

N4SPF подробно описал свои методики измерения с помощью miniVNA **Часть 1**  
[https://translate.google.com/translate?hl=ru&sl=en&u=https://www.nonstopssystems.com/radio/frank\\_radio\\_coax-sw.htm&prev=search&pto=aue](https://translate.google.com/translate?hl=ru&sl=en&u=https://www.nonstopssystems.com/radio/frank_radio_coax-sw.htm&prev=search&pto=aue)

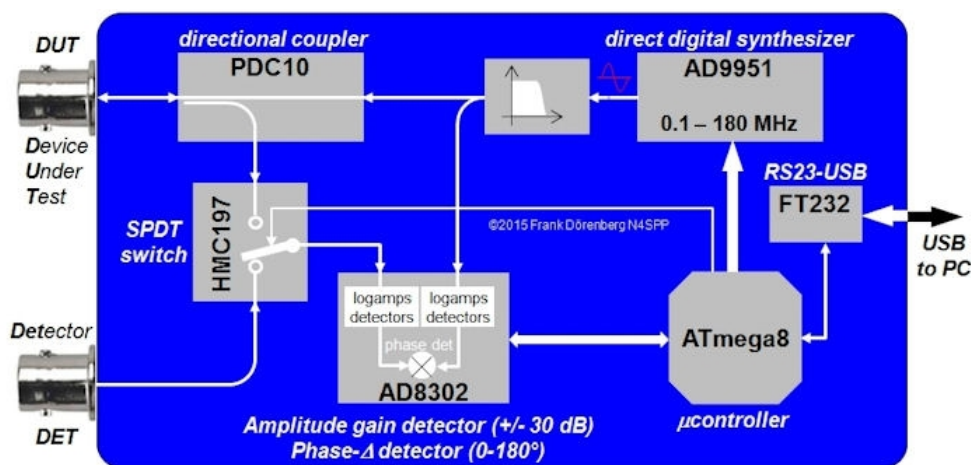
© 2006-2020 Ф. Деренберг, если не указано иное. Все права защищены по всему миру. Никакая часть этой публикации не может быть использована без разрешения автора.

## ВВЕДЕНИЕ

Са. В 2007 году купил "миниВНА". Это недорогой **VNA** (см. 1). Приобрел в первую очередь для измерения антенн и антенных систем. По понятным причинам я называю его «синей коробочкой»:



Диапазон частот от 0,1 до 180 МГц. MiniVNA управляется программным обеспечением, работающим на ПК. Он связывается с устройством через USB (который также обеспечивает питание устройства) и представляет пользователю данные измерений в графическом виде. Очевидно, что у ВАЦ этого ценового диапазона есть **существенные ограничения**. (См. 1D, 1J). Одна из них заключается в том, что miniVNA использует детектор AD8302 с присущим ему диапазоном определения фазы 0–180 ° - он не может определить знак (= индуктивное против емкостного реактивного сопротивления) фазового сдвига между двумя входными сигналами (ссылка 1N). , а фазовая погрешность становится чрезмерной выше  $\approx 150^\circ$ . Но для многих радиолюбительских целей (ref. 1K, 4) этого вполне достаточно. Это miniVNA в основном «первого поколения». Последующие модели имеют расширенный диапазон и могут управляться по беспроводной сети. Блок-схема верхнего уровня miniVNA показана ниже.



Упрощенная структурная схема miniVNA

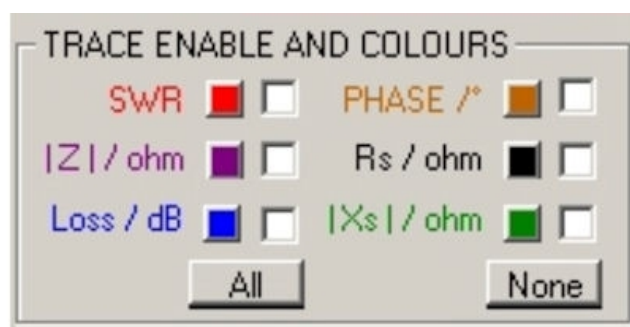
Порт тестируемого устройства (DUT) является выходным портом генератора сигналов. Детекторы усиления и фазы в векторном анализаторе цепей сравнивают сигнал возбуждения от генератора сигналов с одним из двух сигналов:

- сигнал, который отражается однопортовым устройством (или системой), подключенным к порту DUT. Это осуществляется через направленный ответвитель на порте DUT. Не все анализаторы цепей на рынке имеют это и требуют внешнего направленного ответвителя для определенных типов измерений.
- сигнал на порте DET, который выводится двухпортовым устройством, возбуждается портом DUT, или который улавливается посредством связи с однопортовым устройством.

Измерения, в которых задействован только порт DUT, выполняются в режиме «антенны». Измерения, в которых задействованы как порт DUT, так и порт DET, выполняются в режиме «передачи».



(выбор режима анализа miniVNA в исходном программном обеспечении IW3HEV-IW3IJZ)



(выбор отображения параметров анализа miniVNA в исходном программном обеспечении IW3HEV-IW3IJZ)

Перед использованием все ВАЦ должны быть по возможности откалиброваны! Ознакомьтесь с руководством! Также обратите внимание, что относительно (!) Недорогие ВАЦ, такие как miniVNA, не могут определять знак реактивной части  $X_s$  измеренного комплексного импеданса  $Z = R_s + j X_s$ . То есть он не может отличить индуктивность от емкости.

В разделах ниже дается краткое описание некоторых основных измерений, которые можно выполнить с помощью векторного анализатора цепей, такого как miniVNA.

Я использую следующие бесплатные программы:

- На моих ПК и ноутбуках с Windows: оригинальное программное обеспечение от IW3HEV / IW3IWZ / G3RXQ / IK3ZGB (последняя версия: miniVNA234.exe)
- В начале 2018 года я установил miniVNA234 на 64-битный ПК с Windows 10. При запуске приложения я получил сообщение об ошибке об отсутствии файла OCX. Фактически, шесть файлов OCX должны быть зарегистрированы в DLL. См. Исх. 1М о том, как я решил эту проблему.
- Другой вариант - более поздняя версия vna [/J](#) на основе Java от Дитмара Краузе (DL2BSA).
- На моем планшете Android: красивое и гибкое приложение [Blue VNA](#) (через USB и Bluetooth) от [Дэна Тома](#) (YO3GGX).

Существуют и другие приложения (например, [qVNAmux](#) для Linux и [программное обеспечение VB 2012 от PA7N](#)), но у меня нет опыта работы с ними.

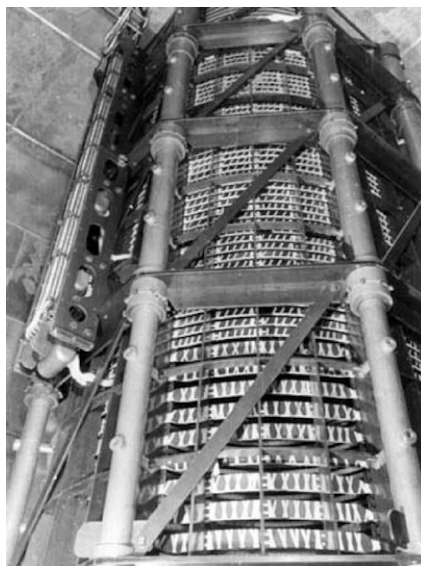
## ОПРЕДЕЛЕНИЕ НЕИЗВЕСТНОЙ ИНДУКТИВНОСТИ

Электромагнитная катушка - это просто катушка индуктивности, намотанная так, чтобы иметь форму катушки, спирали или спирали. Ток через катушку создает магнитное поле, которое взаимодействует с самими катушками. Для большинства приложений идеальная катушка имеет только индуктивное сопротивление и отсутствие потерь. Катушка - это катушка - это катушка - она не знает (и не заботится), как она используется и для каких целей. Его характеристики и поведение не зависят от приложения.

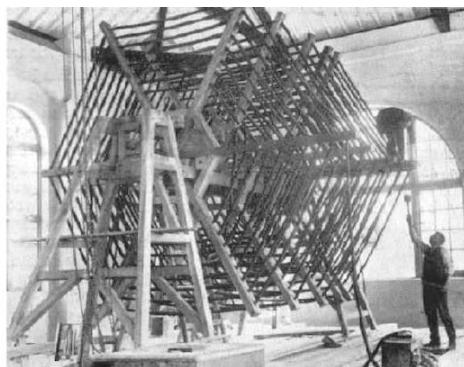
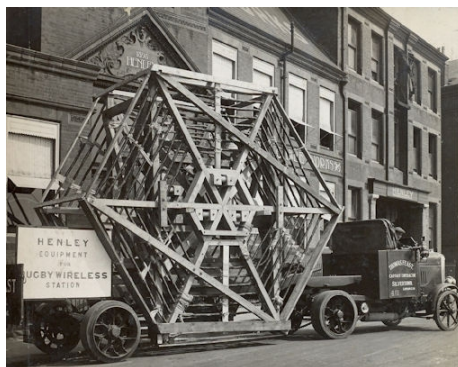


### Катушка

А вот и БОЛЬШИЕ катушки.



Одна из катушек настройки антенны [СНЧ-передатчика "Голиаф"](#) мощностью 1 мегаватт (1940-е гг.) (эти огромные вариометры состояли из неподвижной катушки (диаметр 3,5 м, 11,5 футов), в которую можно было гидравлически вставить катушку немного меньшего размера (диаметр 3,2 м, 10,5 фута) с точностью до 0,1 мм! Катушки были высотой 5 м (16 футов) и весили около 5000 кг (11 кг)



### Катушка настройки передатчика VLF в Регби / Великобритания (середина 1920-х)

В антенных системах катушки, если таковые имеются, в основном используются двумя способами:

- В составе « **ловушки** ». Это параллельная цепь катушки индуктивности и конденсатора. На резонансной частоте этого контура его полное сопротивление становится довольно высоким. Ловушка вставляется в излучающий элемент (ы) антенны где-то между точкой питания и концом этого излучателя. В районе резонансной частоты ловушки часть излучателя за ловушкой в основном отключена. В этом случае «активна» только часть излучателя между точкой питания и ловушкой. Это используется в некоторых многодиапазонных антеннах: полная длина антенны используется на одном диапазоне, укороченная длина используется на более высоком диапазоне.
- Обратите внимание, что достаточно далеко ниже резонансной частоты ловушка в основном действует как нагрузочная катушка.
- В качестве **загрузочной** катушки. Это катушка, используемая сама по себе. Короткие антенны имеют емкостное реактивное сопротивление в точке питания. Это можно компенсировать путем введения индуктивности где-нибудь в излучающем элементе (ах). Один из способов сделать это - использовать «сосредоточенную» индуктивность: катушку индуктивности. Вопреки распространенному мнению, нагрузочная катушка не добавляет «недостающую электрическую длину»!
- Обратите внимание, что никакая катушка не идеальна: всегда есть сопротивление потерь и паразитная (паразитная) емкость. То есть любая катушка сама по себе тоже имеет резонансную частоту, и катушка будет действовать как «ловушка». Вот почему катушки нагрузки должны работать достаточно далеко от этой частоты собственного резонанса.

Я не знаток катушек (настоящих или самопровозглашенных). Так что вместо того, чтобы писать здесь много чепухи, я ссылаюсь на [список литературы](#)

Импеданс (идеальной) катушки индуктивности равен:

$$|Z| = \omega \cdot L = 2\pi \cdot f \cdot L$$

Эту формулу можно переписать как:

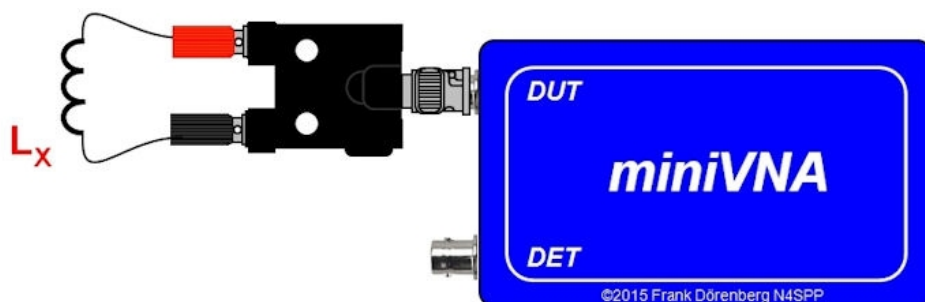
$$L = \frac{0.16 \cdot |Z|}{f}$$

где  $f$  в МГц и  $L$  в мкГн. На частоте, где  $|Z| = 50 \text{ Ом}$ , это упрощается до:

$$L = \frac{8}{f_{50\Omega}}$$

Следовательно, с простым  $|Z|$  измерения, мы можем определить неизвестное значение индуктивности. Фактически, это скорее «оценка», чем «определение»: ВАЦ, такие как miniVNA, имеют разумную точность только около 50 Ом.

**Примечание** : во всех испытательных установках проводка должна быть как можно короче.





## Испытательная установка для измерения $L_x$ на основе импеданса

(ПО miniVNA в режиме "антенна", отображается параметр  $|Z|$ )

За пределами диапазона 20-200 Ом точность мини-ВАН очень низкая. Резонансные методы более точны. Стандартная формула для резонансной частоты (идеального) LC-контура:

$$f_{res} = \frac{\omega_{res}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

Это уравнение можно переформулировать следующим образом:

$$L = \frac{1}{(2\pi \cdot f_{res})^2 \cdot C}$$

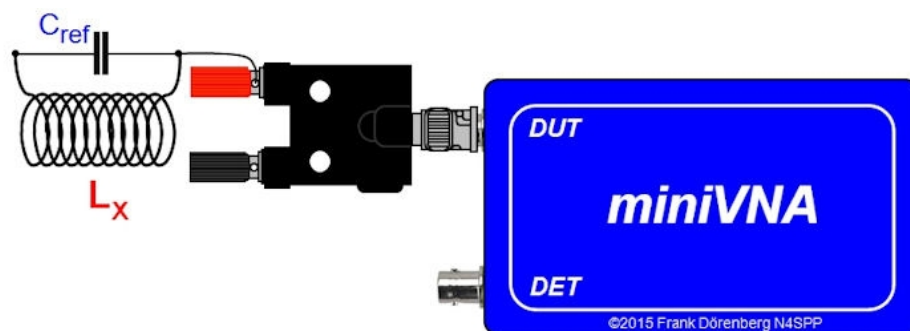
который можно переписать как:

$$L = \frac{25330}{f_{res}^2 \cdot C}$$

где  $L$  - в мкГн,  $C$  - в пФ, а  $f_{res}$  - в МГц. Таким образом, если мы используем известную емкость  $C$  и измерить резонансную частоту  $f_{res}$ , мы можем определить неизвестную индуктивность  $L$ .

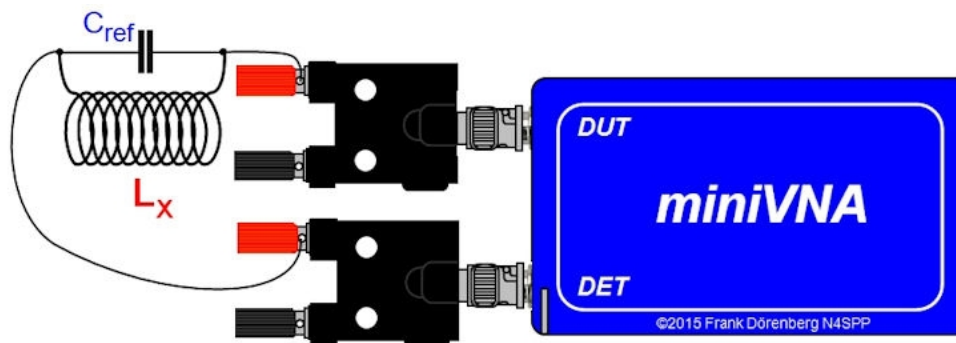
Для особого случая, когда  $C = 253$  пФ (например, 220 пФ и 33 пФ параллельно), уравнение упрощается до:

$$L = \frac{100}{f_{res}^2}$$



## Испытательная установка для измерения $L_x$ в параллельном резонансе

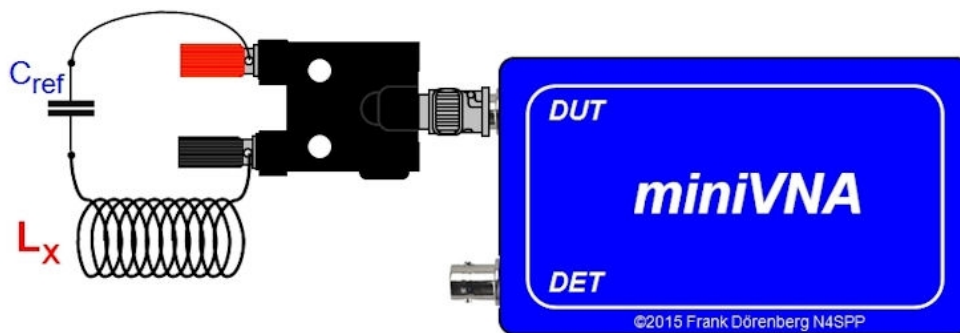
(ПО miniVNA в режиме «антенна», отображаются параметры «потери / дБ» и «фаза»)



## Альтернативная испытательная установка для измерения $L_x$ в параллельном резонансе

(ПО miniVNA в режиме "передача", отображаются параметры "потери / дБ" и "фаза")

Обратите внимание, что в конфигурации с параллельным резонансом полное сопротивление ЖК на резонансной частоте велико. В серии конфигурации -резонансе, это низко.



Испытательная установка для последовательного резонансного измерения  $L_x$

(ПО miniVNA в режиме "передача", отображаются параметры "потери / дБ" и "фаза")

Резонансную частоту легко определить на графике потери / фазы:

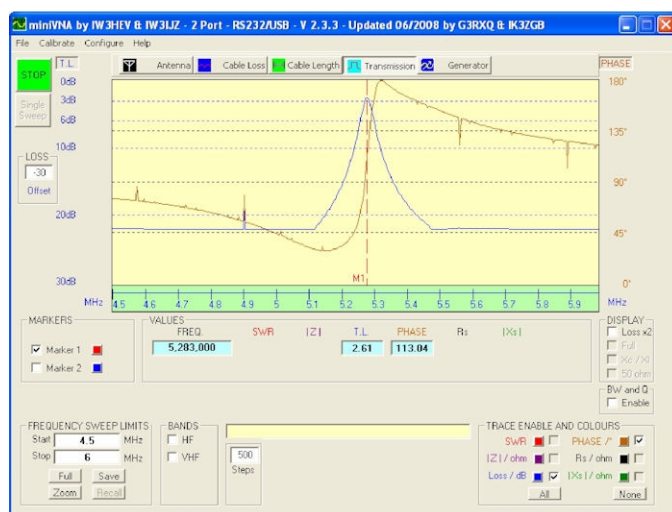
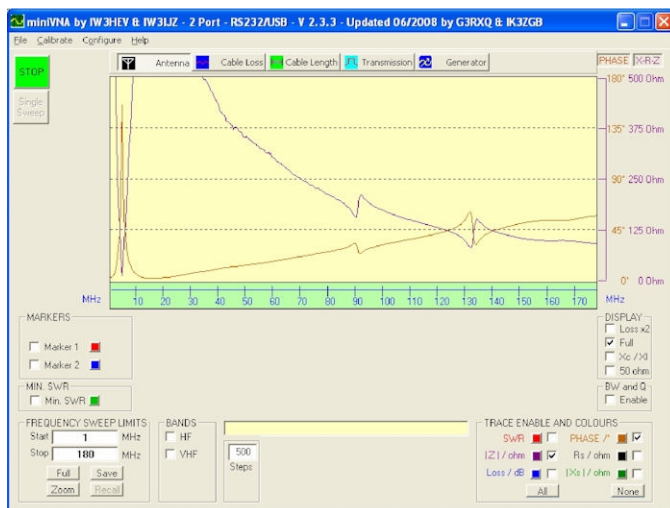


График фаз и потерь для LC-цепи, miniVNA в режиме "передачи"

**Обратите внимание** на настройку «смещения потерь» -30 дБ в левой части графика. Это было сделано для того, чтобы опустить кривую «потерь» до точки, где она была полностью видна.

**Примечание** : точность определения зависит не только от точности miniVNA, но и от эталонного конденсатора. Более тридцати лет профессионального инженерного опыта научили меня, что все в пределах  $\pm 20\%$  находится в пределах инженерной точности, привет! Конденсаторы обычно имеют плохие допуски по отношению к их номинальной стоимости. Новые керамические колпачки дисков обычно имеют допуск  $+80 / -20\%$ , полиэфирный материал  $\pm 5$  или  $\pm 20\%$ , тантал  $\pm 10$  или  $\pm 20\%$ , тип металлизированного полипропилена.  $\pm 5$ ,  $\pm 10$  или  $\pm 20\%$ , электролитический тип.  $\pm 20\%$ , серебряная слюда от  $\pm 0,1$  до  $\pm 1\%$ . Конденсаторы из полистирола доступны с допуском  $\pm 1$  и  $\pm 2\%$ . Обычно я использую стиропластовые конденсаторы (особая форма стирола). Доступны специальные конденсаторы с допуском до  $\pm 0,01\%$ .

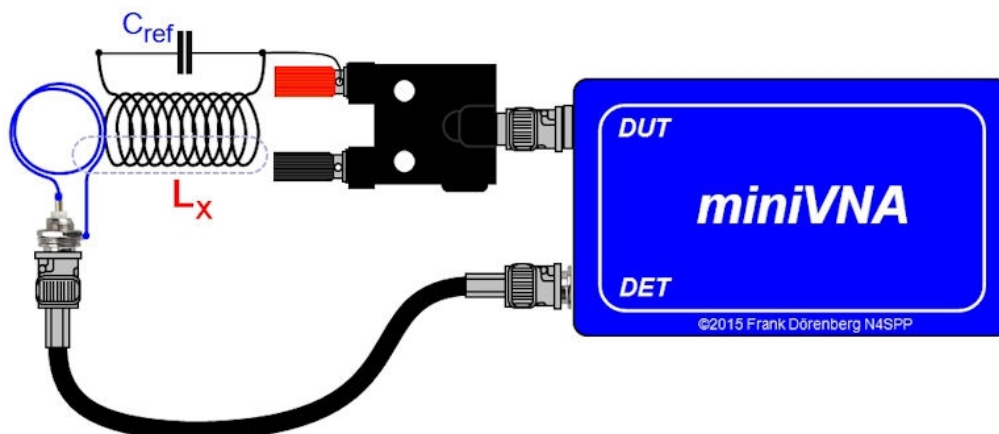
График полной развертки показывает некоторые фазовые «провалы» и «развороты» на (гораздо) более высоких частотах. Они могут быть связаны с резонансами из-за паразитной емкости катушки, проводки испытательной установки и т. Д. :



## Фазовый график параллельной LC-цепи

(miniVNA в режиме «антенна», развертка 1–180 МГц)

Очевидно, что для определения резонансного «провала» можно использовать обычный / классический «измеритель угла наклона». Но miniVNA также может быть настроен как «диппер / сниффер»:



## Установка Dipper / Sniffer для измерения $L_x$ в параллельном резонансе

(ПО miniVNA в режиме "передача", отображаются параметры "потери / дБ" и "фаза")



Обратите внимание, что вы не можете использовать метод «диппер / анализатор» для определения добротности катушки: график зависимости фазы от частоты зависит от связи (то есть расстояния, ориентации) между тестовой катушкой и «катушкой-анализатором». Как и в классическом измерителе угла падения, резонансная частота также имеет тенденцию смещаться в зависимости от уровня связи.

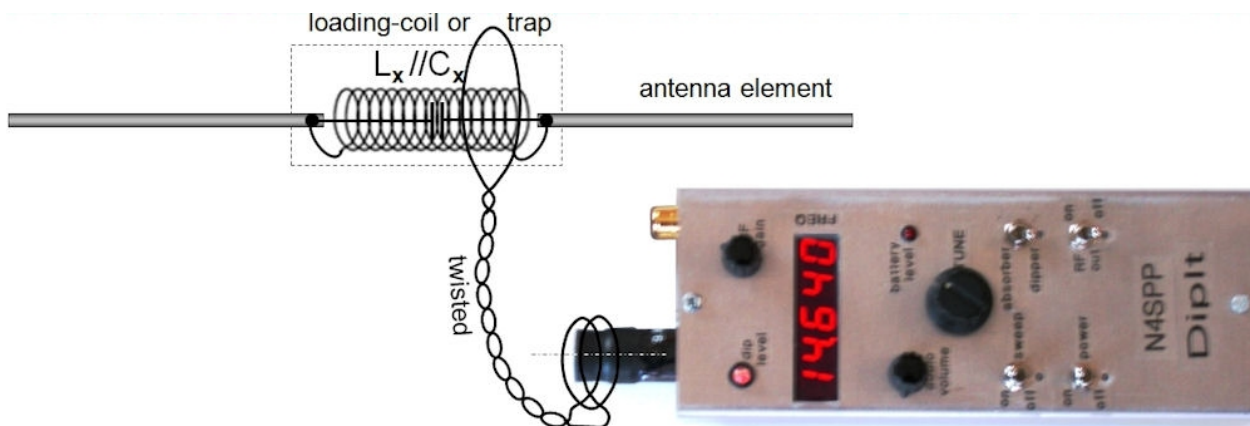
Я также использовал свой модный измеритель угла наклона с цифровым считыванием частоты (ссылка 3) для определения резонансных частот. Катушка возбуждения измерителя угла наклона была соосна моей испытательной катушке. Установка удочки из стекловолокна (мой диполь состоит из двух таких полюсов) в сердечник катушки не вызвала смещения резонансной частоты  $f_{res}$ . Хорошая вещь!



## Испытательная установка с моим измерителем угла наклона

Метод «сниффера / ковша» также может быть использован для измерения катушек *на месте* :





Обсуждаемые выше методы также могут быть использованы для характеристики неизвестных параллельных LC-цепей, таких как антенные «ловушечные» фильтры, которые используются во многих конструкциях антенн.

Если  $L_x$  и  $C_x$  - неизвестные параллельные элементы ловушки  $L / C$ ,  $C_p$  - это дополнительный известный параллельный конденсатор,  $f_{res1}$  - резонансная частота ловушки без  $C_p$ , а  $f_{res2}$  - резонансная частота "ловушка плюс  $C_p$ ", тогда:

$$f_{res1} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_x \cdot C_x}}$$

$$f_{res2} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_x \cdot (C_x + C_p)}}$$

После определения  $f_{res1}$  и  $f_{res2}$  одним из методов, описанных выше, мы можем решить для  $C_x$ :

$$C_x = \frac{C_p \cdot (f_{res1})^2}{(f_{res2})^2 - (f_{res1})^2}$$

Как только  $C_x$  найден, стандартная формула резонанса может использоваться для определения  $L_x$ .

### ОПРЕДЕЛЕНИЕ НЕИЗВЕСТНОЙ ЕМКОСТИ

Основываясь на двойственности индуктивного и емкостного реактивного сопротивления, в основном те же методы, описанные выше, могут также использоваться для определения неизвестной индуктивности. Сначала метод (грубого) импеданса. Импеданс (идеальной) катушки индуктивности равен:

$$|Z| = \frac{1}{\omega \cdot C} = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C}$$

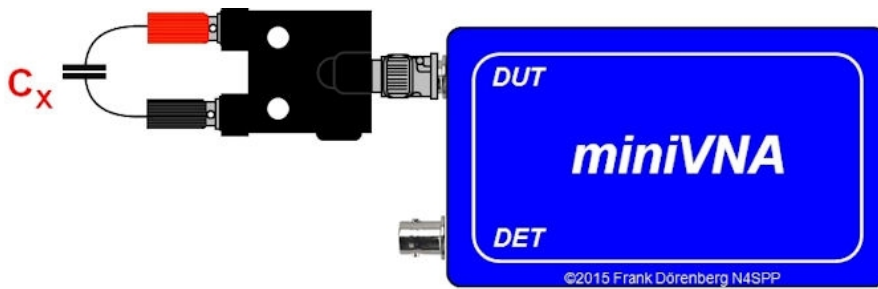
Это уравнение можно переписать как:

$$C = \frac{15900}{f \cdot |Z|}$$

где  $f$  в МГц и  $C$  в пФ. На частоте, где  $|Z| = 50$  Ом, это упрощается до:

$$C = \frac{3180}{f_{50\Omega}}$$

Следовательно, с простым  $|Z|$  измерения, мы можем определить неизвестное значение емкости. Как указано выше для определения индуктивности этим методом: это «оценка», а не «определение», поскольку ВАЦ, такие как miniVNA, имеют разумную точность только около 50 Ом (определенно не за пределами диапазона 20-200 Ом).



### Испытательная установка для измерения $C_x$ на основе импеданса

Затем резонансные методы. Опять же, исходя из уравнения ЖК-резонанса:

$$f_{res} = \frac{\omega_{res}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

Это уравнение можно переформулировать следующим образом:

$$C = \frac{1}{(2\pi \cdot f_{res})^2 \cdot L}$$

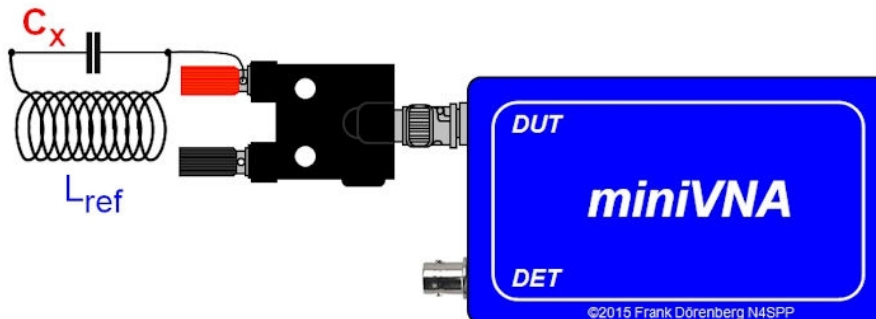
который можно переписать как:

$$C = \frac{25330}{f_{res}^2 \cdot L}$$

где  $L$  - в мкГн,  $C$  - в пФ, а  $f_{res}$  - в МГц. Таким образом, если мы используем известную индуктивность  $L$  и измерить резонансную частоту  $f_{res}$ , мы можем определить неизвестную емкость  $C$ .

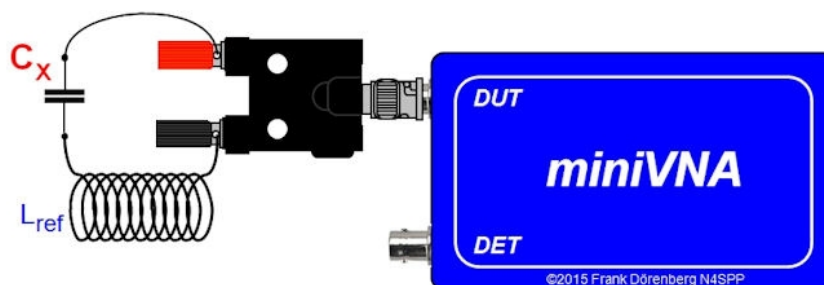
Для особого случая, когда  $L = 235$  мкГн (желаю вам удачи найти такую катушку в наличии, но вы можете ее изготовить ...), уравнение упрощается до:

$$C = \frac{100}{f_{res}^2}$$



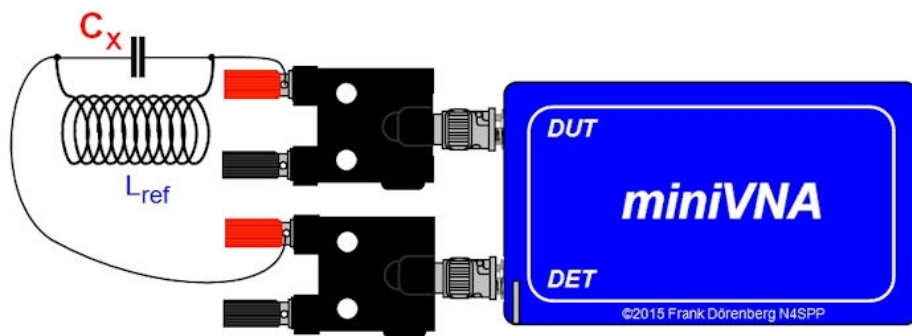
### Испытательная установка для измерения $C_x$ в параллельном резонансе

(ПО miniVNA в режиме «антенна», отображаются параметры «потери / дБ» и «фаза»)



### Альтернативная испытательная установка для измерения $C_x$ в параллельном резонансе

(ПО miniVNA в режиме "передача", отображаются параметры "потери / дБ" и "фаза")



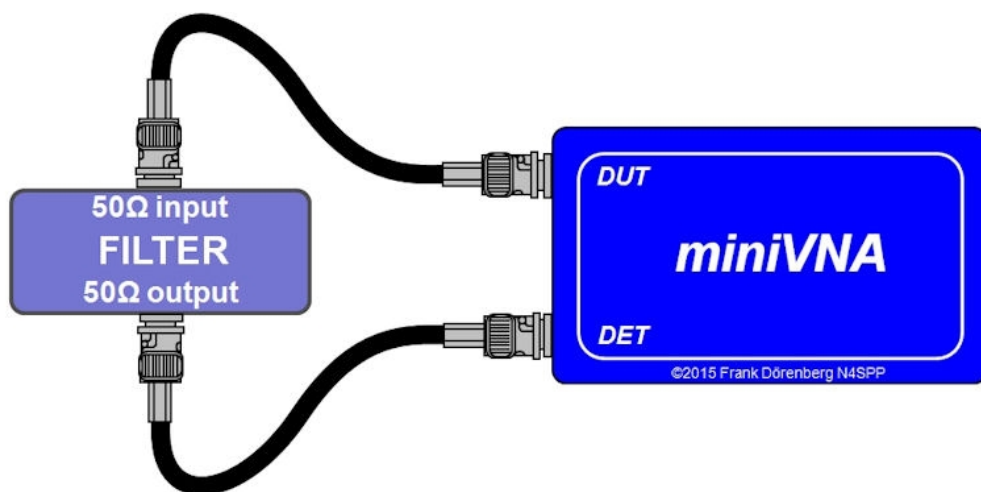
### Испытательная установка для измерения последовательного резонанса $C_x$

(ПО miniVNA в режиме "передача", отображаются параметры "потери / дБ" и "фаза")

Что касается измерения индуктивности, резонансная частота легко определяется на графике потери / фазы. Кроме того, для определения резонансной частоты можно использовать метод «сниффера / ловушки» или измеритель угла наклона.

### ФИЛЬТРЫ

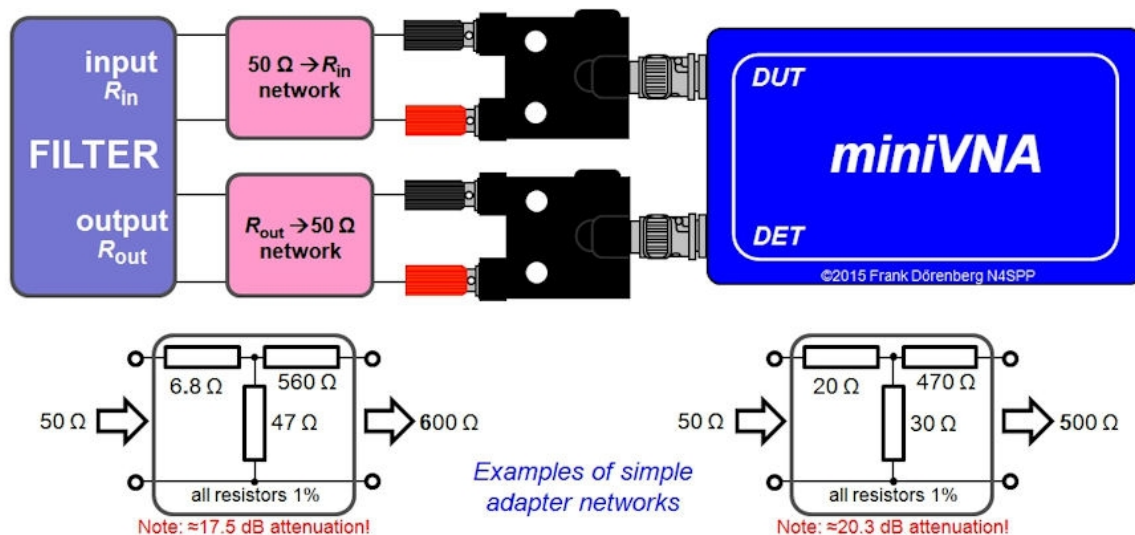
MiniVNA можно использовать для определения характеристик пассивных фильтров (LC-цепей и кварцевых фильтров). Типичными параметрами являются угловые частоты и крутизна юбки нижних, верхних, полосовых и полосовых фильтров. Другие параметры - вносимые потери и пульсации. Это очень просто для фильтров с входом и выходом 50 Ом:



### Испытательная установка для измерения $C_x$ на основе импеданса

(ПО miniVNA в режиме "передача", отображаются параметры "потери / дБ" и "фаза")

Для фильтров с импедансом порта ввода / вывода, отличным от 50 Ом, следует использовать (пассивные) адаптерные сети. Они могут быть трансформаторными (вам понадобятся трансформаторы Un-Un) или простой резисторной сетью:

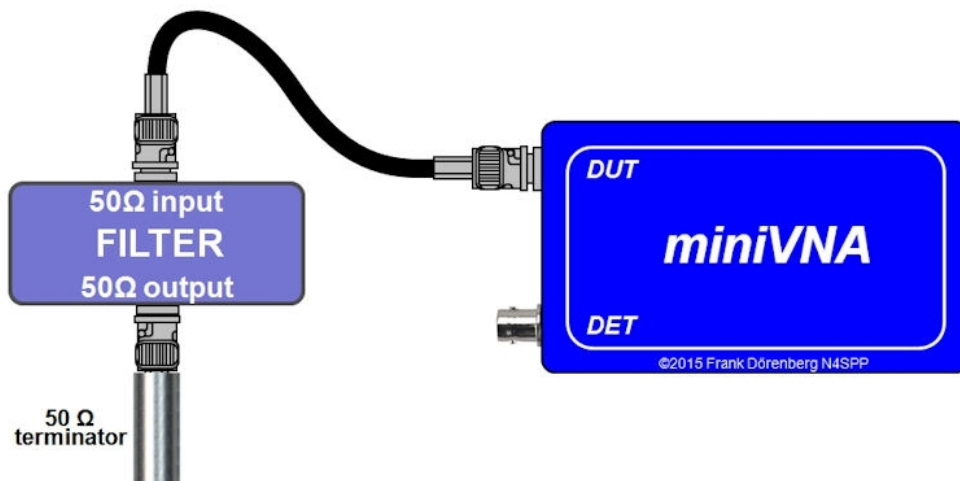


### Испытательная установка для измерений фильтров с резисторными адаптерами.

В резисторных цепях «смещение потерь» в графическом интерфейсе анализатора должно быть установлено в 2 раза больше, чем затухание резисторной цепи. См. Примеры выше. Следует использовать резисторы с малой индуктивностью, например «металлическую пленку». Для адаптеров 10: 1 можно использовать пробники осциллографа (их размер от 500 до 50). При использовании адаптеров трансформатора, miniVNA необходимо калибровать с входным и выходным адаптером, подключенным спина к спине (т. Е. Без фильтра). .

Для узкокристаллических фильтров скорость выборки (= количество выборок в секунду) разверток анализатора, возможно, придется уменьшить. Также: некоторые кварцевые фильтры требуют установки небольшого конденсатора (например, 10 или 20 пФ) на входе и выходе. Проверьте технический паспорт!

Согласование с сопротивлением 50 Ом можно измерить с помощью следующей настройки:



### Испытательная установка для измерения $S_{xx}$ на основе импеданса

(ПО miniVNA в режиме «антенна», отображаются параметры «потери / дБ» и «фаза»)

#### Из феррита и железо-порошковых сердечников

MiniVNA также может использоваться для определения значения  $A_L$  неизвестного ферритового или железопорошкового сердечника. Это значение выражает, сколько витков провода необходимо намотать на сердечник, чтобы получить определенную индуктивность. Таким образом, если мы знаем, число оборотов, и измерить полученную индуктивность, мы можем определить  $A_L$  значение.

А по значению  $A_L$  мы можем определить тип ядра (если известен производитель ядра). Вот некоторые значения  $A_L$  для часто используемых сердечников из феррита и железного порошка (обратите внимание на большие допуски!):

Ferrite core	$A_L$ * **	Iron powder core	$A_L$ ***
FT-240-31	3180	T-50-1	10
FT-140-43	885	T-130-1	20
FT-240-43	1075	T-50-2	49
BN-43-7051	1000	T-130-2	110
FT-140-61	140	T-200-2	120
FT-240-61	170	T-50-6	40
FT-140-77	2445	T-130-6	96
FT-240-77	3155	T-200-6	104

©2014 Frank Dörenberg N4SPP

\*  $A_L$  for ferrite and iron-powder core are defined differently

\*\*  $\pm 20-25\%$

\*\*\*  $\pm 10\%$

### Значения $A_L$ некоторых распространенных тороидальных сердечников (колец) из феррита и железного порошка

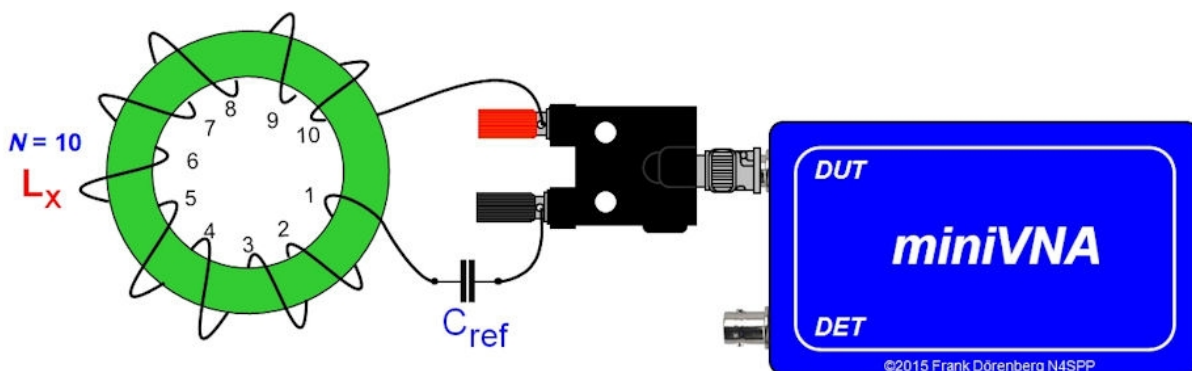
По какой-то причине  $A_L$  определяется по-разному для ферритовых сердечников и сердечников из железного порошка. Разница составляет 10 раз. Для ферритовых сердечников:

$$A_L = \frac{1000 \cdot L}{N^2}$$

Для железопорошковых сердечников:

$$A_L = \frac{10000 \cdot L}{N^2}$$

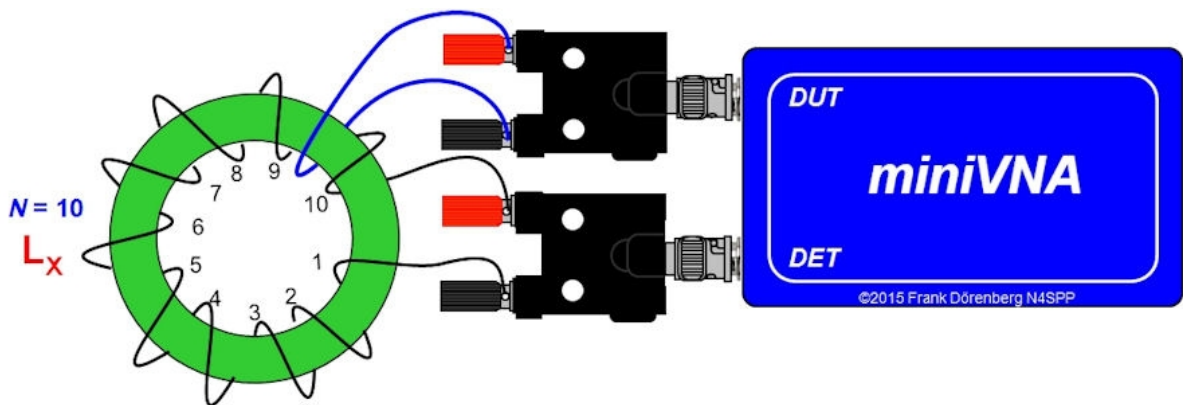
Как указано выше, все, что нам нужно сделать, это намотать пару витков на сердечник и измерить результирующую индуктивность одним из описанных выше методов для неизвестных индуктивностей. Затем примените соответствующую формулу  $A_L$ .





Испытательная установка для последовательного резонансного измерения L

(ПО miniVNA в режиме "передача", отображаются параметры "потери / дБ" и "фаза")

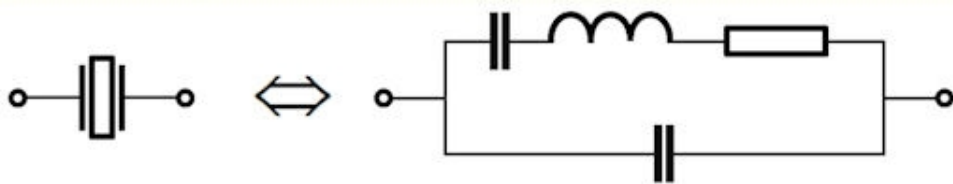


Альтернативная испытательная установка для измерения L на основе резонанса

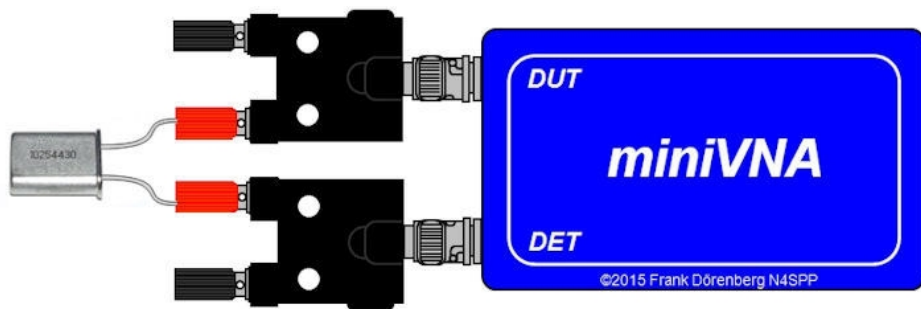
(ПО miniVNA в режиме "передача", отображаются параметры "потери / дБ" и фазы)

#### КРИСТАЛЛЫ

Механически колеблющийся кристалл кварца может быть представлен эквивалентной электрической схемой (см. 4С):



Следовательно, измерить резонансные характеристики кристалла просто:



Испытательная установка для измерения C x на основе импеданса

(ПО miniVNA в режиме "передача", отображается параметр "потери / дБ")

На графике ниже показана типичная резонансная кривая кристалла. Обратите внимание, что существует несколько резонансов! Самая низкая резонансная частота всегда является последовательным резонансом. У него самое низкое демпфирование. Следующая более высокая резонансная частота с более высоким демпфированием - это параллельный резонанс.

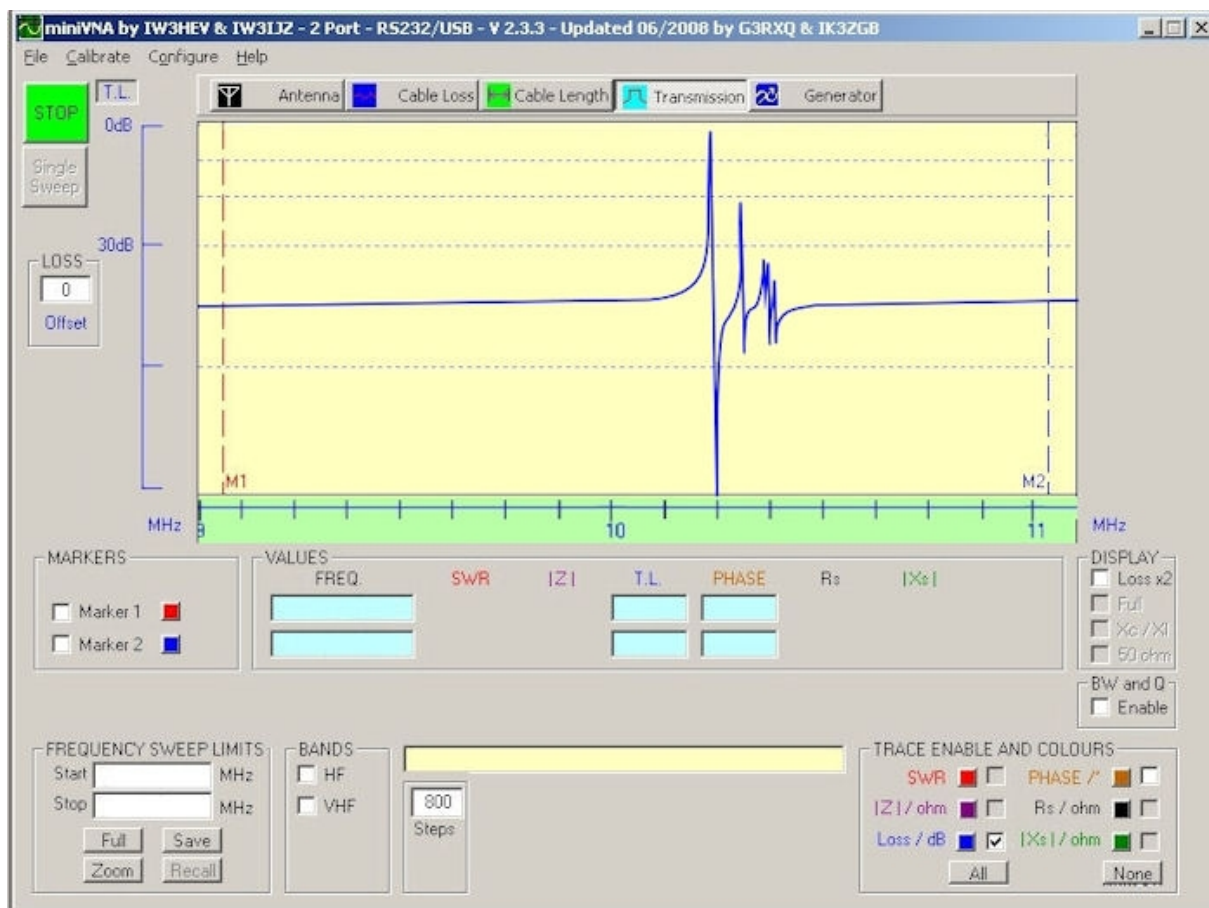


График "Потери / дБ" кристалла 10,250 МГц

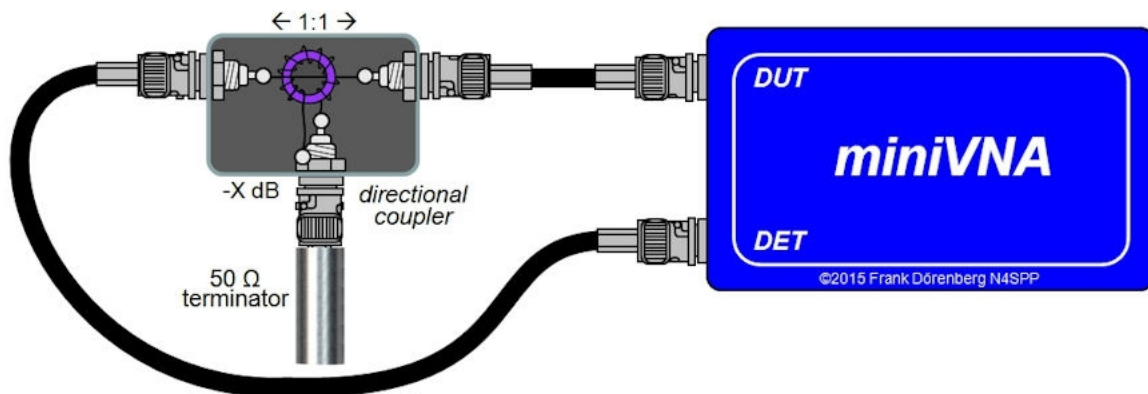
#### (miniVNA в режиме «трансмиссия»)

«Q» кристалла может быть определено путем увеличения диапазона частотной развертки на самой низкой частоте и определения полосы пропускания -3 дБ. «Q» - это резонансная частота, деленная на эту полосу пропускания. Типичные значения добротности кристалла находятся в диапазоне от  $10^4$  до  $10^6$ . Это на порядки больше, чем у типичных LC-осцилляторов.

#### НАПРАВЛЯЮЩИЕ МУФТЫ И РАЗДЕЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ - ВСТАВКА И НАПРАВЛЕННОЕ ЗАТУХАНИЕ

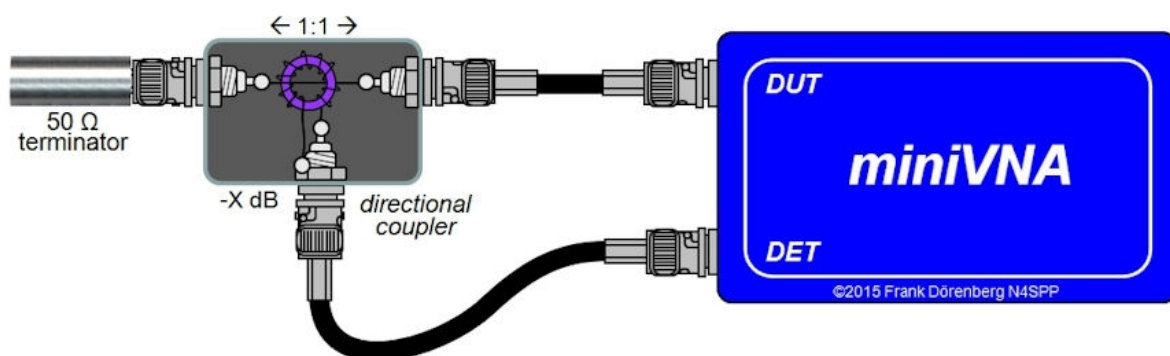
Направленный ответвитель - это устройство с 3 или 4 портами. Он имеет входной и выходной порт, а также один или два связанных порта. Вносимые потери между входным и выходным портами - это «сквозные» потери между этими портами, плюс «потери связи» из-за нагрузки, которая преобразуется из связанных портов в сквозной путь между входными и выходными портами. Последняя величина зависит от коэффициента связи: отношения между мощностью, подаваемой на входной порт, и результирующей мощностью, которая появляется на подключенном порте. Все порты должны быть правильно терминированы! MiniVNA можно использовать для измерения сцепления (демпфирования / изоляции) между любыми двумя портами.

Ниже показан простой делитель мощности. Связанный порт соединен трансформатором со сквозным трактом 1: 1 между портом ввода и вывода. Мой делитель -30 дБ описан на [этой странице](#).



Испытательная установка для измерения вносимых потерь в сквозном тракте 1: 1

(ПО miniVNA в режиме "передача", отображается параметр "потери / дБ")



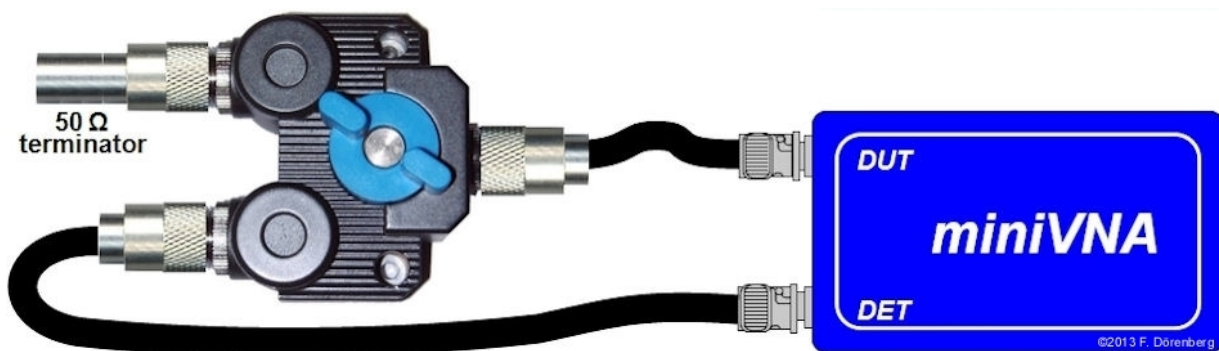
Испытательная установка для коэффициента связи между сквозным трактом 1: 1 и связанным портом

(ПО miniVNA в режиме "передача", отображается параметр "потери / дБ")

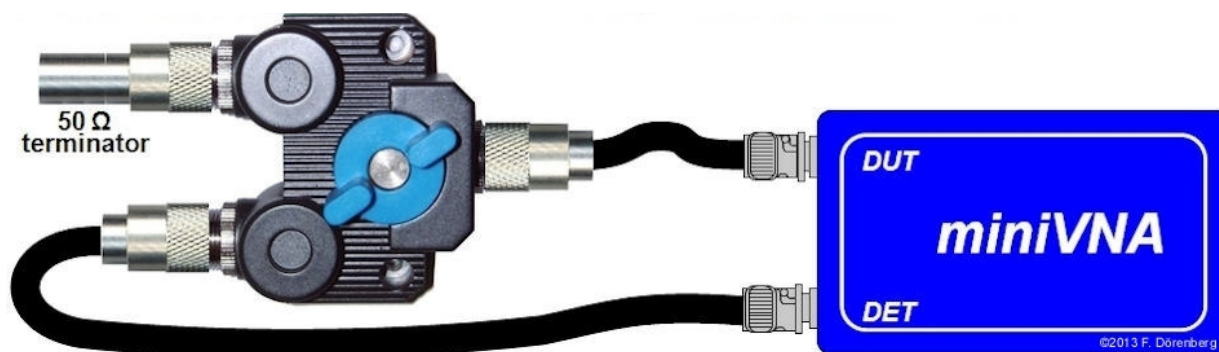
## КОАКСИАЛЬНЫЙ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЬ - ВСТАВКА И ОТКЛЮЧЕНИЕ

Я хотел разделить свою антенну между двумя твердотельными трансиверами, поэтому мне понадобился коаксиальный переключатель. Один трансивер имеет выходную мощность 5 Вт, другой - 100 Вт. Ясно, что я не хочу взорвать вход приемника приемопередатчика QRP, когда коаксиальный переключатель подключает антенну к установке на 100 Вт. Для ВЧ-диапазонов хороший коаксиальный коммутатор имеет демпфирование (изоляцию) перекрестных помех не менее 60-70 дБ и вносимые потери менее 0,1 дБ.

Мы можем измерить это с помощью антенного / сетевого анализатора, такого как miniVNA, который у меня есть. Обратите внимание, что для измерения вносимых потерь мы должны учитывать потери, вызванные разъемами между коммутатором и miniVNA. Обратите внимание, что коаксиальные разъемы действительно зависят от качества производства (= цены). Это особенно важно на УКВ и выше. Разъемы N-типа обычно имеют незначительные вносимые потери, в то время как дешевые «восточные» разъемы PL-259 / SO-239 могут иметь вносимые потери 0,2 дБ и частотно-зависимый переход импеданса.



Измерение перекрестных помех (изоляции)



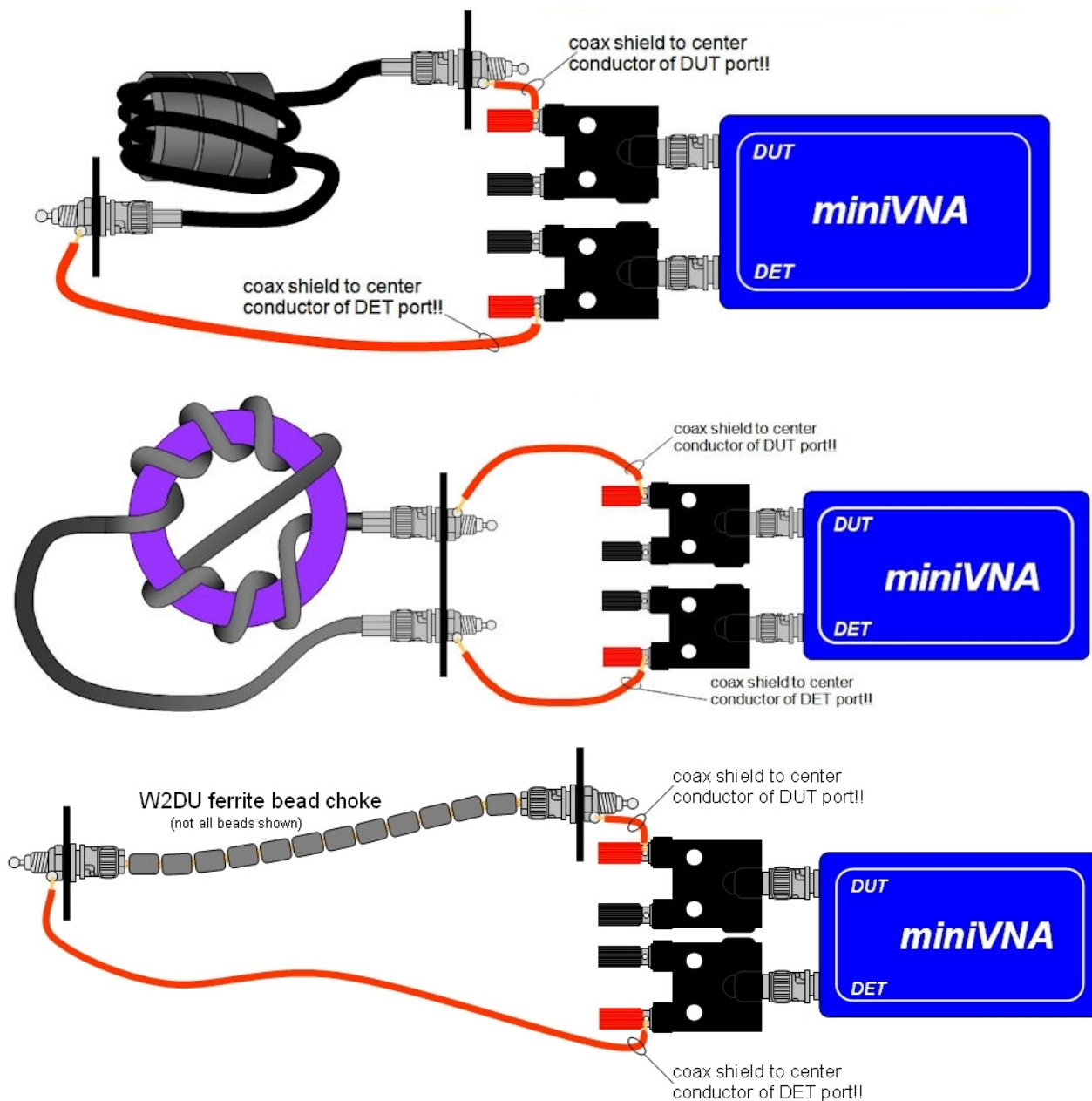
Измерение вносимых потерь

<b>Insertion Loss</b> Dc~500MHz 500MHz~1GHz 1GHz~2GHz 2GHz~3GHz	$\geq 0.05\text{dB}$ $\geq 0.10\text{dB}$	$\geq 0.05\text{dB}$ $\geq 0.1\text{dB}$ $\geq 0.15\text{dB}$ $\geq 0.2\text{dB}$
<b>Output Port 1 / 2 Isolation</b> Dc~500MHz 500MHz~1GHz 1GHz~2GHz 2GHz~3GHz	$\leq 70.0\text{dB}$ $\leq 60.0\text{dB}$	$\leq 70.0\text{dB}$ $\leq 60.0\text{dB}$ $\leq 55.0\text{dB}$ $\leq 50.0\text{dB}$
<b>VSWR</b> Dc~500MHz 500MHz~1GHz 1GHz~2GHz 2GHz~3GHz	$\geq 1.15$ $\geq 1.25$	$\geq 1.10$ $\geq 1.15$ $\geq 1.25$ $\geq 1.30$

## Спецификация указанного выше коаксиального коммутатора (Jetstream JTSC-2M)

### ОБЫЧНЫЕ РЕЖИМЫ

Синфазное затухание «дросселей» 1: 1 определяется путем измерения потерь (затухания) на коаксиальном экране (оплетке) между двумя сторонами «дресселя». На ВЧ демпфирование синфазного сигнала 25-30 дБ является "хорошим". Схема испытаний некоторых стандартных синфазных дросселей показана ниже.







**Синфазное затухание дросселя типа W2DU с 24 шариками из ферритового материала # 77**  
**(затухание составляет около 20-22 дБ выше 7 МГц)**

## АНТЕННЫЕ СИСТЕМЫ

Измерение антенн (т. Е. В точке питания) и антенных систем (антенна + фидер (и) + балун (и) + дроссель (и) + антенный тюнер) очень просто. Однако довольно часто интерпретации данных нет! Я не буду здесь вдаваться в подробности, но исх. 4J может предоставить несколько практических примеров.

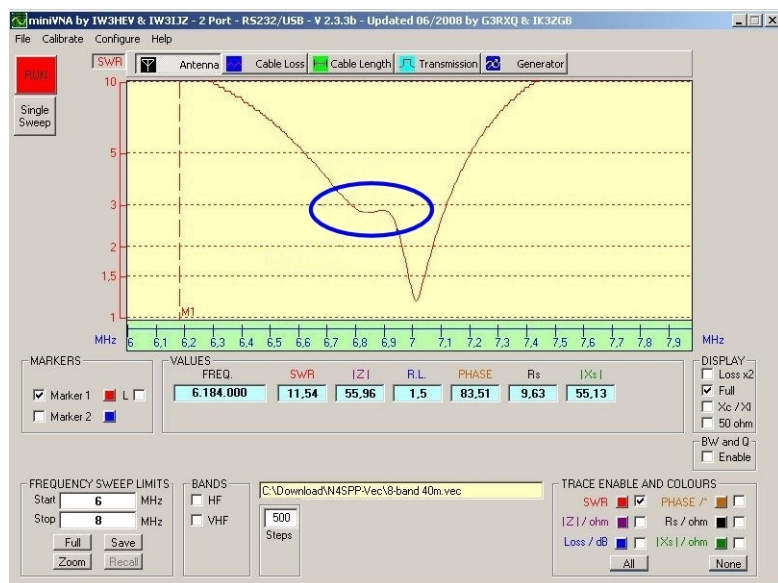
**Примечание** : резонансные частоты антенны и минимум КСВ почти никогда в точности не совпадают! По определению, при резонансе импеданс является чисто резистивным: реактивное сопротивление равно нулю. Минимум КСВ возникает там, где полное сопротивление близко к 50 Ом. Большинство антенн не имеют импеданса 50 Ом при резонансе!

**Примечание** : нет необходимости использовать антенну на резонансной частоте. Это только упрощает сопоставление с фидером.

**Примечание** : очевидно, что вы можете измерить антенную систему , подключив ВАЦ на конце фидерной линии. Однако, если длина фидерной линии составляет ровно половину длины волны (с учетом фактора скорости), так что она воспроизводит комплексный импеданс на противоположном конце, это мало что скажет вам о том, какой импеданс ( $R_s$  и  $X_s$ ) находится на антенна. Это также означает, что антенный ответвитель («тюнер»), который может соответствовать импедансу точки питания антенны, может быть не в состоянии сделать это в конце линии питания (и наоборот).

Первый график показывает красивый провал КСВ при резонансе или около него чуть выше 7 МГц. На чуть более низкой частоте, около 6,8 МГц, наблюдается небольшой провал. Откуда это взялось? В

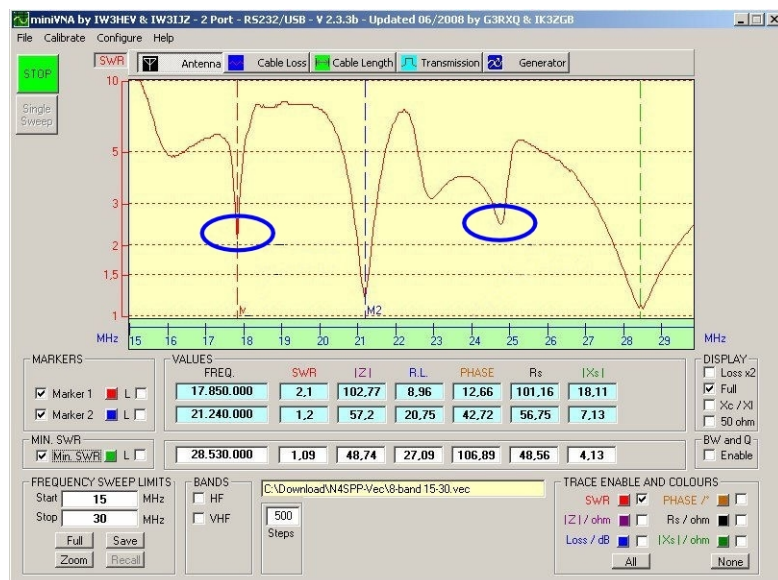
этом конкретном случае антенна имеет радиальный диаметр, который слишком длинный по отношению к резонансной частоте антенны. Иногда такие провалы возникают из-за соприкосновения с объектами вблизи антенны.



Падение КСВ антенны на / около резонансной частоты - вторичное падение ниже нее

(источник: личное общение с Гердом Кёттером (DO1MGK, SK))

Следующий график показывает КСВ-развертку многодиапазонной антенны. Два провала (около 8 и 25 МГц) можно было бы углубить, добавив радиалы соответствующей длины.



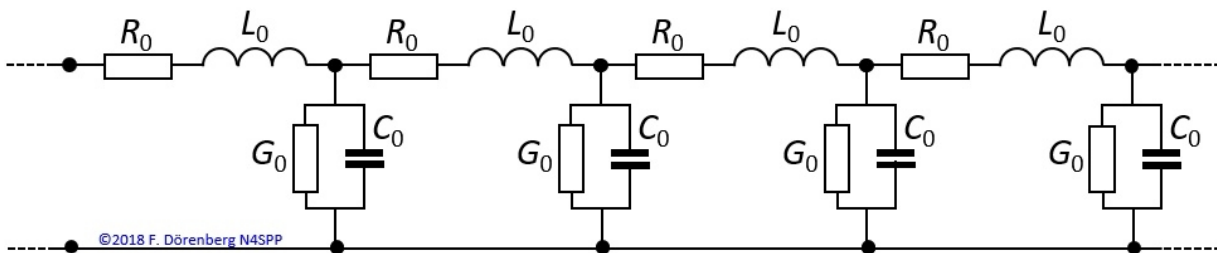
## КСВ

Несколько слов о КСВ ....

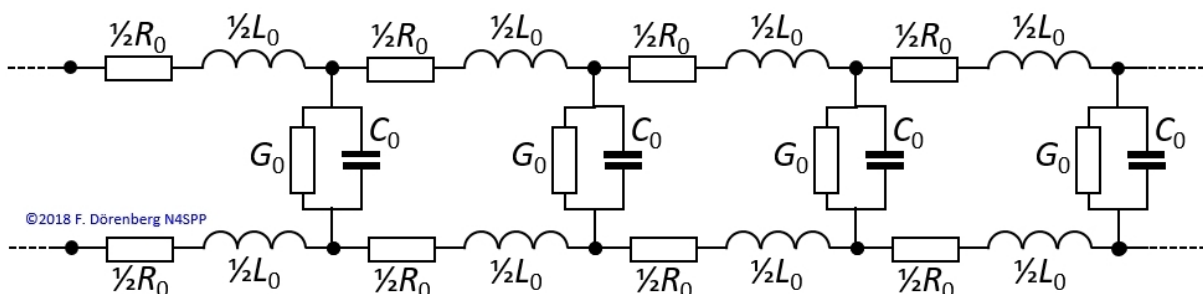
Антенны подключаются к передатчику через линию передачи RF. Обычно это коаксиальный кабель, лестничная линия с «открытым проводом», оконная линия или двухжильный кабель. Такие линии передачи можно смоделировать как серию бесконечно малых участков из четырех компонентов:

- последовательная индуктивность на единицу длины, обозначенная  $L_0$ .

- сопротивление потерь на единицу длины,  $R_0$ , последовательно с индуктивностью  $L_0$ .
- параллельная емкость на единицу длины, обозначаемая  $C_0$ .
- проводимость утечки на единицу длины  $G_0$  параллельно емкости  $C_0$ . Это величина, обратная сопротивлению потерь в диэлектрике между двумя проводниками линии передачи.



**Несимметричная линия передачи (коаксиальный кабель) - моделируется как бесконечный ряд распределенных компонентов**



**Сбалансированная линия передачи (двухпроводная, оконная линия, лестничная линия) - моделируется как бесконечный ряд распределенных компонентов**

Линия передачи имеет так называемое *характеристическое сопротивление*, обозначаемое  $Z_0$ .

Если проводимость утечки  $G$  достаточно мала и сопротивление потерь  $R$  также достаточно мало, то  $Z_0$  связано только с соотношением двух параметров, которые распределены вдоль линии передачи:  $L_0$  и  $C_0$ :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R_0 + j \cdot 2\pi f \cdot L_0}{G_0 + j \cdot 2\pi f \cdot C_0}} \approx \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}$$

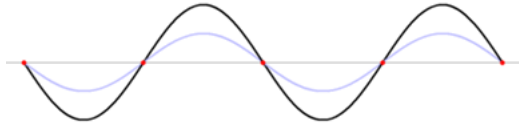
Обратите внимание, что это не зависит от частоты и длины линии передачи!

Коаксиальный кабель обычно имеет такие размеры и конструкцию, что  $Z_0$  составляет 50 Ом (или 75 Ом для коаксиального кабеля телевизора и спутникового ресивера). Для двухжильного кабеля и оконной линии стандартное  $Z_0$  составляет 300 или 450 Ом.  $Z_0$  релейной линии также зависит от расстояния проволоки, диаметр проволоки, проволоки и изолирующего материала. Такая линия часто рассчитана на 450, 600 Ом или более.

Что произойдет, если передатчик подает сигнал на входной конец линии передачи, но линия передачи не заканчивается с полным сопротивлением нагрузки  $Z_L$ , равным характеристическому сопротивлению  $Z_0$  линии? То есть  $Z_L \neq Z_0$ . Это несоответствие импеданса вызывает *разрыв* импеданса на выходном конце линии передачи. Часть (или даже весь) входной сигнал («волна») **отражается** на этой неоднородности - точно так же, как зеркало. Прямая «волна» (также называемая

«падающей волной») и отраженная волна распространяются в противоположных направлениях. Они объединяются в интерференционный узор.

Для простоты и иллюстративных целей предположим, что входной сигнал представляет собой постоянную синусоиду. Прямая и отраженная волны имеют одинаковую частоту (длину волны). Полученный узор в таком случае называется **стоячей волной**. В отличие от прямой и отраженной волн стоячая волна не движется по линии передачи: она неподвижна (= **стоит на месте**).



**Пример: стоячая волна, образованная 100% отражением постоянного синусоидального сигнала.**

(синий = прямая бегущая волна, красный = отраженная бегущая волна, черный = результирующая стоячая волна)

Длина волны стоячей волны такая же, как у прямой волны и у отраженной волны. Следовательно, амплитудный рисунок стоячей волны повторяется на каждой длине волны. Как объясняется ниже, на самом деле нас интересует только *абсолютная* амплитуда стоячей волны. Его узор повторяется через каждую *половину* длины волны.

Анимация выше предназначена для 100% отражения прямой волны. В этом случае (и только в этом случае) отраженная волна имеет точно такую же амплитуду, что и прямая волна. Прямая и отраженная волны сочетаются конструктивным и деструктивным образом (= суперпозиция). В результате амплитуда стоячей волны вдвое больше, чем у прямой волны, а абсолютный минимум амплитуды этой стоячей волны равен нулю:

$$\begin{aligned} |V_{\max}|_{100\%} &= |V_{\text{forward}}| + |V_{\text{reflected}}| = |V_{\text{forward}}| + |V_{\text{forward}}| = 2 \cdot |V_{\text{forward}}| \\ |V_{\min}|_{100\%} &= |V_{\text{forward}}| - |V_{\text{reflected}}| = |V_{\text{forward}}| - |V_{\text{forward}}| = 0 \end{aligned}$$

Очевидно, что отражение не может быть больше 100% при пассивной нагрузке. Если он *меньше* 100%, то отраженная волна имеет амплитуду *меньше* амплитуды прямой волны. Результирующая стоячая волна теперь имеет максимальную амплитуду напряжения  $|V_{\max}|$  что менее чем вдвое превышает амплитуду прямой волны. Точно так же эта стоячая волна имеет минимальную амплитуду напряжения  $|V_{\min}|$  которая не равна нулю, но никогда не превышает амплитуду прямой волны. Противоположный крайний случай - отражение 0%. В этом случае стоячей волны нет, а прямая силовая волна полностью передается на нагрузку. Это то, что мы хотим!

Если нагрузкой является антенна, то передаваемая мощность частично рассеивается (сопротивление потерь в антенне и на землю / окружающую среду) и частично излучается. Излучаемая мощность часто моделируется как рассеиваемая в фиктивной «радиационной стойкости».

Коэффициент **стоячей волны** ( **КСВ** ) - это отношение этих максимальных и минимальных амплитуд напряжения стоячей волны. Точнее, это КСВ *напряжения* ( **VSWR** , часто произносится как «vizwar»). Точно так же существует картина стоячей волны прямого и отраженного *токов* . Это *текущий* КСВ или **ISWR** . Он имеет то же значение, что и КСВН:

$$SWR = VSWR = \frac{|V_{\max}|}{|V_{\min}|} = ISWR = \frac{|I_{\max}|}{|I_{\min}|}$$

КСВ всегда находится в диапазоне  $[1, \infty]$ , потому что  $|V_{\min}|$  не может превышать  $|V_{\max}|$  и не может быть меньше нуля (поскольку это абсолютное значение).

Имейте в виду, что правда  $|V_{\max}|$  и  $|V_{\min}|$  присутствуют только физически, если длина линии передачи составляет не менее половины длины волны. Строка, которая короче этой, будет иметь только локальный минимум и / или максимум. Этот локальный минимум может быть не таким маленьким, как глобальный минимум достаточно длинной линии передачи. Аналогично, локальный максимум может быть не таким большим, как глобальный максимум достаточно длинной линии. Но, исходя из определения КСВ, это не влияет на КСВ.

Для комплексной нагрузки полное сопротивление  $Z_{\text{нагрузка}} = R_{\text{нагрузка}} + j \cdot X_{\text{нагрузка}}$ , приведенное выше уравнение может быть расширено как:

$$SWR = \frac{\sqrt{(R_{\text{load}} + Z_0)^2 + X_{\text{load}}^2} + \sqrt{(R_{\text{load}} - Z_0)^2 + X_{\text{load}}^2}}{\sqrt{(R_{\text{load}} + Z_0)^2 + X_{\text{load}}^2} - \sqrt{(R_{\text{load}} - Z_0)^2 + X_{\text{load}}^2}}$$

Читатель может убедиться, что для чисто резистивной нагрузки, равной характеристическому сопротивлению питающей линии. Т.е. при  $Z_{\text{load}} = R_{\text{load}} = Z_0$  получаем КСВ = 1.

Мы видели, что КСВ связан с «отражением» на стороне нагрузки линии передачи. Фактически, это напрямую связано с **коэффициентом отражения**, обычно обозначаемым  $\Gamma$  (заглавная буква гамма).

$$\Gamma = \frac{Z_{\text{load}} - Z_0}{Z_{\text{load}} + Z_0}$$

В общем, нагрузка  $Z$  - это комплексный импеданс, поэтому параметр  $\Gamma$  - это комплексное число, имеющее величину  $|\Gamma|$  который часто обозначают  $\rho$  (rho), и фазовый угол.  $|\Gamma|$  всегда находится в диапазоне  $[0, +1]$ .

При прямой волны с амплитудой  $V$  вперед отражается на нагрузки конце линии передачи, то отраженная волна имеет амплитуду  $V_{\text{отражение}} = \Gamma \cdot V_{\text{вперед}}$ . В общем случае  $\Gamma$  - комплексное число. Если линия передачи оканчивается с  $Z_{\text{нагрузки}} = Z_0$ , тогда нет несоответствия импеданса и нет отражения, следовательно,  $\Gamma = 0$ . Завершение с коротким замыканием (т. Е.  $Z_{\text{load}} = 0$ ) приводит к  $\Gamma = -1$ . То есть 100% отражение с противоположной полярностью. Завершение с разомкнутой цепью ( $Z_{\text{load}} = \infty$ ) приводит к  $\Gamma = +1$ . То есть 100% отражение с той же полярностью.

Обратите внимание, что источник сопротивления  $Z_{\text{источника}}$  не появляется в приведенном выше уравнении КСВ. Однако, если выходной импеданс передатчика не равен  $Z_0$ , то на входной стороне линии передачи имеется рассогласование импеданса. Этот разрыв также вызывает отражения со своим собственным значением коэффициента отражения  $\Gamma_{\text{input}}$ . Точно так же отражения могут быть вызваны локальной деформацией линии передачи (например, резким перегибом коаксиального кабеля, изменением расстояния между проводами лестничной линии и т. Д.). Обратите внимание, что передатчики с выходом «50 Ом» обычно НЕ имеют выходного сопротивления 50 Ом!

Связь между ( $V$ ) SWR и  $\Gamma$  следующая:



$$\begin{aligned}
 VSWR &= \frac{|V_{\max}|}{|V_{\min}|} = \frac{|V_{\text{forward}}| + |V_{\text{reflected}}|}{|V_{\text{forward}}| - |V_{\text{reflected}}|} = \frac{|V_{\text{forward}}| + |\Gamma \cdot V_{\text{forward}}|}{|V_{\text{forward}}| - |\Gamma \cdot V_{\text{forward}}|} = \\
 &= \frac{|V_{\text{forward}}| + |\Gamma| \cdot |V_{\text{forward}}|}{|V_{\text{forward}}| - |\Gamma| \cdot |V_{\text{forward}}|} = \frac{|V_{\text{forward}}|}{|V_{\text{forward}}|} \cdot \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} = \\
 &= \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}
 \end{aligned}$$

Наоборот:

$$\begin{aligned}
 VSWR \cdot (1 - |\Gamma|) &= 1 + |\Gamma| \Leftrightarrow VSWR - VSWR \cdot |\Gamma| = 1 + |\Gamma| \Leftrightarrow \\
 &\Leftrightarrow VSWR - 1 = |\Gamma| + |\Gamma| \cdot VSWR = |\Gamma| \cdot (1 + VSWR) \Leftrightarrow \\
 &\Leftrightarrow |\Gamma| = \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1}
 \end{aligned}$$

Другими словами:

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \Leftrightarrow |\Gamma| = \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1}$$

Поскольку  $\Gamma$  - это отношение напряжений, это также квадратный корень из отношения мощностей:

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} = \frac{1 + \sqrt{\frac{P_{\text{reflected}}}{P_{\text{forward}}}}}{1 - \sqrt{\frac{P_{\text{reflected}}}{P_{\text{forward}}}}}$$

Таким образом, (V) КСВ можно определить путем измерения отношения отраженной мощности к прямой мощности. Для этого требуется измерительный прибор, который может различать эти два направленных потока мощности и измерять их одновременно.

Другой часто используемый параметр - это **возвратные потери** (  $RL$  ), которые выражаются в дБ:

$$RL = 10 \cdot \log\left(\frac{P_{forward}}{P_{reflected}}\right) = 20 \cdot \log\left(\sqrt{\frac{P_{forward}}{P_{reflected}}}\right) = 20 \cdot \log\left(\frac{1}{|\Gamma|}\right) = -20 \cdot \log(|\Gamma|)$$

Обратите внимание на то, что чем лучше согласование импеданса на стороне нагрузки линии передачи, тем меньше отражение и  $|\Gamma|$ , поэтому тем выше  $RL$  ! Да, это довольно нелогично. Но имейте в виду:  $RL$  представляет собой уменьшение (= потерю) отражения, а не потерю (прямой волны), вызванную отражением!  $RL$  всегда находится в диапазоне  $[0, +\infty]$ , исходя из определения и  $|\Gamma|$  всегда находится в диапазоне  $[0, +1]$ .

Если изменить знак  $RL$ , мы получим так называемый **параметр рассеяния**  $S_{11}$  :

$$S_{11} = -RL = +20 \cdot \log(|\Gamma|)$$

$S_{11}$  - это один из четырех S-параметров ( $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{22}$ ), которые используются в сетевом анализе для характеристики двухпортовых сетей, таких как линии передачи. Ref. 5С, 5Д.

Для линии передачи с характеристическим сопротивлением  $Z_0$  КСВ относительно  $Z_0$  определяется только двумя параметрами: этим  $Z_0$  и импедансом нагрузки  $Z_L$  :

$$SWR(Z_0) = \frac{Z_0}{Z_{load}} \quad \forall Z_{load} \leq Z_0$$

$$SWR(Z_0) = \frac{Z_{load}}{Z_0} \quad \forall Z_{load} \geq Z_0$$

При необходимости соотношение инвертируется, так что КСВ никогда не бывает меньше 1, что соответствует идеальному согласованию.

Итак, вопреки распространенному мнению: **для данной комбинации характеристического импеданса линии передачи и импеданса нагрузки КСВ ( $Z_0$ ) является постоянной величиной. Он не может быть изменен путем изменения длины фидера!**

Итак, почему *измеренный* КСВ может измениться при изменении длины фидерной линии? КСВ-метр измеряет что-то только в том месте, где оно вставлено в линию передачи. Таким образом, очевидно, что он не может измерять напряжения или токи по всей линии передачи. Есть два основных типа КСВ-метров:

- мостовая схема с полным сопротивлением, которая сбалансирована только в том случае, если измеренное сопротивление совпадает с эталонным сопротивлением моста.
- трансформаторы тока.
- направленные ответвители.

Для этого есть несколько возможных причин, например:

- Инструмент КСВ неправильно считывает из-за радиопомех.
- Потери в линии подачи
- Измеритель КСВ - это мост импеданса, поэтому он может измерять только отношение *местного* импеданса и  $Z_0$ .
- Измеритель КСВ измеряет прямой и отраженный ток с помощью *направленного ответвителя*, но селективность направленности ответвителя не идеальна. Направленность обычно должна быть не менее 15 дБ, чтобы уменьшить ошибку измерения мощности до менее 1 дБ.
- Прибор не измеряет, по крайней мере, фактическое  $Z_0$  линии передачи.
- Фактическое значение  $Z_0$  линии передачи - это не совсем то значение  $Z_0$ , на которое рассчитан КСВ-метр (и его следует откалибровать).
- Обратите внимание, что, например, коаксиальный кабель «50 Ом» не равен «50,0 + j · 0», а часто составляет около 52 Ом с некоторым ненулевым реактивным сопротивлением.
- Обратите внимание, что выход «50 Ом» твердотельного передатчика или трансивера редко составляет 50 Ом. Это может объяснить некоторые расхождения между показаниями КСВ внутреннего КСВ-измерителя передатчиков / трансиверов и внешних измерителей.

Зависит от того, заинтересованы ли мы только в том, чтобы **передатчик оставался «довольным»**, загружая его выход с надлежащим импедансом (например, 50 Ом), независимо от КСВ линии передачи, или **мы также хотим согласовать антенну с линией передачи**, чтобы минимизировать потери в ЛЭП.

Единственная точка на ЛЭП, где есть обычные КСВ.

КСВ является самым высоким рядом с нагрузкой и только «улучшается» по мере увеличения расстояния от нагрузки, создавая ложное впечатление согласованной системы.

Примечание: очень **важно** всегда четко указывать, о каком КСВ идет речь: КСВ ( $Z_0$ ) или «измеренный КСВ», который также называется «истинный КСВ», и КСВ (Истинный).

Обычные КСВ-измерители измеряют отношение местного импеданса (на антенном / выходном разъеме измерителя) и эталонного импеданса, на который рассчитан измеритель (и, надеюсь, калиброванный), тип. 50 Ом. Очевидно, он не может выполнять дистанционное измерение нагрузки  $Z$  нагрузки. Точно так же он не может измерять максимальное и минимальное напряжение (или ток) вдоль линии передачи. Таким образом, такой инструмент может измерять только отношение  $Z$  нагрузка /  $Z_0$ , если он находится в точке питания антенны! Обратите внимание, что ВАЦ не измеряет местный импеданс: он измеряет коэффициент отражения. Величина этого коэффициента напрямую связана с КСВ.

Примечание: поскольку (по определению) КСВ является константой, которая не зависит от длины линии передачи, полное сопротивление вдоль этой линии не является постоянным, если только полное сопротивление нагрузки  $Z$  нагрузки (= точка питания антенны) не равно  $Z_0$ .

Так, как *это* сопротивление наблюдается в конце передатчика коаксиального кабеля зависит от электрической длины этого кабеля и прекращения импеданса? Пусть  $Z_{input}$  будет импедансом, который появляется на входном конце (= конце передатчика) линии передачи, которая имеет характеристический импеданс  $Z_0$  и заканчивается импедансом нагрузки  $Z$  на противоположном конце (= конец антенны). Общее выражение для входа  $Z$  как функции  $Z_0$  и нагрузки  $Z$  (ссылка 5A):

$$Z_{input} = Z_0 \cdot \left( \frac{Z_{load} \cdot \cos(\varphi) + j \cdot Z_0 \cdot \sin(\varphi)}{Z_0 \cdot \cos(\varphi) + j \cdot Z_{load} \cdot \sin(\varphi)} \right)$$

где  $Z$  нагрузка - комплексный импеданс (= сопротивление + реактивное сопротивление):

$$Z_{load} = R_{load} + j \cdot X_{load}$$

а фазовый угол выражает электрическое расстояние (в радианах) от конца линии передачи:

$$\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot (k \cdot \lambda) = 2\pi \cdot k$$

Итак, за исключением *очень* небольшого количества особых случаев:

**импеданс , который появляется на выходе передатчика - линии передачи  
изменяется в зависимости от  
от  $Z_0$  этой линии, длины этой линии, и нагрузки импеданса  $Z$  нагрузки**

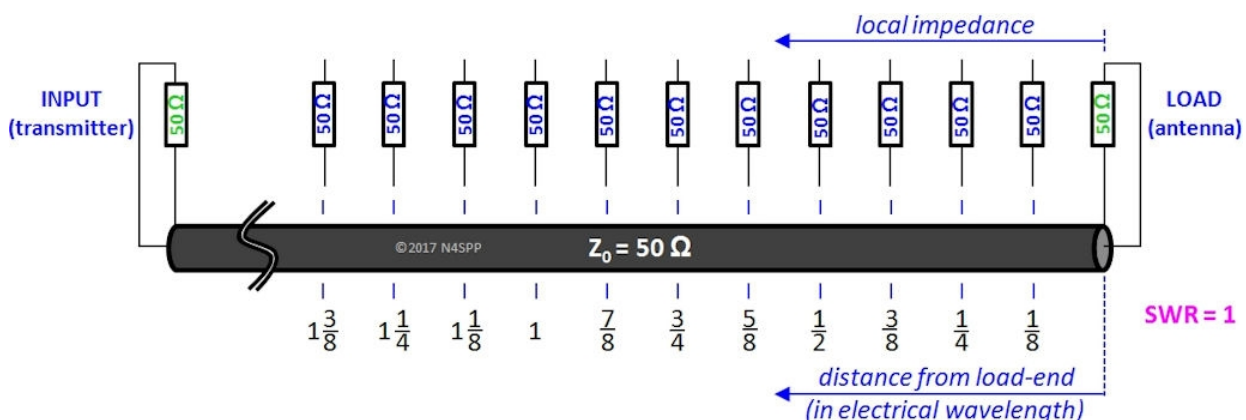
Если множество  $Z$  нагрузки =  $Z_0$  в вышеприведенном уравнении для  $Z$  входа , легко видеть , что в результате  $Z$  вход =  $Z_0$  :

$$Z_{input} = Z_0 \cdot \left( \frac{Z_0 \cdot \cos(\varphi) + j \cdot Z_0 \cdot \sin(\varphi)}{Z_0 \cdot \cos(\varphi) + j \cdot Z_0 \cdot \sin(\varphi)} \right) = Z_0 \cdot (1) = Z_0$$

Или, иначе говоря:

**для любой длины линии передачи, полное сопротивление, которое появляется на выходе передатчика, равно только импедансу на нагрузках конце линии, если нагрузка импеданс  $Z$  нагрузки равны  $Z_0$  из линия**

Что это значит? Пример: если коаксиальный кабель с  $Z_0 = 50$  Ом оканчивается нагрузочным резистором 50 Ом (= «согласованная линия»), то 50 Ом нагрузки появляется на противоположном конце кабеля *независимо от длины кабеля* . Местный импеданс в любой точке по всей фидерной линии составляет 50 Ом:



**Локальный импеданс вдоль правильно согласованной линии передачи**

**(источник: адаптировано из исх. 5В)**

С антеннами такого не бывает! Если  $Z_L \neq Z_0$  , то линия передачи действует как трансформатор импеданса: местный импеданс зависит от расстояния (в длинах волн) от конца нагрузки. Это означает, что сопротивление на входе изменяется при изменении длины кабеля. Эти изменения могут быть очень большими. "Импедансные" КСВ-измерители могут интерпретировать это изменение как изменение КСВ.

Итак: что произойдет, если коаксиальный кабель будет подключен с сопротивлением, отличным от чистого резистора 50 Ом? Ответ ..... это зависит от обстоятельств! Это зависит от окончного сопротивления и длины коаксиального кабеля. Точнее: не *физическая* длина линии, а *электрическая* длина. Последний является функцией коэффициента скорости (VF) линии и частоты передаваемого сигнала. VF зависит от размеров линии и типа диэлектрика. В коаксиальном кабеле диэлектрик - это материал между центральным проводником и экраном. VF тип. около 0,66 для коаксиального кабеля с твердым полиэтиленом и 0,8 - 0,88 для вспененного полиэтилена. Длина волны в кабеле равна длине волны "свободного пространства" сигнала, умноженной на VF. Пример: частота 10 МГц эквивалентна длине волны в свободном пространстве 30 метров. В коаксиальном кабеле с VF 0,8 (= 80%) сигнал 10 МГц имеет длину волны  $30 \times 0,8 = 24$  метра. И наоборот, кабель с

$VF = 0,8$  и физической длиной  $L_{Phys}$ , равной 1 длине волны  $\lambda$ , имеет электрическую длину  $L_{elec} = \lambda / 0,8 = 1,25 \lambda$  физ. Обратите внимание, что неявно предполагается, что  $VF$  является частотно-независимой постоянной, что является упрощением.

Давайте посмотрим на очень конкретную *электрическую* длину - целые числа, кратные  $\frac{1}{2}\lambda$  (т. Е.  $\frac{1}{2}\lambda$ ,  $\lambda$ ,  $1\frac{1}{2}\lambda$ , ...). То есть в общей формуле для ввода  $Z : k = \frac{1}{2}, 1, 1\frac{1}{2}, \dots$  поэтому  $\varphi = \pi, 2\pi, 3\pi, \dots$

Следовательно,  $\cos(\varphi) = 1$  или  $-1$ , а  $\sin(\varphi) = 0$ . Поскольку  $\sin(\varphi) = 0$ , результирующий вход  $Z$  одинаков для  $\cos(\varphi) = 1$  и для  $\cos(\varphi) = -1$ :

$$Z_{input} = Z_0 \cdot \left( \frac{Z_{load} \cdot \cos(0) + j \cdot Z_0 \cdot \sin(0)}{Z_0 \cdot \cos(0) + j \cdot Z_{load} \cdot \sin(0)} \right) = Z_0 \cdot \left( \frac{Z_{load}}{Z_0} \right) = Z_{load}$$

Итак, ясно:

**для линии передачи с электрической длиной, кратной  $1/2 \lambda$ , входное сопротивление  $Z$ , которое появляется на конце кабеля передатчика, такое же, как полное сопротивление  $Z$  нагрузки, подключенной на конце нагрузки. кабеля, независимо от  $Z_0$  !**

Итак, «разомкнутая» ( $Z_{нагрузка} = \infty$ ) на конце нагрузки преобразуется в «открытую» на входе ( $Z_{input} = \infty$ ). Точно так же «короткое» ( $Z_{нагрузка} = 0$ ) отображается как «короткое» ( $Z_{вход} = 0$ ), а любой другой импеданс также как тот же импеданс ( $Z_{вход} = Z_{нагрузки}$ ). Помните, что *электрическая* длина данного кабеля зависит от частоты. Это преобразование импеданса 1: 1 сегмента кабеля фиксированной длины происходит только для гармонических и субгармонических частот, для которых *электрическая* длина этого сегмента кабеля составляет  $\frac{1}{2}\lambda$ ,  $\lambda$ ,  $1\frac{1}{2}\lambda$ , ...

Рассмотрим еще один частный случай: *электрическая* длина линии передачи нечетно кратна  $\frac{1}{4}\lambda$ . То есть в общей формуле для ввода  $Z : k = \frac{1}{4}, \frac{3}{4}, 1\frac{1}{4}, \dots$  поэтому  $\varphi = \frac{1}{2}\pi, 1\frac{1}{2}\pi, 2\frac{1}{2}\pi, \dots$  Следовательно,  $\cos(\varphi) = 0$  и  $\sin(\varphi) = 1$  или  $-1$ . Поскольку  $\cos(\varphi) = 0$ , результирующий вход  $Z$  будет одинаковым для  $\sin(\varphi) = 1$  и для  $\sin(\varphi) = -1$ :

$$Z_{input} = Z_0 \cdot \left( \frac{Z_{load} \cdot \cos(\frac{\pi}{2}) + j \cdot Z_0 \cdot \sin(\frac{\pi}{2})}{Z_0 \cdot \cos(\frac{\pi}{2}) + j \cdot Z_{load} \cdot \sin(\frac{\pi}{2})} \right) = Z_0 \cdot \left( \frac{Z_0}{Z_{load}} \right) = \frac{Z_0^2}{Z_{load}}$$

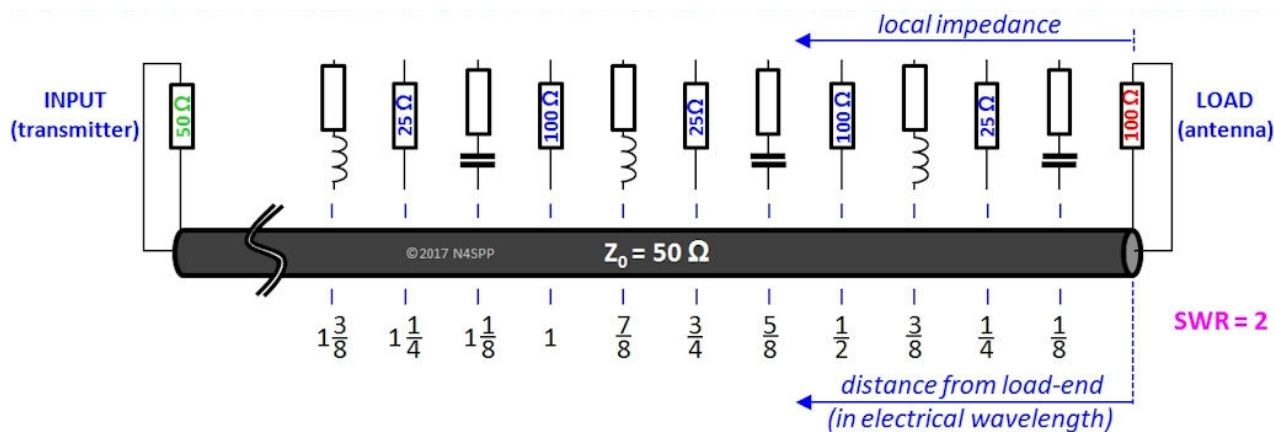
Чтобы выразить это словами:

**для линии передачи с электрической длиной, которая нечетно кратна  $1/4 \lambda$ , входное сопротивление  $Z$ , которое появляется на конце кабеля передатчика, представляет собой отношение квадрата  $Z_0$  и полного сопротивления  $Z$  нагрузки.**

Таким образом, «разрыв» на конце нагрузки ( $Z_{load} = \infty$ ) преобразуется в «короткое замыкание» на входе ( $Z_{input} = 0$ ). Аналогично, «короткое» ( $Z_{нагрузка} = 0$ ) отображается как «разомкнутое» ( $Z_{вход} = \infty$ ). Любое другое сопротивление нагрузки преобразуется в соответствии с соотношением, указанным в формуле выше.

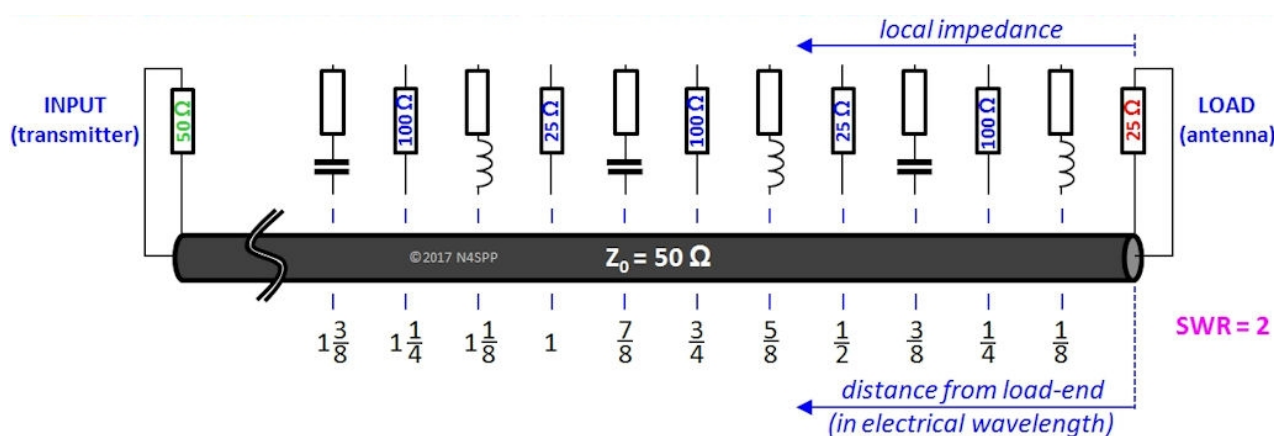
Для чисто резистивных нагрузок расчеты просты. Пример: для «50 Ом» линии передачи, 100 Ом резистивная нагрузка преобразуется в  $50^2 / 100 = 25$  Ом (резистивная) на входном конце линии. И наоборот, резистивная нагрузка 25 Ом преобразуется в  $2500 / 25 = 100$  Ом (резистивная) на входе. В обоих случаях КСВ = 2. Однако, в отличие от случая, когда линия *правильно* завершена, локальный импеданс вдоль линии питания теперь не является резистивным - за исключением точек  $1/4$  и  $1/2$  электрической длины волны и их кратных значений. Между последними точками местный импеданс включает как сопротивление, так и реактивное сопротивление (индуктивное или емкостное, в зависимости от расстояния от конца линии передачи):





Локальный импеданс вдоль линии передачи 50 Ом с оконечной нагрузкой 100 Ом (КСВ = 2)

(источник: адаптировано из исх. 5В)



Локальный импеданс вдоль линии передачи 50 Ом с оконечной нагрузкой 25 Ом (КСВ = 2)

(источник: адаптировано из исх. 5В)

Два рисунка выше показывают, что образец повторяется через каждые  $1/2$  длины электрической волны. Конечно, для нагрузок с реактивной составляющей, расчет является немного более сложным, так как очевидно из общей формулы для  $Z$  входа.

#### ВЛИЯНИЕ ПОТЕРЬ

**Вышеупомянутое обсуждение охватывает только упрощенный и (обычно нереальный) случай БЕЗ ПОТЕРЬ !!!**

**В свое время я расширю этот раздел, чтобы охватить и это ... А пока взгляните на ссылки 5G-5N.**

Суммарные потери мощности в линии передачи системы состоит из:

- Потерь в линии передачи:
- Согласованные потери в линии (MLL): это потери мощности на отрезке линии передачи, когда он полностью согласован с нагрузкой. Обычно он выражается в дБ для данной физической длины, обычно дБ / 100 футов или дБ / 100 м. Это зависит от общего типа линии (коаксиальный, двухпроводной, вондовый, лестничный), конкретной модели и производителя. MML также зависит от частоты: чем выше частота, тем выше потери. См. График затухания ниже.
- Дополнительные потери из-за КСВ. *Эта потеря может быть намного больше, чем MML !*
- Вносимые потери устройства. Каждое устройство, которое вставляется в линию передачи между передатчиком и антенной нагрузкой, вызывает частотно-зависимые потери мощности:

- Блок согласования импеданса (антенный ответвитель или «тюнер»). В общем, чем больше несоответствие, которое необходимо сопоставить, тем больше потери. *Эта потеря может быть очень значительной (т.е. более 50%) !*
- Трансформаторы импеданса (балуны, развязки, синфазные дроссели, ...).
- Приборы (КСВ / измерители мощности, ответвители тока / напряжения, ...)
- Разъемы. Эти потери обычно находятся в диапазоне от 0,1 до 0,3 дБ на разъем. Основные причины:
- Отраженные потери из-за несоответствия импеданса между разъемом и  $Z_0$ .
- Диэлектрические потери из-за рассеяния в диэлектрических материалах соединителя.
- Омические потери из-за рассеяния на проводящих поверхностях соединителя (основной металл, например медь, латунь, сталь; покрытие, например золото, серебро, никель).
- Грозные разрядники.

**Согласованные потери в линии (MLL) для различных типов фидерных линий (коаксиальный, оконный, лестничный)**

(источник: адаптировано из исх. XX)

**Дополнительные потери в линии передачи из-за КСВ**

(источник: адаптировано из исх. XX)