30 дБ, которая является хорошим уровнем чистоты поляризации.

Поперечное сечение радиолокатора

Поперечное сечение радиолокатора (ПСР) со стороны цели является мерой отражательной способности цели в данном направлении. Основными факторами ПСР являются:

- Зеркальное отражение – локализованное отражение, зависящее от материала/текстуры поверхности;
- Отражение от дифракции – случайное отражение сигнала от краев и неоднородностей цели;
- Многочисленные дрожания – отражения от элементов цели под смещенными углами.

Как показано в уравнении дальности действия радиолокатора на странице 6, поперечное сечение радиолокатора (σ) оказывает прямое влияние на дальность действия радиолокатора. Хотя разработчики радиолокатора не могут управлять поперечным сечением радиолокатора со стороны цели, целью в моделировании ПСР является создание средств имитации, способных предсказать поведение приемников радиолокатора в реальной обстановке.

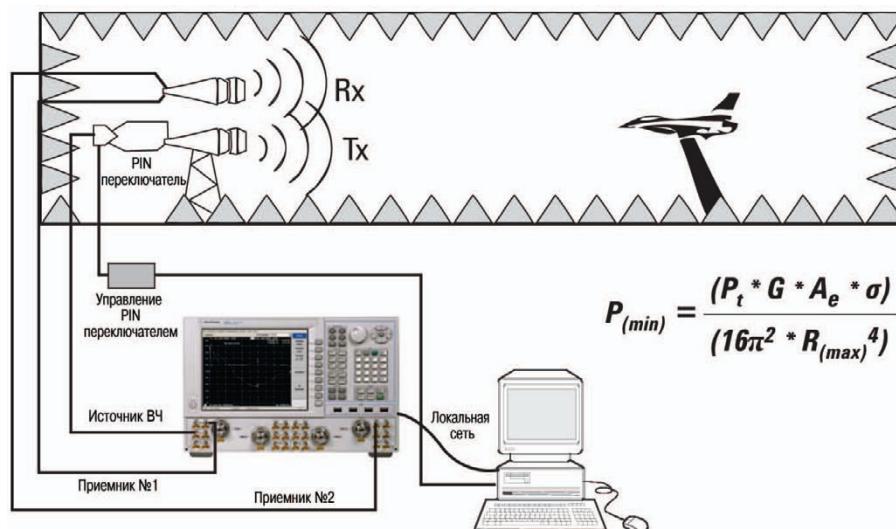


Рисунок 45 – Это пример установки для измерения поперечного сечения радиолокатора, которая использует анализатор цепей и беззвучную камеру

Рисунок 45 показывает установку для передачи и приема сигналов с основной и поперечной поляризацией в основном частотном диапазоне. В этой конфигурации анализатор цепей измеряет одновременно обе поляризации через независимые каналы измерений, также обеспечивая источник сигнала для передающей антенны.

Когда технология улучшилась, были большие инновационные усовершенствования в понимании того, как минимизировать отраженную энергию объекта. Это привело к моменту, где уровни действительно отраженных сигналов чрезвычайно малы и требуют чрезвычайно чувствительной измерительной аппаратуры для получения этих сигналов. Принятый сигнал стремится быть очень малым из-за того, что энергия передается и отражается (член $1/R^4$) и из-за отражения объекта, выраженного членом, которое оптимизировано на минимально возможный отраженный сигнал. К тому же, для уменьшения уровня отраженного сигнала были добавлены большие расстояния из-за размеров объекта и желания иметь поглощающий колебания планер.

В результате очень важно иметь измерительную аппаратуру с очень хорошей чувствительностью. Для достижения лучшей чувствительности приборы, подобные анализатору цепей PNA компании Agilent, являются приемниками на базе смесителя в противоположность использованию преобразователей на базе схемы выборки, поскольку смесители обеспечивают лучшую чувствительность.

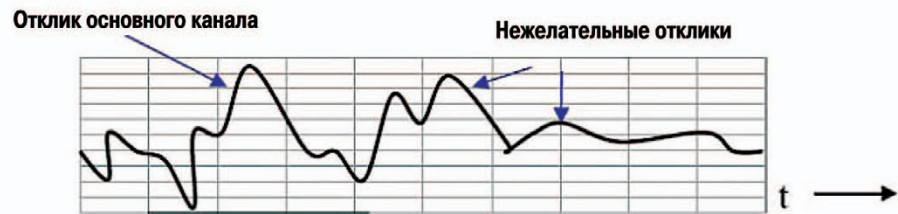
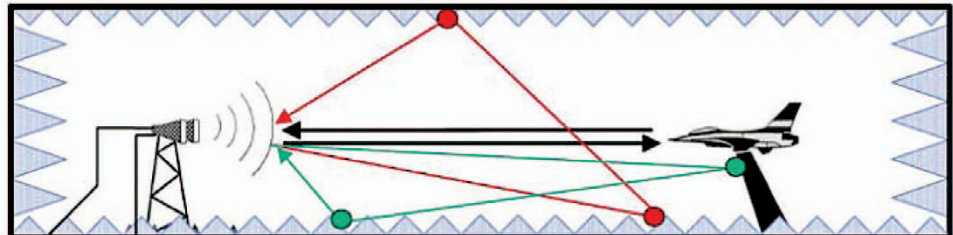


Рисунок 46 – Сигналы ПСР очень малы и отраженные сигналы, вызванные камерой измерения, могут мешать результатам измерения

Поскольку сигналы малы, небольшие отражения, вызванные элементами в радиусе действия, сами могут внести существенную отраженную энергию. Чтобы решить эту проблему, современные анализаторы цепей, подобные PNA/PNA-X, предусматривают возможность временного стробирования, которое может удалить нежелательные сигналы. Это достигается вычислением обратного быстрого преобразования Фурье (ОБПФ) на данных измеряемой частоты, математическим удалением нежелательных сигналов и затем вычислением БПФ для восстановления частоты результата. Рисунок 46 иллюстрирует эту концепцию. Элементом вычисления ОБПФ на конечной выборке является то, что оно создаст повторения основного сигнала во времени, называемые побочными составляющими спектра. Эти элементы могут действовать по кругу во время процесса проверки, чтобы создать свободный от побочных составляющих спектра интервал времени измерения. Ширина этого интервала времени зависит частично от количества точек данных, которые анализатор способен измерить и обработать. Типовым для анализатора цепей количеством точек может быть 1601 точка данных, которых достаточно для свободного от побочных составляющих спектра диапазона, требуемого для многих измерений. Однако может потребоваться большее количество. Анализатор цепей PNA/PNA-X предусматривает 20001 точку, чтобы обеспечить широкий интервал времени, свободный от побочных составляющих спектра, для измерений на испытательных установках, которые требуют их. Больше подробностей о процессе временного стробирования можно найти в *Agilent Application Note 1287-12, Time-domain Analysis with a Network Analyzer*, номер публикации 5989-5723EN [9].

Коэффициент шума

Как объяснено при выводе уравнения дальности действия радиолокатора, порог радиолокационного приемника основан на следующих четырех факторах: коэффициент шума (КФ), КТ (постоянная Больцмана умноженная на температуру), шумовая полоса частот системы и отношение С/Ш. КТ есть знакомые 204 дБВт/Гц, фактически постоянные с небольшой возможностью улучшения. Шумовая полоса частот системы диктуется схемой радиолокатора, а отношение С/Ш не может быть улучшено, как только сигнал дойдет до приемника. Таким образом, коэффициент шума приемника становится условием повышенного интереса для оптимизации приемника.

Рассматривая КФ полезно повторить формулу Фрисса. Сначала напомним, чтобы избежать общей неразберихи, что шум – фактор (Ф) является отношением С/Ш на входе к С/Ш на выходе устройства. Поэтому шум - фактор является безразмерным отношением, тогда как коэффициент шума представляет 10 логарифмов шум - фактора и выражен в децибелах.

Формула Фрисса описывает, как шум – фактор последовательных компонентов в системе складывается, чтобы определить полный шум – фактор системы.

$$F_{\text{общ}} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots,$$

где F_N – шум-фактор каждого последовательного элемента.

Формула говорит, что первый компонент в цепочке, обычно усилитель, имеет типично самое большое влияние на полный КШ, так как действие других элементов уменьшено усилением предыдущего элемента.

На первый взгляд можно полагать, что коэффициент шума является областью, где большое улучшение в характеристиках системы может быть достигнуто за невысокую цену. Современный малозумящий усилитель может обеспечить очень низкий коэффициент шума. При должным образом созданной архитектуре приемника, плата за коэффициент шума системы может быть минимальной. Поэтому, казалось бы, что может быть более экономично уменьшить коэффициент шума приемника на 3 децибела, чем увеличивать мощность передатчика на ту же величину. Однако в действительности все не так просто. Разработчик приемника должен также быть заинтересован в обеспечении адекватного усиления, стабильности фазы, стабильности амплитуды, динамического диапазона, быстрого восстановления от перегрузки или активных преднамеренных помех и надежности. Кроме того, должна быть обеспечена защита от перегрузки или насыщения и выгорания от соседних передатчиков.

Из этих соображений многие радиолокационные приемники не применяют малозумящие ВЧ-усилители на входе приемника, а просто используют смеситель как первый каскад приемника. Невзирая ни на что, КФ является критичной метрикой, которая должно быть оптимизирована в пределах других заданных ограничений.

Имеется два основных метода, используемых сегодня для измерения коэффициента шума. Это измерение методом двух температур или методом горячего и холодного источника и прямое измерение шума или метод холодного источника. В этом разделе будут обсуждены эти два метода и измерительные приборы, используемые для выполнения измерений.

Техника измерения методом двух температур

Самым распространенным методом является метод двух температур или метод горячего и холодного источника. Он полагается на источник шума, который помещен на вход проверяемого устройства. Источник шума генерирует избыточный шум по сравнению с нагрузкой при комнатной температуре. Когда источник шума выключается, это представляет нагрузку холодного источника (или ту же нагрузку, которую будет представлять пассивная нагрузка при комнатной температуре). Когда источник шума включается, это представляет нагрузку горячего источника. Пока он физически не горячий, избыточный шум источника шума может быть описан эквивалентной температурой, которая будет создавать такую же величину шума от гипотетической нагрузки, которая действительно была в температуре. Для этих двух состояний нагрузки (горячего и холодного) делают два измерения мощности шума на выходе проверяемого устройства. Отношение этих двух мощностей называется Y фактором. Используя Y фактор и ENR (отношение избыточного шума) калибровочные данные от источника шума, можно определить общий коэффициент шума системы следующим уравнением:

$$F_{\text{сис}} = \frac{\text{ENR}}{Y - 1}, \text{ где } \text{ENR} = \frac{T_h - T_c}{T_o}$$

Заметьте, что это уравнение дает в результате шум-фактор системы, которая включает измерительную аппаратуру. В случае, когда усиление проверяемого устройства большое, шум-фактор системы можно использовать для аппроксимации шум-фактора проверяемого устройства. Однако это может быть и не тот случай. Для того чтобы устранить влияние шум-фактора измерительной аппаратуры, требуется калибровка. Она обычно выполняется, получая от измерительной системы её собственный шум-фактор и усиление, и затем вычисляя её собственный вклад с помощью уравнения Фрисса. (Более подробно о методе двух температур можно прочесть в *Agilent Application Note 57-1, Fundamentals of RF and Microwave Noise Figure Measurement*, номер публикации 5952 8255E)[15].

Метод двух температур является методом, наиболее подходящим для использования узкоспециализированными анализаторами шум-фактора и анализаторами спектра или сигнала с встроенными функциями шум-фактора. Примерами приборов, которые используют метод двух температур, являются NFA-серия анализаторов шум-фактора и PSA-серия анализаторов спектра компании Agilent. Эти приборы упрощают процесс измерений путем автоматизации процесса и вычисления результатов измерения. В случае SNS источников шума и NFA-серии анализаторов коэффициента шума компании Agilent процесс ввода ENR калибровочных данных выполняется автоматически путем автоматической загрузки в анализатор значений из электрически программируемой со стиранием информации памяти (EEPROM) в источнике шума.

Техника прямого измерения шума или метод холодного источника

Второй метод назван методом холодного источника или прямого измерения шума. По этому методу производится только одно измерение мощности шума на выходе проверяемого устройства при входе усилителя, нагруженном на импеданс источника, который находится при комнатной температуре. Метод холодного источника требует независимого измерения усиления у проверяемого устройства. Следовательно, этот метод хорошо подходит для использования векторного анализатора цепей (ВАЦ), так как ВАЦ может выполнять очень точное измерение усиления с коррекцией погрешности. Это действительно так, тем не менее, тоже требуется анализатор цепей, который может выполнять измерения шума так же, как измерения НК. Примером ВАЦ, способным выполнять измерения коэффициента шума, является анализатор цепей PNA-X компании Agilent.

Использование векторного анализатора цепей для проведения измерений коэффициента шума имеет несколько преимуществ. Одним из примеров является то, что анализатор цепей способен выполнять другие важные измерения при том же самом подключении к проверяемому устройству. Например, PNA-X может измерить КШ, усиление, интермодуляционные искажения и S-параметры. В дополнение анализаторы, подобные PNA-X, способны предоставить преимущество в прогрессивном методе коррекции погрешности, включающем использование электронного калибровочного модуля ECal в качестве блока настройки импеданса для коррекции несовершенного согласования источника системы. Это особенно полезно в автоматизированной испытательной среде, в которой обычно используются матричные переключатели. Эти прогрессивные особенности в сочетании с высокой чувствительностью PNA-X обеспечивают от Agilent решение по коэффициенту шума самого высокого качества исполнения.

Выбор наилучшего решения для измерения коэффициента шума

Наилучшее решение по коэффициенту шума будет зависеть от цели измерения, относительного коэффициента шума, усиления устройства, которое измеряется, и ограничений по стоимости.

Анализатор спектра, на котором базируется решение по коэффициенту шума, дает наименьшее увеличение стоимости и обеспечивает универсальность для измерений спектра, таких как излучаемый спектр, интермодуляционные искажения, побочные составляющие и т.д. Однако анализатор спектра обычно будет давать большую неопределенность измерений, чем узкоспециализированный анализатор коэффициента шума. Частично это происходит из-за более высокого коэффициента шума анализатора. Однако для устройств с большим усилением коэффициент шума измеряющего анализатора будет оказывать минимальное влияние на неопределенность измерений. В результате решения, базирующиеся на анализаторах спектра, могут быть лучшим решением для измерения устройств с высоким усилением.

Узкоспециализированный анализатор коэффициента шума, такой как NFA компании Agilent, разработан, чтобы иметь низкий коэффициент шума и незначительную неопределенность измерений. Анализатор NFA может обеспечить лучшее решение, когда требуется высокий уровень точности измерений без высокого качества и стоимости, присущих анализатору цепей. В конечном счете, правильное решение может зависеть от того, какое решение удовлетворяет вашим определенным требованиям к эксплуатационным данным. Больше информации относительно оптимизации и определения точности решений, основанных на методе двух температур, можно найти в *Agilent Application Note 57-2, Noise Figure Measurement Accuracy: The Y-Factor Method*, номер публикации 5952-3706E [16].

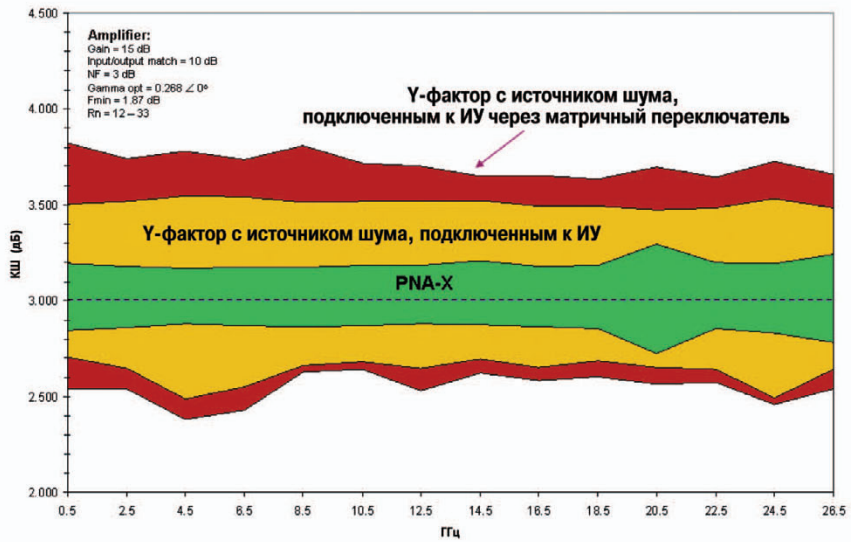


Рисунок 47 – Решение по коэффициенту шума, основанное на PNA-X, обеспечивает меньшую неопределенность измерений благодаря его высокой чувствительности и способности использовать векторную коррекцию погрешности, возникающей из-за рассогласования импеданса

Решение по холодному источнику для коэффициента шума, основанное на PNA-X, предлагает от Agilent самый высокий уровень характеристик для коэффициента шума по причинам, изложенным ранее. Рисунок 47 показывает типичное сравнение точности метода двух температур с традиционным решением по коэффициенту шума и точности метода холодного источника, основанном на PNA-X с коррекцией источника и векторной калибровкой. Результаты приведены с подключенным и отключенным переключателем, входящим в испытательную систему. Дополнительной выгодой решения с PNA-X является то, что оно предлагает возможность таких измерений, как S параметры и интермодуляционные искажения с однократным подключением к ИУ.

Фазовый шум, амплитудный шум и побочные излучения

Фазовый шум, амплитудный шум и побочные излучения могут иметь существенное значение для работы радиолокатора. Фазовый и амплитудный шум в приемнике уменьшает отношение С/Ш. Шумы в излучаемом сигнале приводят к шумам в отраженном сигнале, которые в присутствии мешающих отражений могут скрыть сигналы от цели с низким уровнем доплеровского сдвига частоты. Побочные излучения, созданные нежелательными дискретными ФМ или АМ колебаниями, могут давать в результате ложные цели.

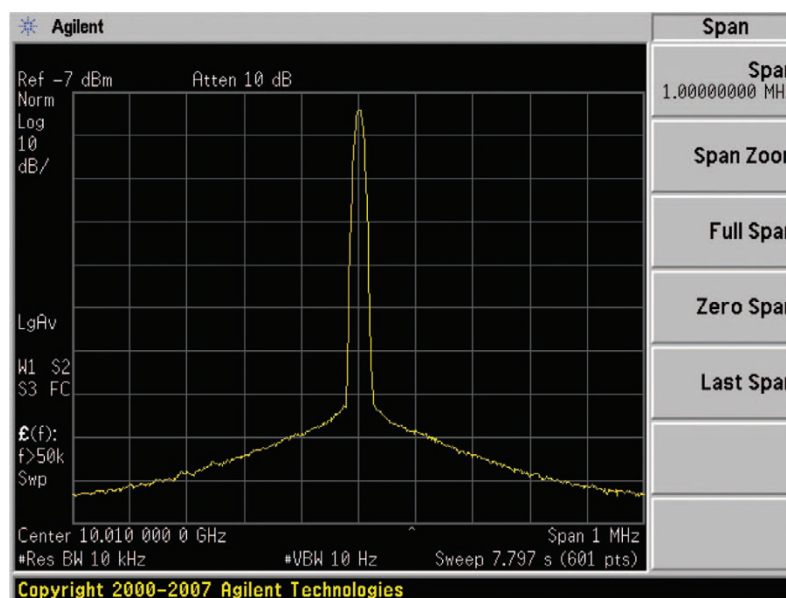


Рисунок 48 – Фазовые шумы приводят к боковым полосам, которые распределяют мощность на соседние частоты, уменьшая отношение сигнала к шуму

Фазовые шумы являются результатом случайных флуктуаций фазы сигнала, вызванных нестабильностями во временной области. Во временной области этот эффект называется фликкер-шумом. В частотной области эта нестабильность проявляет себя как боковые полосы, которые распределяют мощность на соседние частоты, как показано на рисунке 48. Если изменения фазы будут случайными или похожими на случайные, то боковые полосы будут с уклоном вниз от сигнала. Однако, если изменения фазы сигнала возникают благодаря отдельным неслучайным колебаниям, то результатом будет дискретная составляющая спектра или побочное излучение. АМ шумы также распределяют мощность на соседние частоты. Фазовые шумы больше доминируют при малых частотных отстройках, а АМ шумы могут стать доминирующими при больших отстройках.

В радиолокации низкий фазовый шум является критичным для генераторов, таких как стабилизированные гетеродины (STALO) и когерентные гетеродины (COHO), так как их сигналы являются основой радиолокатора. Любые ухудшения фазы этих сигналов будут умножаться, так как они преобразуются вверх на более высокие частоты передачи и приема, фактически уменьшая отношение сигнала к шуму.

Воздействие фазовых и АМ шумов может быть особенно вредным для радиолокационных СДЦ (селекторов движущих целей). Эти радиолокаторы работают на принципе, по которому отраженный от движущейся цели сигнал будет смещен по частоте в результате эффекта Доплера. Обычно отраженный от цели сигнал невелик по сравнению с мешающими отражениями от стационарных объектов, таких как земля или склон горы. Так как мешающие отражения и отраженный от цели сигнал имеют разные частоты, мешающие отражения отфильтровываются и просматриваются отраженные от цели сигналы. Однако фильтры, устраняющие мешающие отражения, не могут отфильтровать шумы на мешающих отражениях. Хорошие шумовые характеристики у излучаемого сигнала являются, следовательно, важными для работы радиолокатора.

Для измерения фазовых шумов имеются различные решения. Соответствующее решение будет зависеть от стоимости и ограничений на технические характеристики. Измерения фазового шума на НК сигналах внутри радиолокатора, включая стабилизированный и когерентный гетеродины, являются критическими, но также может быть необходимо измерять фазовые шумы у импульсных сигналов или для понимания вклада в фазовый шум таких компонентов системы, как усилитель мощности (остаточный или аддитивный фазовый шум). Это особенно справедливо для доплеровских радиолокаторов, у которых является критичным понимание фазовых шумов в тракте передачи при нормальных рабочих условиях.

Приборы, которые можно использовать для измерения фазовых шумов, включают анализаторы спектра, анализаторы источников сигнала и специализированные системы для измерения фазовых шумов.

Анализатор спектра, базирующийся на измерениях фазовых шумов, обычно имеет вариант с более низкой стоимостью. Специализированный анализатор источников сигнала, подобный анализатору источников сигнала SSA компании Agilent, обеспечивает высокие технические характеристики и эффективность для измерения генераторов и систем фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Система для измерения фазовых шумов является более сложной, но предлагает большую гибкость и технические данные. Система для измерения фазовых шумов может быть единственным доступным решением для выполнения импульсных измерений и измерений остаточного фазового шума.

Проведение прямого измерения спектра фазовых шумов анализатором спектра

Измерения фазовых шумов анализатором спектра проводятся прямым анализом спектра и проверкой уровня фазовых шумов в боковых полосах. Этот процесс может быть выполнен вручную с любым анализатором спектра, просто используя функции маркера и измеряя уровень шума на требуемой частоте отстройки. Фазовый шум обычно измеряется в дБн / Гц и, следовательно, должен быть нормализован к 1 Гц, основываясь на установленной РПП. Дополнительно также может быть необходима коррекция величины шума, зависящая от детектора и используемого режима развертки. (Для большей информации смотри Agilent Application Note 1303, Spectrum Analyzer Measurements and Noise, номер публикации 5966-4008E) [5]. Для упрощения большинство анализаторов спектра имеют функцию маркера шума, которая будет делать это автоматически. При измерении шума анализатором спектра в результат будут включены как фазовый, так и АМ шум, но поскольку фазовый шум обычно доминирует, измерения часто относят только к фазовому шуму.

Многие анализаторы спектра также включают функции автоматического измерения фазового шума в одной боковой полосе (ОБП). На рисунке 49 показан пример измерения фазового шума, сделанного с помощью анализатора спектра PSA компании Agilent с встроенной функцией фазового шума. Функция измерения работает для НК сигналов. Диапазон отстроек и уровень фазового шума, который может быть измерен анализатором спектра, будет зависеть от имеющейся установки РПП и от фазового шума самого прибора. В случае PSA можно измерять при отстройках не ближе 100 Гц. Его типичные данные при отстройке 10 кГц составляют 118 дБн/Гц.

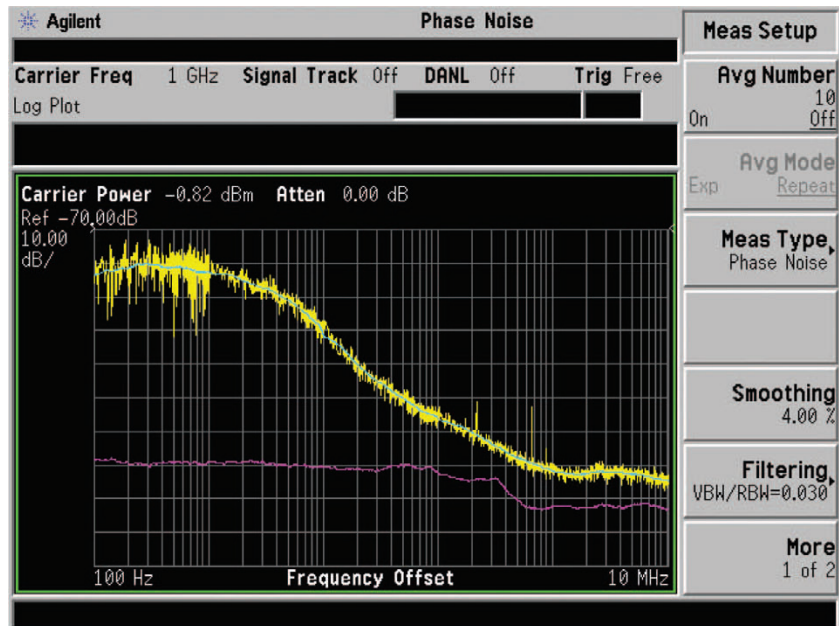
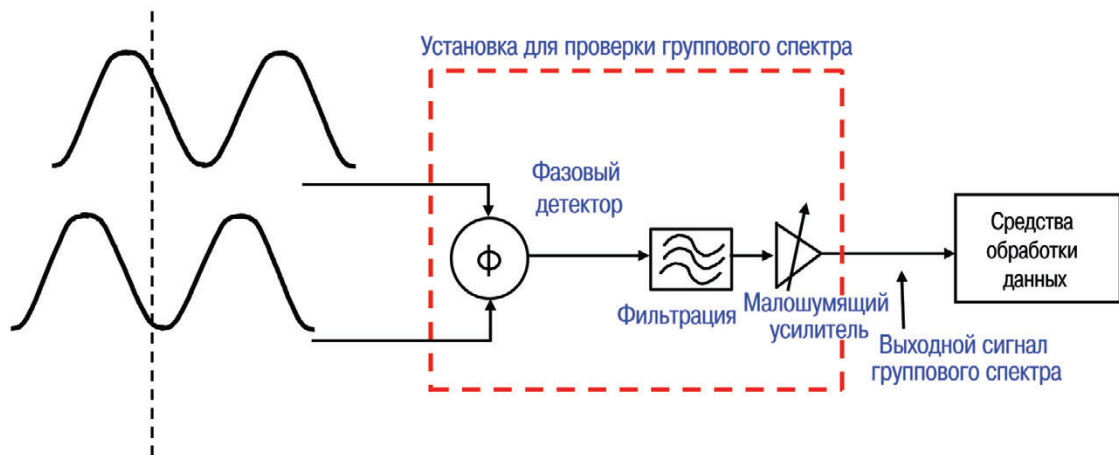


Рисунок 49 – Индивидуальные результаты измерения фазовых шумов анализатором спектра PSA показаны как функция частотной отстройки от несущей частоты

Техника измерения фазовых шумов с помощью фазового детектора

Для достижения лучшей чувствительности и точности большинство анализаторов фазовых шумов и источников сигнала базируется на фазовом детекторе, как показано на рисунке 50. Большинство фазовых детекторов является балансными смесителями, которые требуют как ВЧ, так и опорного сигнала. Когда ВЧ и опорный сигналы находятся в квадратуре по отношению друг к другу и подаются на балансный смеситель, то выход ПЧ представляет меру мгновенной разности фаз между двумя сигналами. В большинстве исполнений квадратурное отношение фаз поддерживается, используя узкополосную систему ФАПЧ. Мгновенная разность фаз представляется мгновенным изменением напряжения около нуля вольт. При использовании двойного балансного смесителя в квадратуре амплитудный шум подавляется, в то время как фазовый шум измеряется. Напряжение шума (выход ПЧ) затем усиливается и обрабатывается по спектру для определения шума и паразитных сигналов как функции частотной отстройки. Системы для измерения фазовых шумов также обычно содержат отдельный АМ-детектор для измерения амплитудных шумов и амплитуды паразитных сигналов как функции частотной отстройки. АМ-детектор может базироваться на диодах или смесителе.



$$\Delta V_{\text{Вых}} = K_{\phi} \Delta \phi_{\text{Вх}} \quad \text{для малой разности фаз}$$

Рисунок 50 – Основная блок схема измерения фазовых шумов на базе фазового детектора. При измерении испытуемый сигнал сравнивается на фазовом детекторе с синхронизированным по фазе опорным сигналом. Изменения фазы из-за фазового шума создают выходное напряжение, которое потом обрабатывается для определения результата фазовых шумов

Чувствительность измерения ограничена фазовыми шумами опорного генератора или любым СВЧ-преобразователем вниз, используемым при измерении. Новые анализаторы фазовых шумов используют прогрессивный метод кросс-корреляции для улучшения данных измерения за пределы опорного генератора и преобразователя с понижением. Это особенно полезно при измерении генераторов, управляемых напряжением (ГУН), которые стремятся иметь вдали от несущей частоты очень низкие характеристики фазовых шумов. Для измерительных систем, которые не используют технику кросс-корреляции, может быть сделана математическая корреляция по трем источникам, чтобы извлечь действительные характеристики шума каждого источника (*Agilent Technologies, Users Guide Agilent Technologies E5500A/B Phase Noise Measurement System, Part number E5500-90004, 2000*).

E5052B анализатор источников сигнала



Характеризует данные фазовых шумов, переходных процессов для высокочастотных источников сигнала до 110 ГГц

- Самая быстрая в мире производительность
- Прогрессивный метод кросс-корреляции для максимальных характеристик
- Одновременное измерение переходных процессов во времени для частоты, фазы и мощности
- Контроль спектра в реальном масштабе времени

www.agilent.com/find/ssa

Измерение фазовых шумов анализатором источников сигнала

Анализатор источников сигнала SSA компании Agilent является одним из таких приборов, которые используют метод кросс-корреляции для резкого улучшения данных измерений. Для удобства анализатор имеет свои собственные опорные генераторы. SSA предназначен для эффективного процесса кросс-корреляции, чтобы получить максимальные характеристики и эффективность. В результате SSA предлагает очень высокий уровень характеристик при сохранении низкой стоимости.

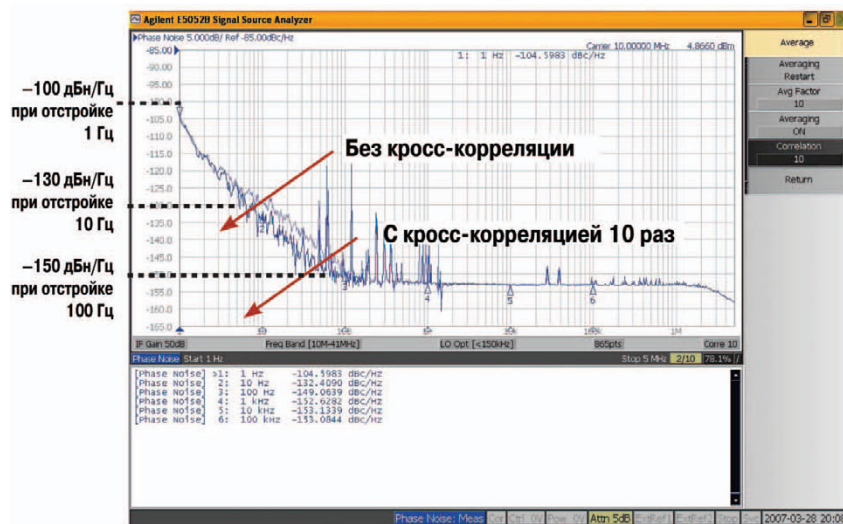


Рисунок 51 — Эти измерения фазовых шумов используют анализатор источников сигнала SSA компании Agilent. Измерения фазовых шумов улучшены, используя технику кросс-корреляции

На рисунке 51 показан пример измерения фазовых шумов, использующий SSA с различными уровнями кросс корреляции. Компромиссное по времени решение у анализатора SSA, вычисляющее 10 корреляций для улучшения на 6 дБ, примерно в 10 раз удлиняет время измерений.

В дополнение к фазовым шумам SSA, базирующийся на ЦОС, также предоставляет много других функций, которые могут быть полезны при проверке генераторов радиолокатора. Так как анализатор делает выборки сигнала и использует ЦОС, он имеет возможность анализировать амплитуду, частоту и фазу как функции времени. Он также позволяет проводить анализ переходных процессов путем запуска на аномалиях частоты. SSA обеспечивает два канала приема: широкополосный канал для контроля изменений частоты и узкополосный канал для очень точного представления зависимости выборок частоты от времени. Сигнал можно измерять одновременно по обоим каналам, в то время как широкополосный канал или узкополосный канал контролируют изменения частоты сигнала. Эти изменения частоты могут затем производить запуск и показывать нестационарное событие. Пример приводится на рисунке 52, который показывает запуск и анализ скачка фазы.

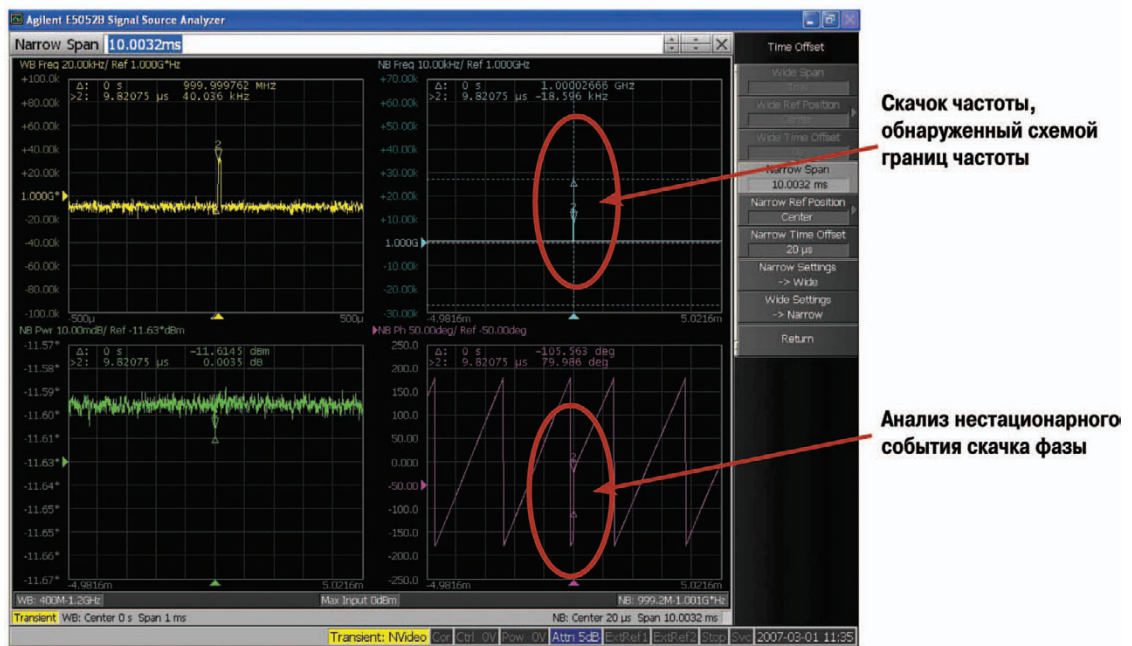


Рисунок 52 – SSA включает анализ во временной области и прогрессивные функции запуска, полезные для проверки нестационарных событий. На этом снимке анализатор умеет использовать свою схему границ частоты для показа и анализа скачка фазы

Измерение фазовых шумов системой для проверки фазовых шумов E5500

Система для проверки фазовых шумов, подобная системе E5500 компании Agilent, предлагает значительную гибкость и технические данные. Её возможности особенно полезны для радиолокации из-за способности системы выполнять импульсные измерения абсолютных и остаточных (или аддитивных) фазовых шумов. Она также способна измерять в широком диапазоне частотных отстроек от 0,01 Гц до 100 МГц. Система E5500 базируется на фазовом детекторе подобно SSA, но требует отдельного опорного генератора.

Основные компоненты системы E5500 включают модуль малошумящего преобразователя вниз, внешний источник опорного сигнала, установку для проверки фазовых шумов (детектор, система ФАПЧ), дискретизатор на базе анализатора БПФ и /или анализатора спектра с качанием частоты и программное обеспечение для персональной ЭВМ. Основываясь на модульной конструкции системы, в ней можно использовать различные компоненты аппаратного обеспечения в зависимости от требуемых измерений. E5500 хорошо работает в составе АИС, так как она полностью программируемая, и может совместно использовать общие компоненты, такие как источник опорного сигнала и анализатор спектра, для применения в других измерениях. Дополнительные варианты E5500 позволяют проводить абсолютные или остаточные измерения, НК или импульсные измерения фазовых шумов и побочных сигналов, и измерения АМ шумов.

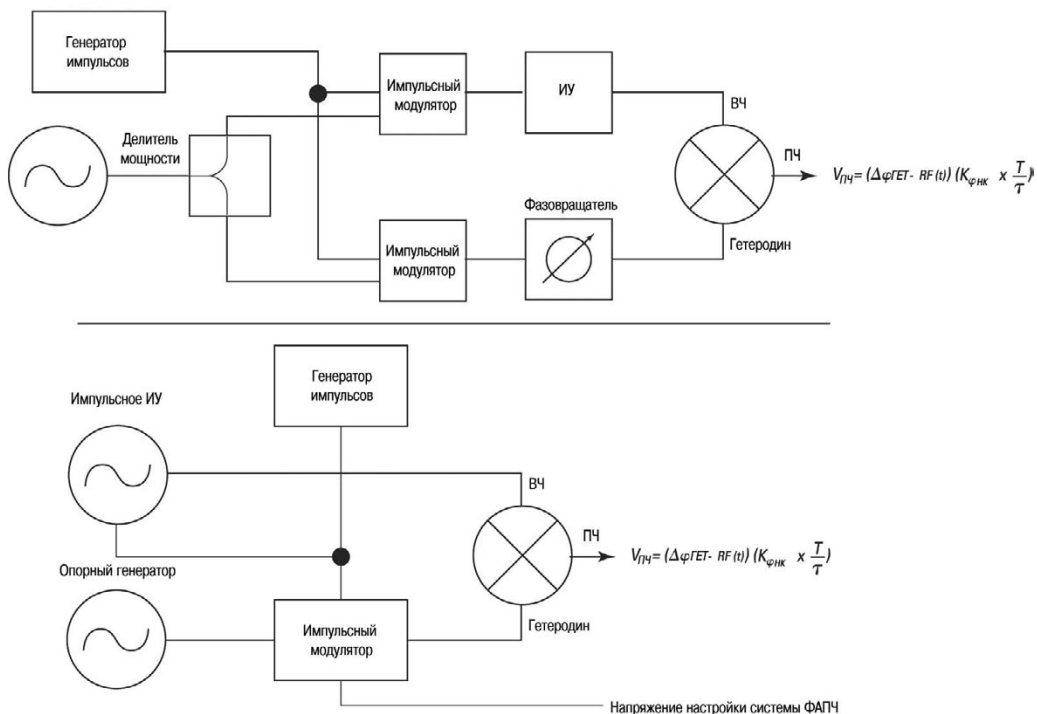


Рисунок 53 – Испытательная конфигурация для проведения импульсных измерений абсолютного и остаточного фазового шума, использующая систему для проверки фазовых шумов E5500 компании Agilent

Импульсные измерения и измерения остаточного фазового шума особенно полезны для импульсных радиолокационных систем. Эти измерения имеются в системе E5500, но без анализатора спектра, входящего в систему, или SSA. На рисунке 53 показана основная блок-схема конфигурации, используемой для импульсных измерений абсолютного и остаточного фазового шума. Подробности о том, как выполнить измерения фазового шума, используя систему E5500, можно найти в *Agilent Application Note 1309, Pulsed Carrier Phase Noise Measurements*, номер публикации 5968-2081E [18].

4.0 Заключение

Радиолокация с момента своего появления более чем 50 лет назад получила очень широкое применение, и области ее применения постоянно расширяются. В то же самое время, применения радиолокации стали более сложными, поскольку используется обработка сигнала для увеличения отраженного сигнала и для извлечения информации, такой, как изображения цели, с последующей обработкой. Однако, независимо от того, насколько сложной становится обработка сигнала, работа радиолокатора непосредственно определяется качеством основного радиолокационного передатчика и приемника.

Понимание радиолокационных измерений и того, как измерительная аппаратура реагирует на радиолокационные сигналы, является очень важным при разработке высокоэффективных и экономически выгодных радиолокационных решений. В данных заметках по применению рассматриваются доступные сегодня распространенные радиолокационные измерения и решения для них. Основные радиолокационные измерения, включая мощность, спектр, характеристики импульса, усиление антенны, поперечное сечение со стороны цели, усиление и потери в компонентах, коэффициент шума и фазовые шумы, непосредственно влияют на работу радиолокатора, как видно из уравнения дальности действия радиолокатора. Эти измерения всегда должны производиться с использованием качественного испытательного оборудования, разработанного для исследований уникальных характеристик сигнала, специфических для радиолокации.

- [1] Skolnik, M.I., *Introduction to Radar Systems*. 2nd ed. New York, NY: McGraw-Hill, 1980
- [2] Agilent Technologies, *2007 A/D symposium Presentation, Radar System Performance Measures*, Agilent symposium CD. Номер публикации 5989-6075EN, 2007
- [3] Agilent Technologies, *Application Note 150-2, Agilent Spectrum Analyzer Series, Spectrum Analysis ... Pulsed RF*. Номер публикации 5952-1039, 1971
- [4] Agilent Technologies, *2004 A/D Symposium Presentation, Fundamentals of Pulse RF Analysis Using a Spectrum Analyzer*, Agilent symposium CD. Номер публикации 5989-6075EN, 2004
- [5] Agilent Technologies, *Application Note 1303, Spectrum Analyzer Measurements and Noise*. Номер публикации 5966-4008E, 2006
- [6] Agilent Technologies, *Application Note 150-15, Vector Signal Analysis Basics*. Номер публикации 5989-1121EN, 2004
- [7] Agilent Technologies, *2004 A/D symposium Presentation, Advanced Pulse Stability, Clutter Cancellation Ratio, and Impairment Testing Using a Vector Signal Analyzer as a Flexible Ideal Receiver*, Agilent Symposium CD. Номер публикации 5989-6075EN
- [8] Agilent Technologies, *Application Note 1408-12, PNA Microwave Network Analyzers; Accurate Pulsed Measurements*. Номер публикации 5989-4839EN, February 2004
- [9] Agilent Technologies, *Application Note 1287-12, Time-domain Analysis with a Network Analyzer*. Номер публикации 5989-5723EN
- [10] Agilent Technologies, White Paper, *Agilent's New PNA Receiver Reduces Antenna/RCS Measurement Test Times*. Номер публикации 5989-1949EN, 2004
- [11] Agilent Technologies, *2004 A/D Symposium Presentation, Introduction to Antenna Measurements and Test Configurations*, Agilent symposium CD. Номер публикации 5989-6075EN, 2004
- [12] Orbit/FR, *Antenna Measurement Theory, Introduction to Antenna Measurement*, www.orbitfr.com
- [13] Agilent Technologies, Selection Guide, *Agilent Antenna Test*. Номер публикации 5968-6759E, 2005
- [14] Agilent Technologies, *Application Note 1439, Measuring Noise Figure with a Spectrum Analyzer*. Номер публикации 5988-8571EN, 2003
- [15] Agilent Technologies, *Application Note 57-1, Fundamentals of RF and Microwave Noise Figure Measurements*. Номер публикации 5952-8255E, 2006
- [16] Agilent Technologies, *Application Note 57-2, Noise Figure Measurement Accuracy – The Y-Factor Method*. Номер публикации 5952-3706E, 2004
- [17] Agilent Technologies, Product Note, *Pulsed Carrier Phase Noise Measurements Using Agilent E5500 Series Solutions*. Номер публикации 5968-5662E, 2000
- [18] Agilent Technologies, *Application Note, Pulsed Carrier Phase Noise Measurement*. Номер публикации 5968-2081E, 2005

WEB-ресурсы

www.agilent.com/find/ad
www.agilent.com/find/psa
www.agilent.com/find/89600
www.agilent.com/find/MXA
www.agilent.com/find/pnax
www.agilent.com/find/ssa
www.agilent.com/find/wideband_powermeters
www.agilent.com/find/phasenoise
www.agilent.com/find/nf



Agilent Email Updates

www.agilent.com/find/emailupdates
По этому адресу пользователь может получить новейшую информацию по выбираемым им изделиям и вопросам их применения.



Agilent Direct

www.agilent.com/find/agilentdirect
Быстрый выбор и использование проверенных технических решений по контрольно-измерительной технике.



www.agilent.com/find/open
Концепция Agilent Open упрощает процесс установления соединений и программирования испытательных систем, оказывая инженерам дополнительную помощь на этапах разработки, испытаний и производства электронных изделий. Компания Agilent предлагает возможность прозрачного подключения большого числа системно-совместимых измерительных приборов, открытую стандартную среду разработки программного обеспечения, стандартные интерфейсы ввода-вывода, используемые в ПК, и техническую поддержку по всему миру. В совокупности все это еще больше облегчает разработку испытательных систем.



www.lxistandard.org
Стандарт LXI, базирующийся на шине локальной сети (LAN), является преемником шины GPIB, обеспечивая более быстродействующие и более эффективные возможности подключения. Компания Agilent является одним из учредителей консорциума LXI.

Прочь все сомнения

Без сомнения, наши ремонтные и калибровочные службы вернут Ваше оборудование с рабочими характеристиками, как у нового оборудования. Без сомнения, мы сделаем это быстро в обещанный срок. Мы поможем получить максимальную отдачу от оборудования компании Agilent в процессе всего срока его службы. Ваше оборудование будет обслуживаться персоналом, обученным в компании Agilent, с использованием новейших методик калибровки, автоматической ремонтной диагностики, неподдельных запасных частей и с использованием уникальной возможности доступа к заводским экспертам, если в этом возникнет необходимость. Это значит, что Вы всегда будете уверены в результатах измерений, и поэтому отбросьте все сомнения и используйте предлагаемые компанией Agilent услуги по ремонту и калибровке Вашего прибора.

Компания Agilent предлагает широкий спектр дополнительных экспертных услуг с применением своих контрольно-измерительных средств для повышения эффективности использования Вашего оборудования, включая помощь в первом запуске, обучение на месте, а также проектирование, системную интеграцию и руководство проектом.

Для получения дополнительных сведений об услугах по ремонту и калибровке посетите наш сайт по адресу:

www.agilent.com/find/removealldoubt

www.agilent.com

Для получения дополнительной информации по продуктам компании Agilent Technologies, предназначенным для измерений и испытаний, а также по их применению и обслуживанию, пожалуйста, обращайтесь в Российское представительство компании Agilent Technologies по адресу:

**Россия, 113054, Москва,
Космодамианская набережная,
д. 52, стр. 1
Тел: (495) 797-39-63, 797-39-00
Факс: (495) 797-39-02, 797-39-01
E-mail: tmo_russia@agilent.com**
или посетите нашу страницу в сети Internet по адресу:

www.agilent.ru

Технические характеристики и описания изделий, содержащиеся в данном документе, могут быть изменены без предварительного уведомления.

© Авторское право Agilent Technologies, Inc. 2007
Отпечатано в России в марте 2008 г.
Номер публикации 5989-7575RU

MATLAB является зарегистрированным в США товарным знаком компании Math Works, Inc.



Agilent Technologies