

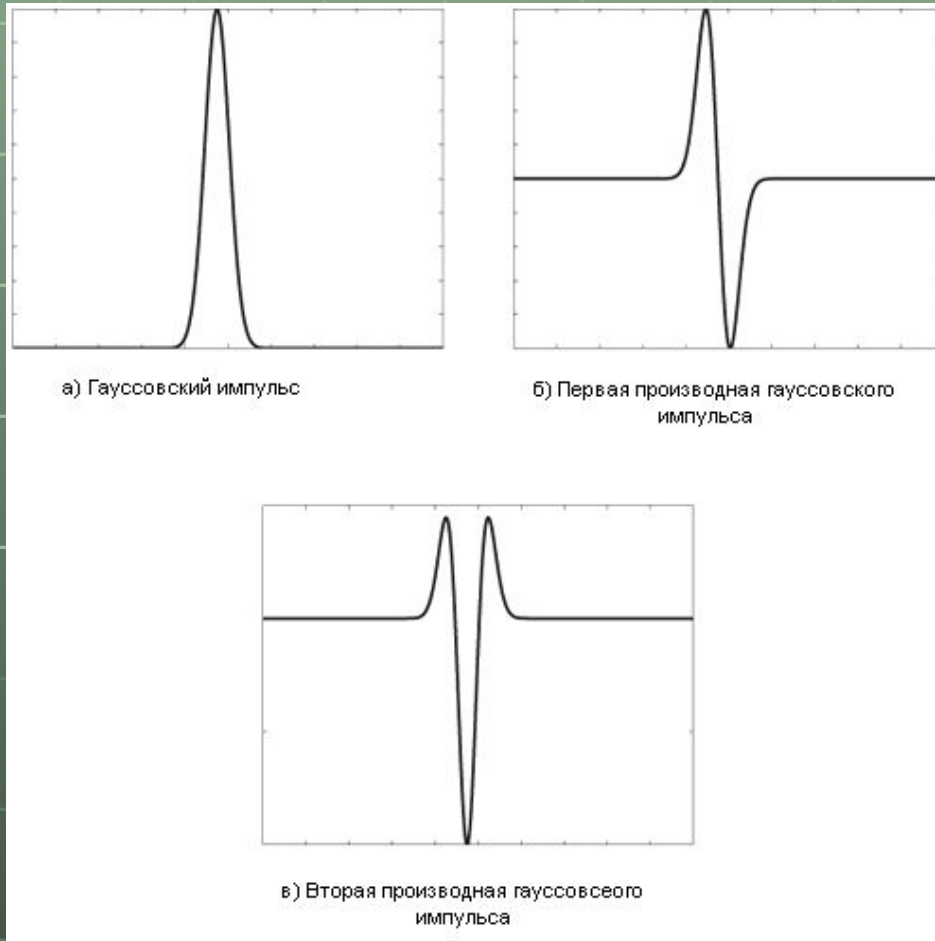
**ИМПУЛЬСНЫЕ  
СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ  
СИГНАЛЫ  
и перспективы их применения  
в РЭС**

# Сверхширокополосный сигнал

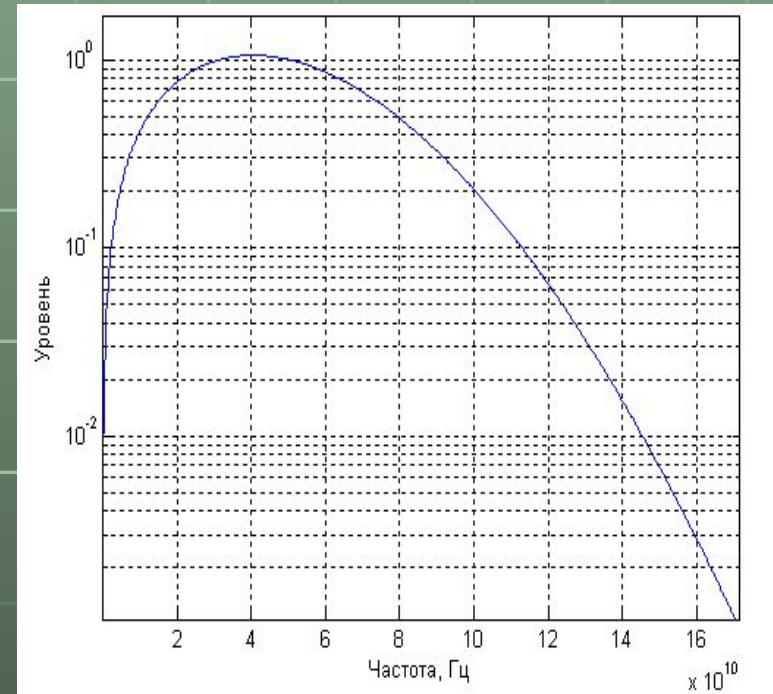
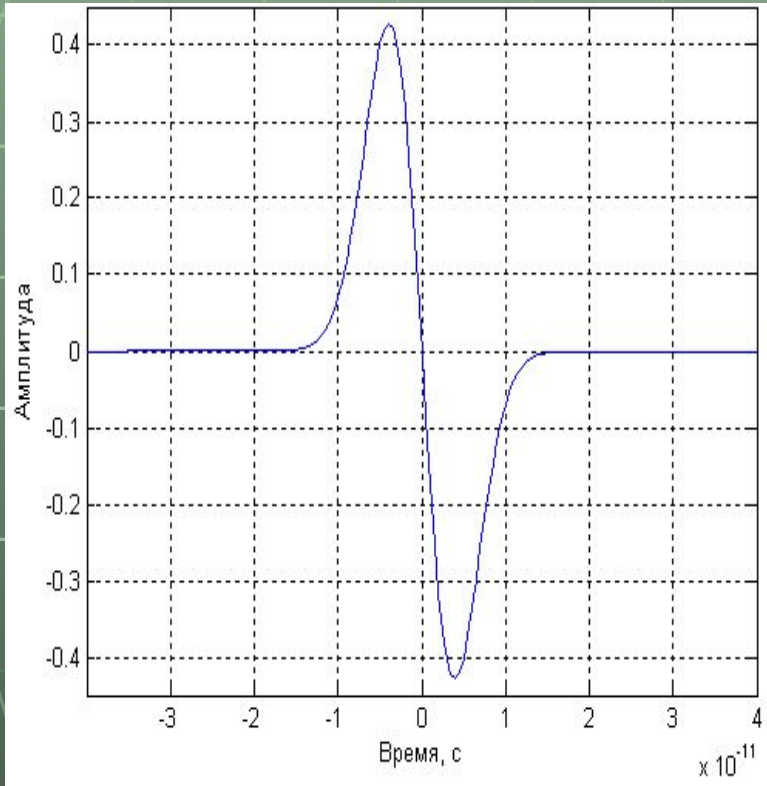
$$\mu = \frac{\Delta f}{f_0} = 2 \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_{\max} + f_{\min}}, \quad (1)$$

$$0,2 < \mu < 2$$

# Преобразование импульса в процессе передачи



# Импульсный сверхширокополосный сигнал (IR-UWB) и его спектр



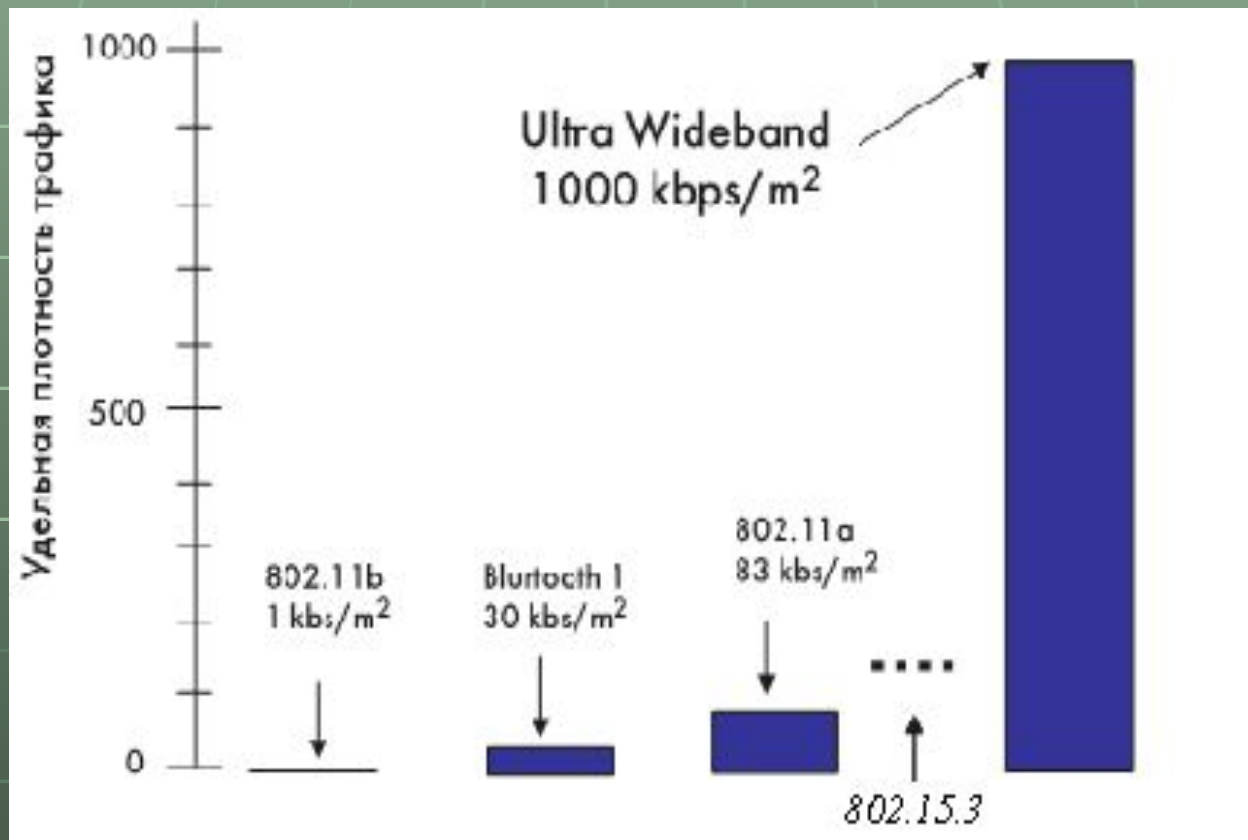
# Преимущества IR-UWB сигналов

- Большая пропускная способность каналов связи и большая емкость сетей на их основе;
- Существенно меньшая мощность, потребляемая терминалами;
- Очень хорошие проникающие способности сигналов, благодаря их относительно большой полосе частот, что важно при развертывании в пределах зданий, городской застройки, в лесах.
- Эффективность селекции лучей в условиях многолучевого распространения;
- Совместимость с узкополосными сигналами – малой степенью влияния последних на прием сверхширокополосных сигналов и малой спектральной плотностью, не оказывающей существенного влияния на прием узкополосных сигналов;
- Сигналы трудно обнаружимы и детектируемы, что уменьшает вероятность несанкционированного доступа к передаваемой информации;
- Возможность локализации терминалов с высокой точностью (сантиметры при дальности в километры) при их сетевом взаимодействии;
- Приемопередатчики могут быть выполнены в малых размерах (например, размером монеты), маломощными, низкой стоимости, поскольку электроника может быть целиком выполнена на основе технологии CMOS без индуктивных компонентов.
- Антенны могут быть небольшими, представляя собой токовые нерезонансные петли, возбуждаемые непосредственно схемой на основе CMOS технологии, "бабочки", рупоры.

# Скорости передачи в различных системах

<i>Скорость передачи, Мбит/с</i>	<i>Стандарт</i>
■ 480	UWB, USB 2.0
■ 200	UWB (4 m minimum*), 1394a (4.5 m)
■ 110	UWB (10 m minimum*)
■ 90	Fast Ethernet
■ 54	802.11a
■ 20	802.11g
■ 11	802.11b
■ 10	Ethernet
■ 1	Bluetooth

# Пространственная плотность трафика



# Возможные области применения

Название диапазона	Диапазон частот	Ширина спектра сигнала	$\mu$	$\tau_s$	Возможные применения
КНЧ	3 ÷ 30 Гц	10 ÷ 30 Гц	0.7 ÷ 2	0.03 ÷ 0.1 с	Магнитосферный радар
СНЧ	30 ÷ 300 Гц	100 ÷ 300 Гц	0.7 ÷ 2	3 ÷ 10 мс	То же, радиосвязь с шахтами, погруженными подводными лодками
ИНЧ	0.3 ÷ 3 кГц	1 ÷ 3 кГц	0.7 ÷ 2	0.3 ÷ 1 мс	То же
ОНЧ	3 ÷ 30 кГц	10 ÷ 30 кГц	0.7 ÷ 2	0.03 ÷ 0.1 мс	То же и глобальная радиосвязь
НЧ	30 ÷ 300 кГц	100 ÷ 300 кГц	0.7 ÷ 2	3 ÷ 10 мкс	Дальняя радиосвязь, ионосферный радар
СЧ	0.3 ÷ 3 МГц	1 ÷ 3 МГц	0.7 ÷ 2	0.3 ÷ 1 мкс	То же
ВЧ	3 ÷ 30 МГц	10 ÷ 30 МГц	0.7 ÷ 2	0.03 ÷ 0.1 мкс	Глобальная радиосвязь, загоризонтный радар, ионосферный радар
ОВЧ	30 ÷ 300 МГц	100 ÷ 300 МГц	0.7 ÷ 2	3 ÷ 10 нс	Радиосвязь, радиолокация самолетов, атмосферно-ионосферный радар, система активных помех
УВЧ	0.3 ÷ 3 ГГц	1 ÷ 3 ГГц	0.7 ÷ 2	0.3 ÷ 1 нс	Радиосвязь, радары дальнего обнаружения, планетный радар, атмосферно-ионосферный радар, георадар, зондирование тела человека, наносекундная электроника
СВЧ	3 ÷ 30 ГГц	~ 10 ГГц	~ 1	~ 0.1 нс	То же



КВЧ	30 ÷ 300 ГГц	$\sim 10^2$ ГГц	$\sim 1$	$\sim 10$ пс	Высокоскоростная внутренняя радиосвязь, радары ближнего действия, метеорадары, радиолокация приземной атмосферы, пикосекундная электроника, локальные компьютерные сети, метрология
ГВЧ	0.3 ÷ 3 ТГц	$\sim 1$ ТГц	$\sim 1$	$\sim 1$ пс	То же
Субпикосекундный	3 ÷ 30 ТГц	$\sim 10$ ТГц	$\sim 1$	$\sim 0.1$ пс	То же
Фемтосекундный	30 ÷ 300 ТГц	$\sim 10^2$ ТГц	$\sim 1$	$\sim 10$ фс	Фемтосекундная квантовая электроника, спектроскопия со сверхразрешением, исследование физико-химико-биологических процессов, медицина, лазерные технологии, метрология
То же	0.3 ÷ 3 ПГц	$\sim 1$ ПГц	$\sim 1$	$\sim 1$ фс	То же, лазерная связь, лазерные локаторы, оптические линии связи
Субфемтосекундный	3 ÷ 30 ПГц	$\sim 10$ ПГц	$\sim 1$	$\sim 0.1$ фс	То же
Аттосекундный	30 ÷ 300 ПГц	$\sim 10^2$ ПГц	$\sim 1$	$\sim 10$ ас	Аттосекундная квантовая спектроскопия со сверхразрешением, электроника, лазерная связь, лазерные локаторы, исследование физико-химико-биологических процессов, медицина, лазерные технологии
То же	300 ÷ 3000 ПГц	$\sim 10^3$ ПГц	$\sim 1$	$\sim 1$ ас	То же

## Модели СШП сигналов



# Сигналы используемые в СШП системах

- — гауссовы импульсы;
- — радиоимпульсы;
- — импульсы Эрмита;
- — хаотические сигналы;
- — линейно частотно-модулированные сигналы;
- — многочастотные сигналы.

# Гауссовский импульс

- Порождающая функция:

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right),$$

- Общая формула:

$$s(t) = A_0 \frac{d^\xi}{dt^\xi} \left( \exp\left(-\frac{t^2}{\tau_s^2}\right) \right),$$

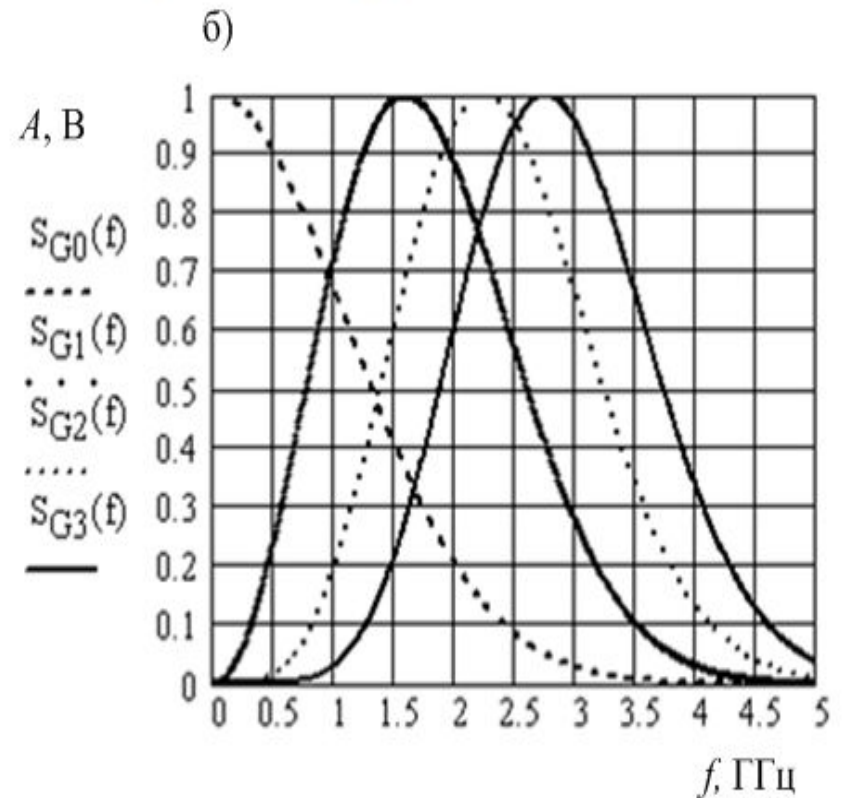
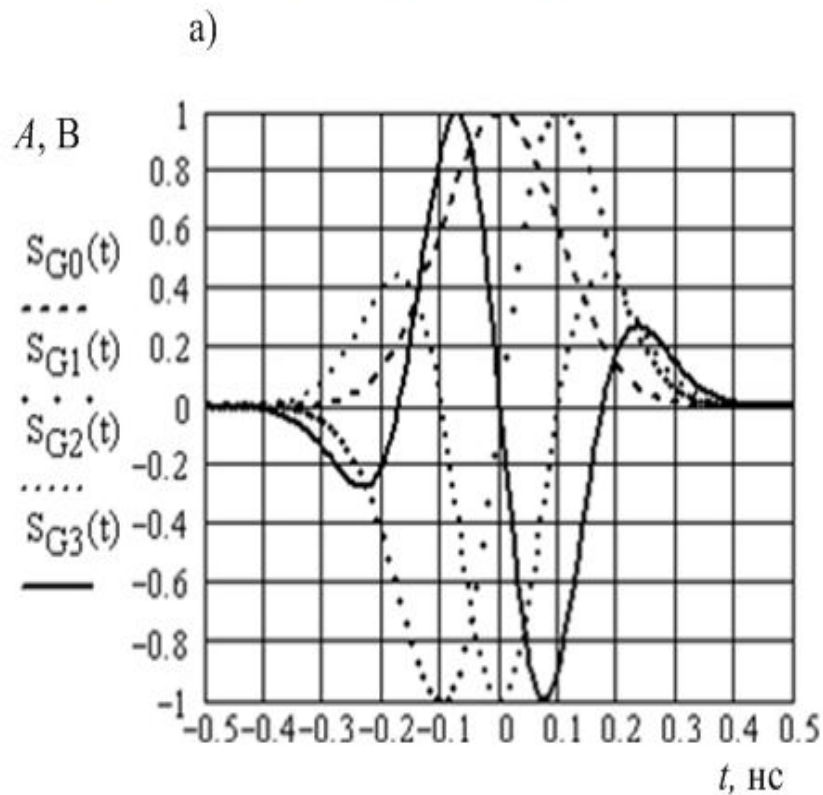
где  $\xi \in \mathbb{N}$ , причем  $\xi \leq 19$

Для  $\xi = 1$  и  $\xi = 2$  имеем соответственно

$$s(t) = -A_0 \frac{2t}{\tau_s^2} \exp\left(-\frac{t^2}{\tau_s^2}\right),$$

$$s(t) = -A_0 \frac{2}{\tau_s^2} \left(1 - \frac{2t^2}{\tau_s^2}\right) \exp\left(-\frac{t^2}{\tau_s^2}\right).$$

# Семейство гауссовских импульсов во временной (а) и частотной (б) областях



# Импульс Эрмита

- Порождающий полином

$$h_{e_n}(t) = (-\theta)^n \exp\left(\frac{t^2}{\theta^2}\right) \frac{d^n}{dt^n} \exp\left(-\frac{t^2}{\theta^2}\right),$$

- Модифицированный импульс

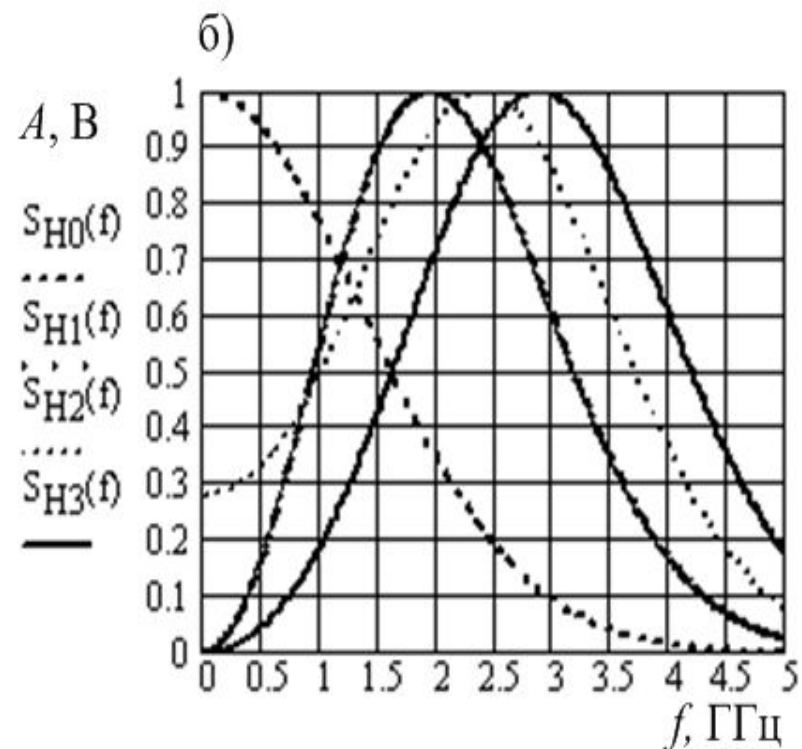
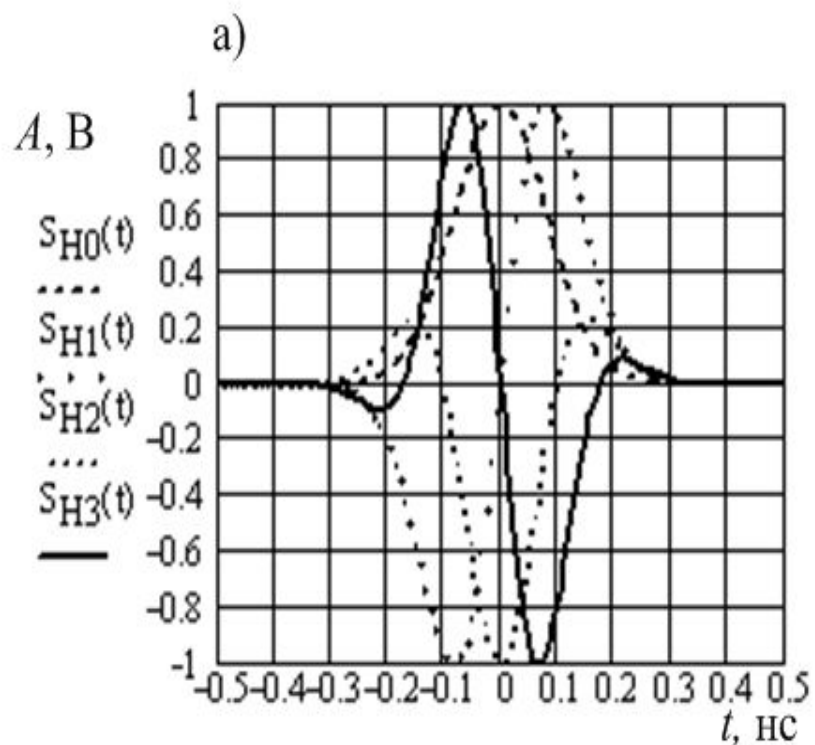
$$s(t) = h_n(t) = A_0 \exp\left(-\frac{t^2}{4\theta^2}\right) n! \sum_{i=0}^{[n/2]} \left(-\frac{1}{2}\right)^i \frac{(t/\theta)^{n-2i}}{(n-2i)!i!},$$

$$s(t) = A_0 \frac{t}{\theta} \exp\left(-\frac{t^2}{4\theta^2}\right),$$

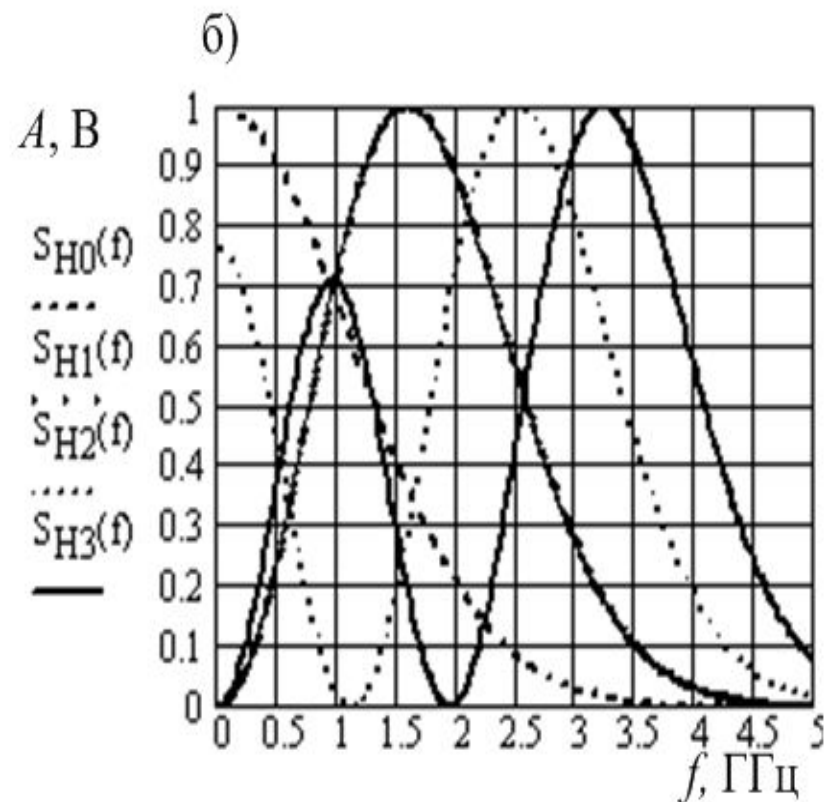
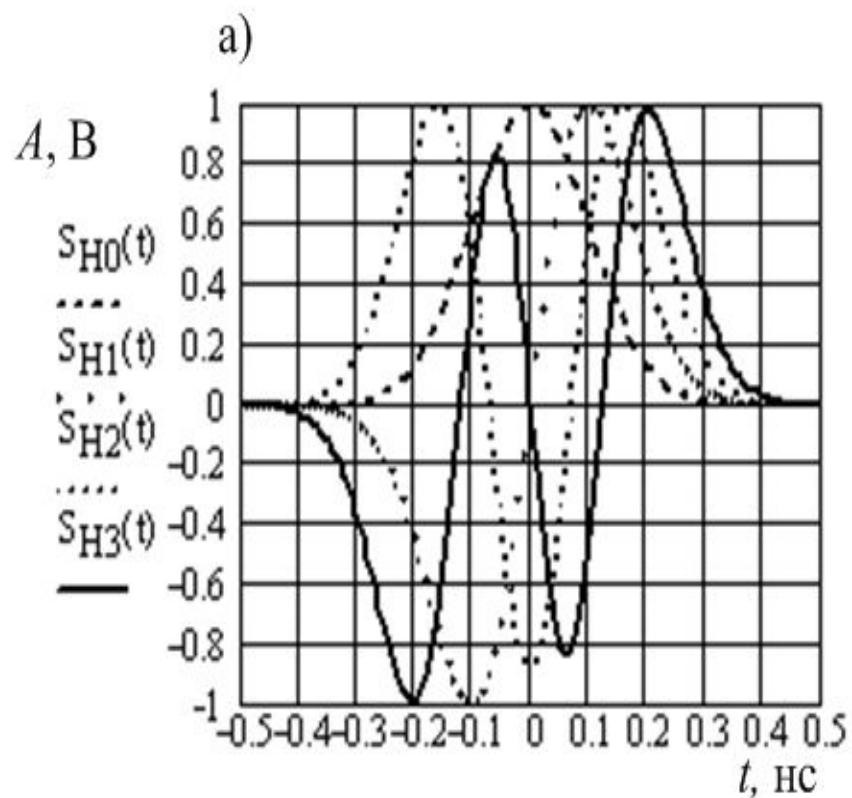
$$s(t) = A_0 \left(\frac{t^2}{\theta^2} - 1\right) \exp\left(-\frac{t^2}{4\theta^2}\right),$$

$$s(t) = A_0 \left(\frac{t^3}{\theta^3} - 3\frac{t}{\theta}\right) \exp\left(-\frac{t^2}{4\theta^2}\right).$$

# Модифицированный импульс Эрмита во временной (а) и частотной (б) областях



# Импульсы Эрмита во временной (а) и частотной (б) областях





# Радиоимпульс

$$S_{RF}(t) = A \sin(2\pi f_0 t) e^{-\frac{t^2}{2a^2}}$$

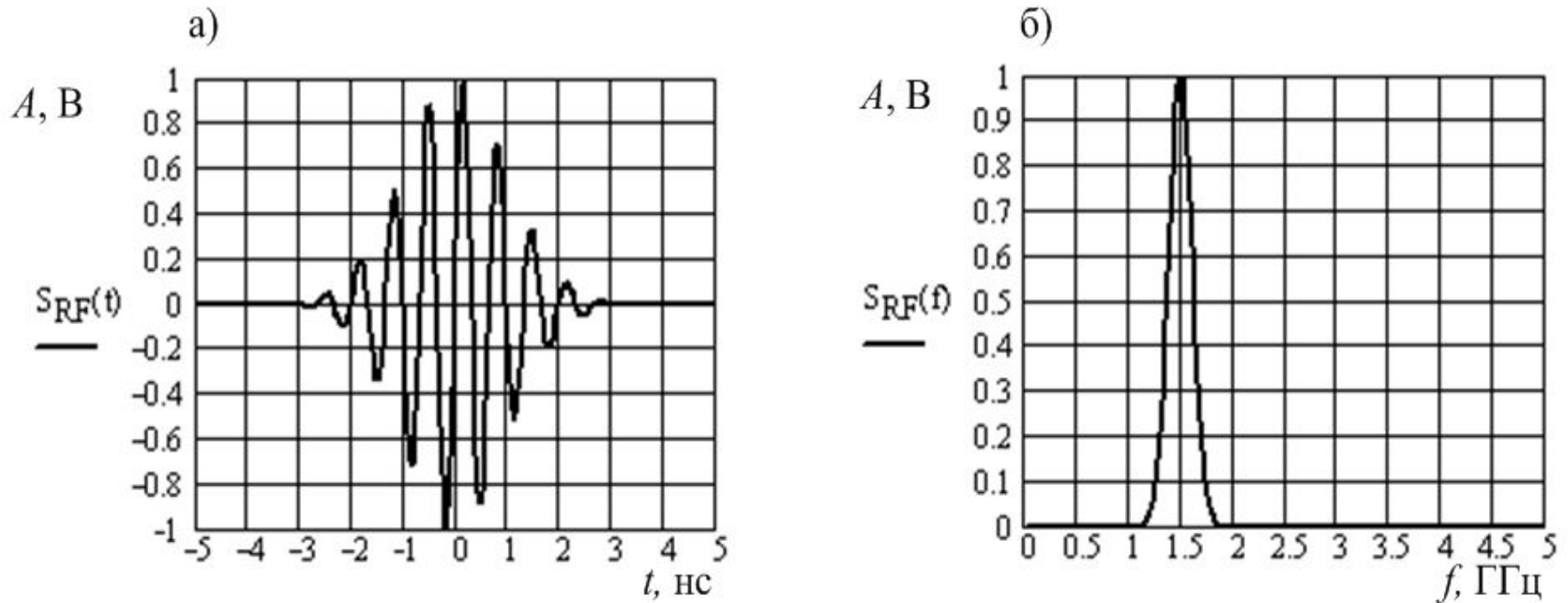


Рис. 1.4 — СШП радиоимпульс во временной (а) и частотной областях (б)

Импульс на рисунке 1.4 имеет  $f_0 = 1,5$  ГГц,  $a = 1$  нс,  $A = 1$ .

# Хаотические сигналы

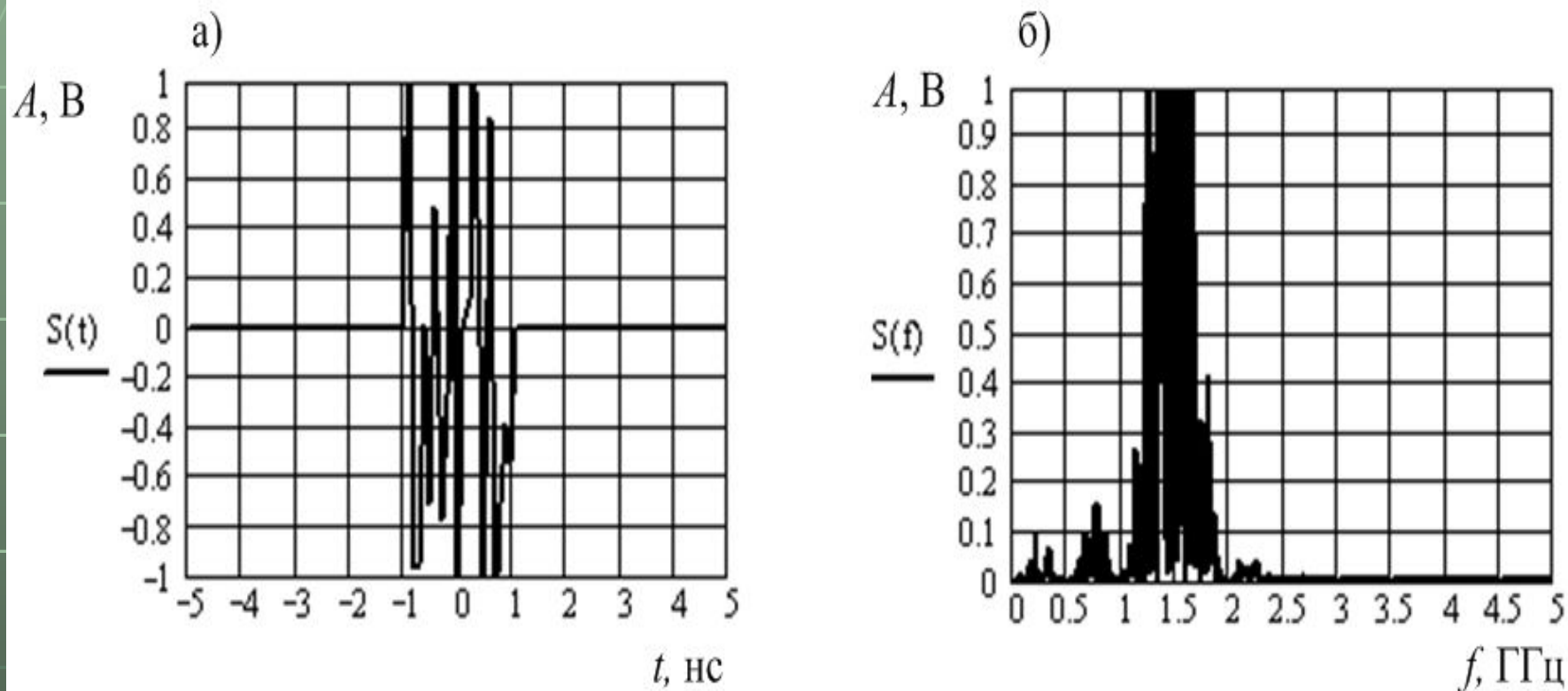


Рис. 1.7 — СШП хаотический сигнал во временной (а) и частотной областях (б)

# Многочастотные сигналы

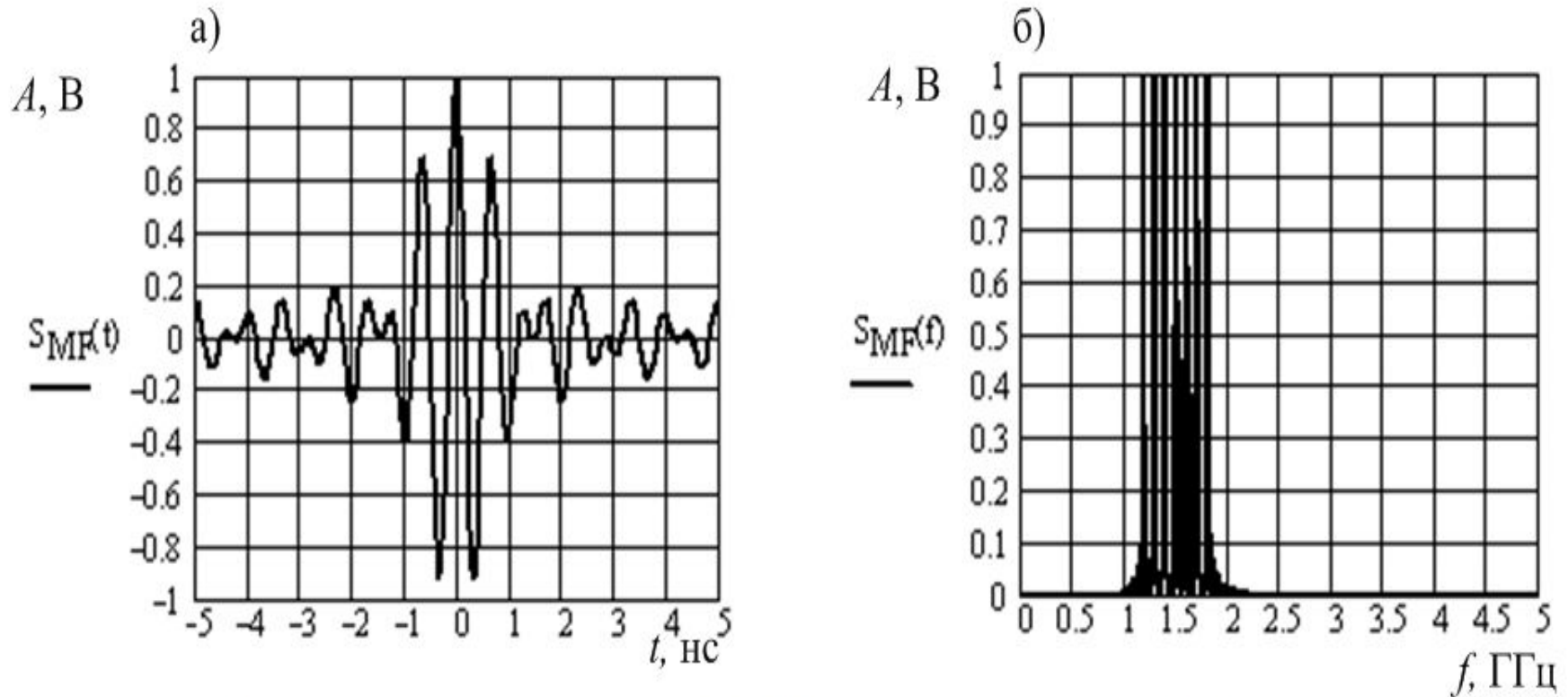
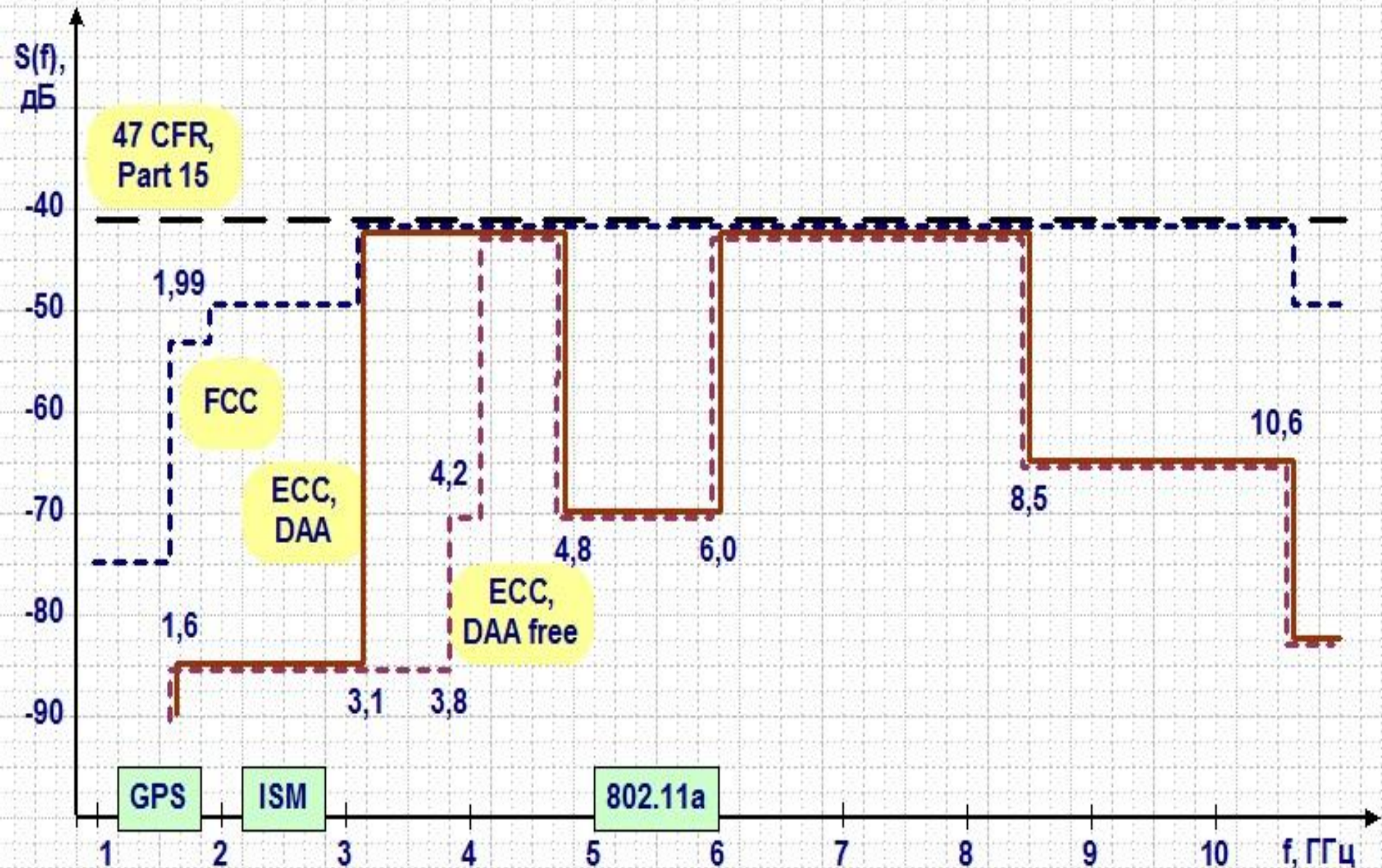


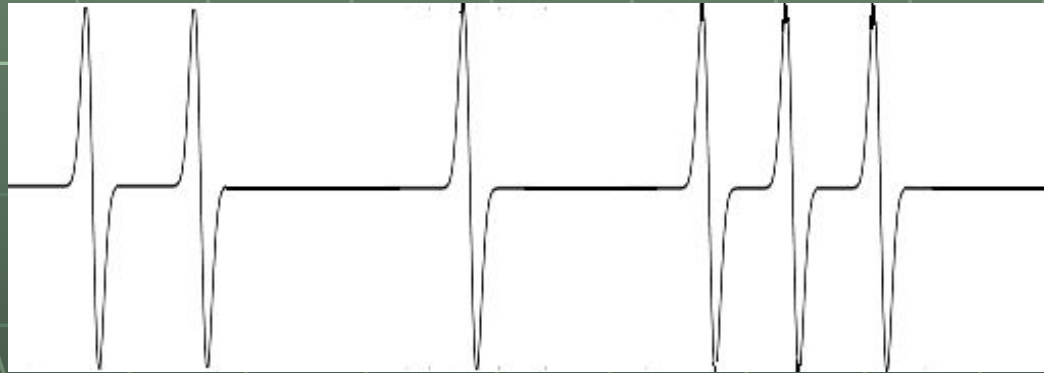
Рис. 1.8 — Многочастотный СШП сигнал во временной (а) и частотной областях (б)

# FCC & EC Limits

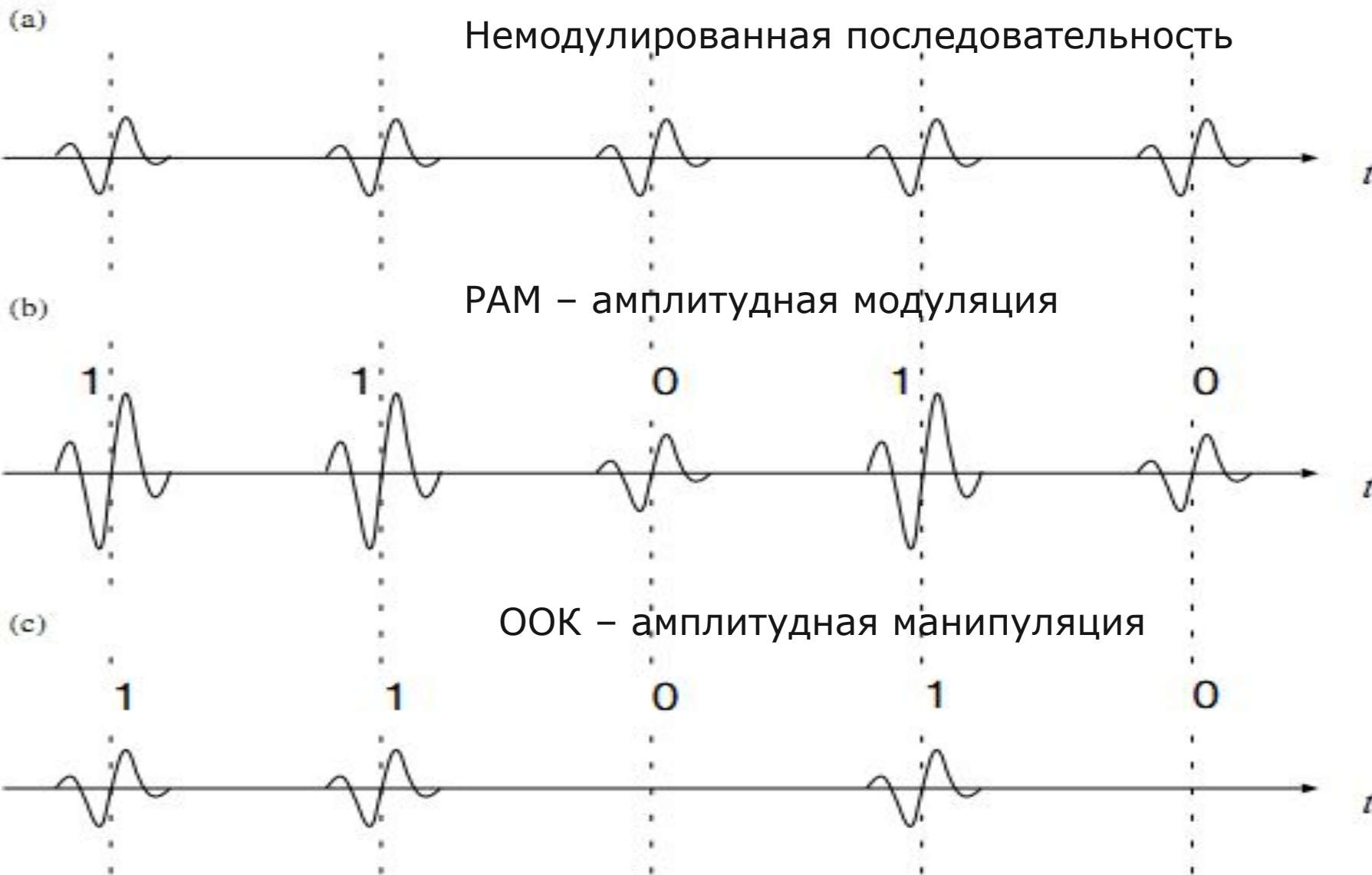


# Виды модуляции UWB

- Амплитудная
- Временная (TH-UWB, TR-UWB)
- Инверсная
- Кодовая:

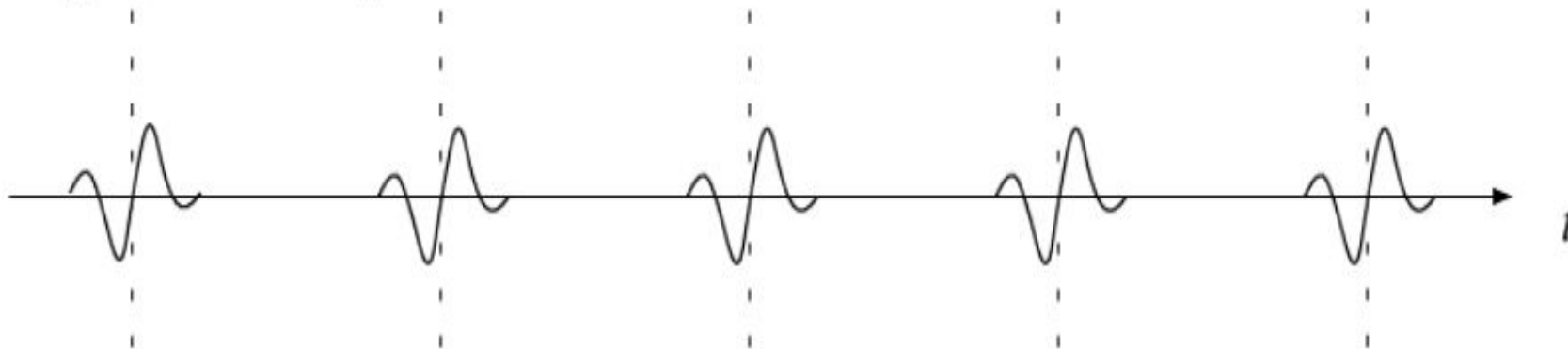


# Амплитудная модуляция

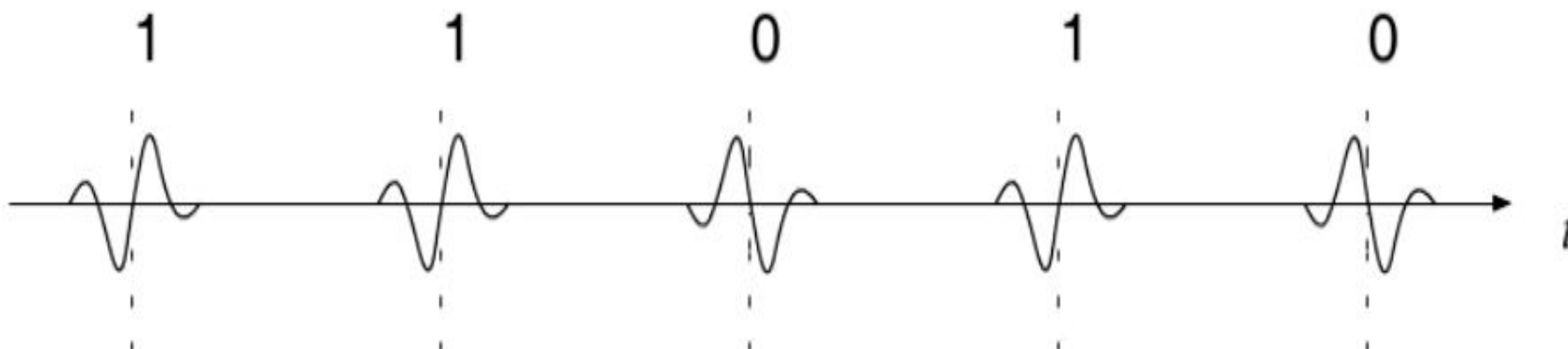


# Бифазная манипуляция BPSK

Немодулированная последовательность

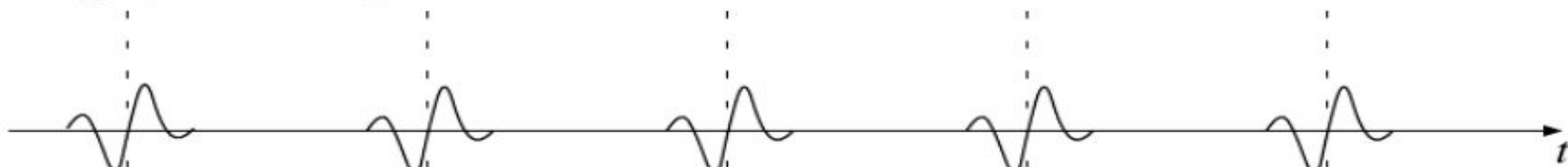


Бифазная манипуляция

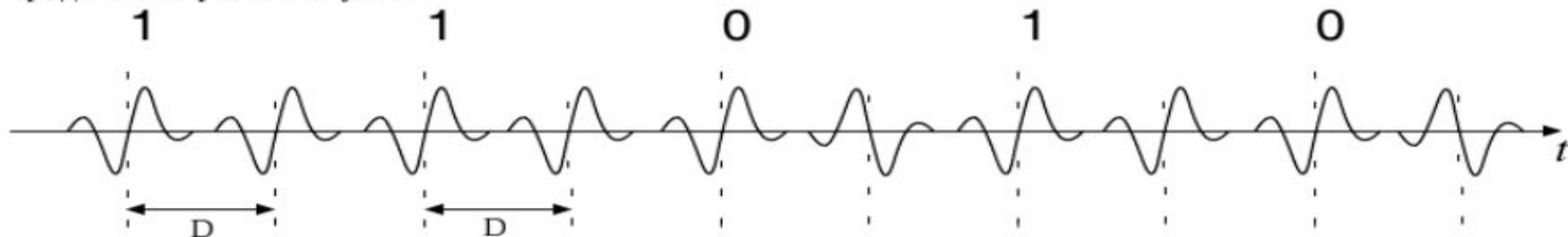


# Бифазная манипуляция с передачей опорного импульса TRM

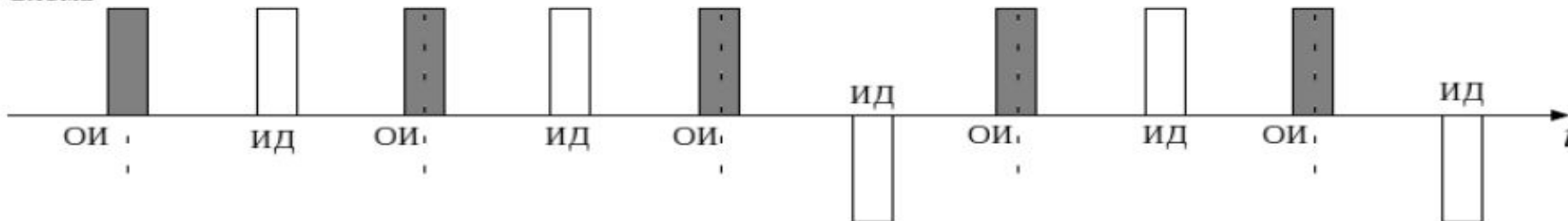
Немодулированная последовательность



Бифазная модуляция с передачей опорного импульса

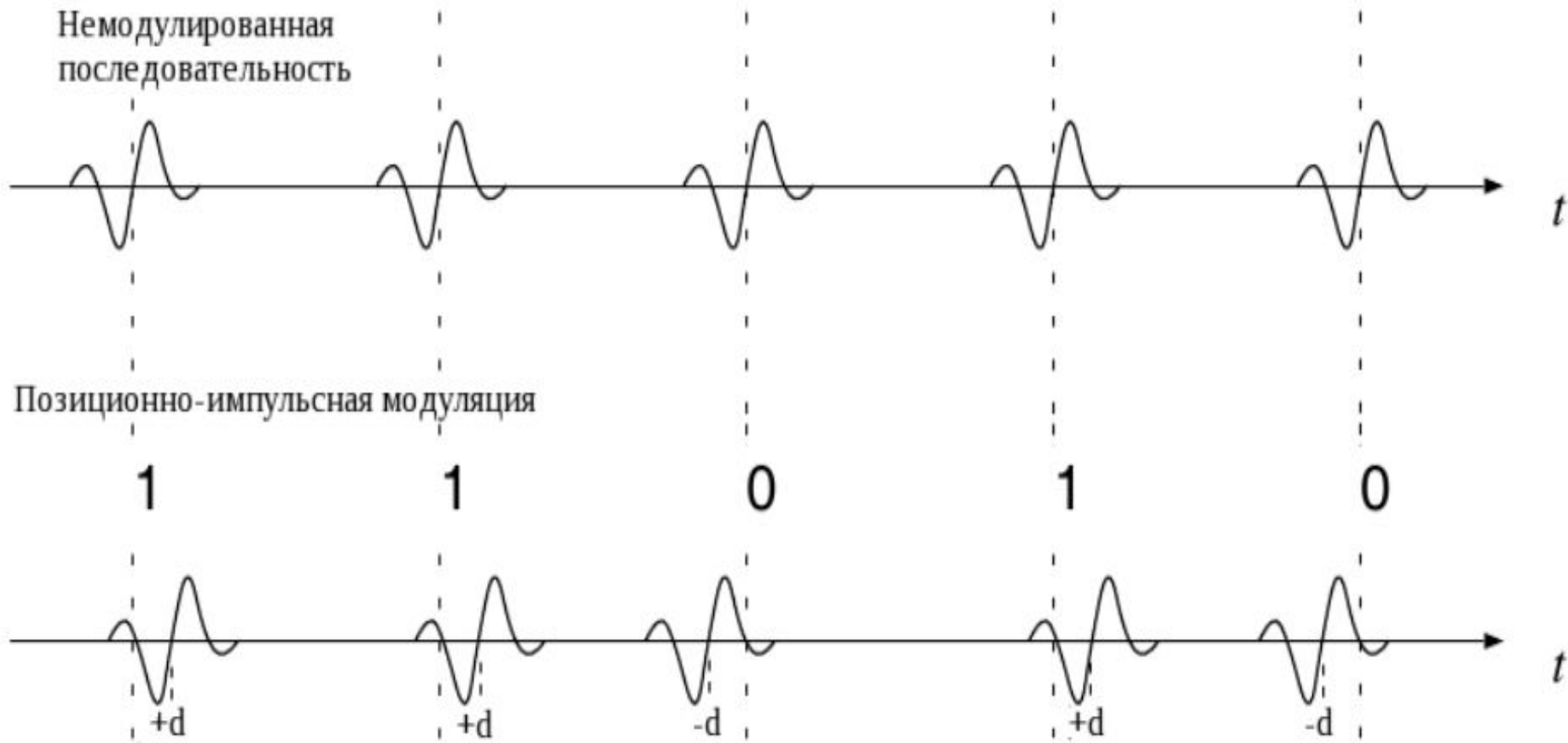


Схема



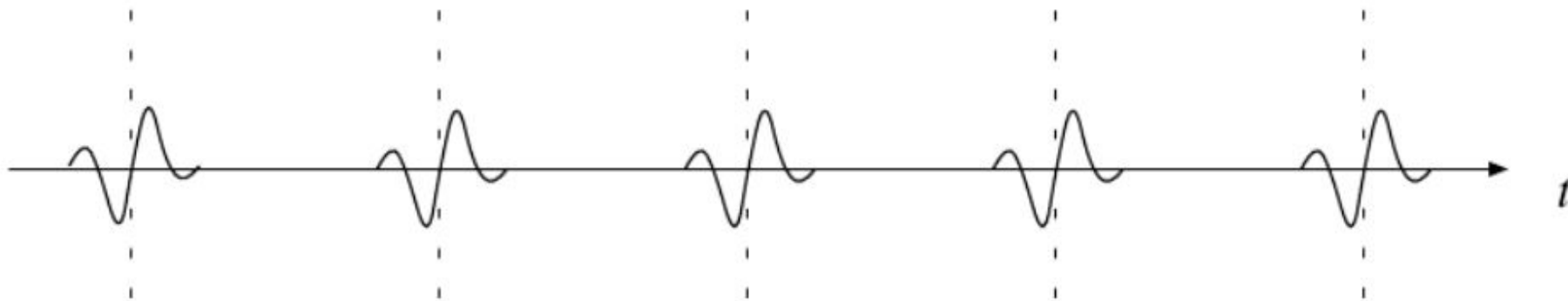


# Позиционно-импульсная модуляция РРМ

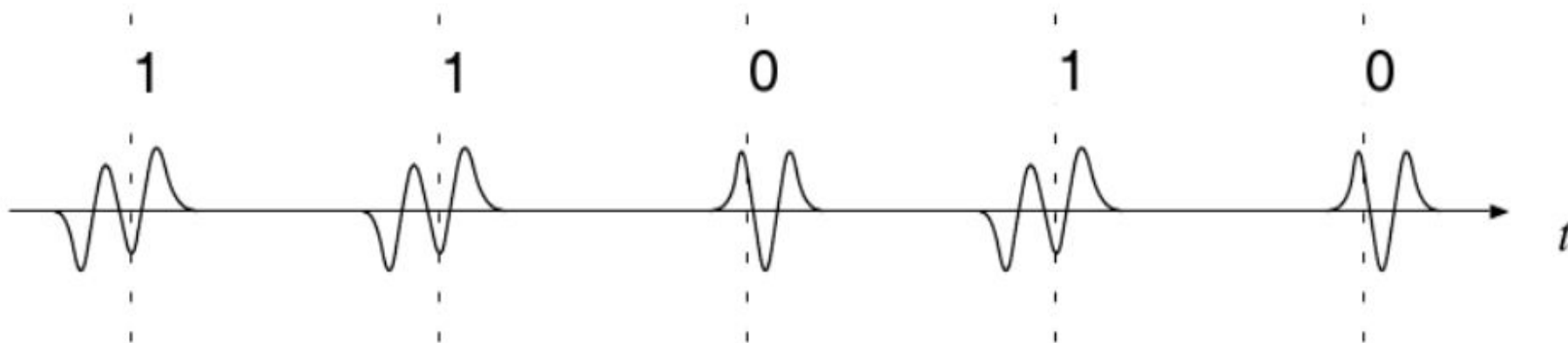


# Ортогональная модуляция ОПМ

Немодулированная последовательность



Ортогональная импульсная модуляция

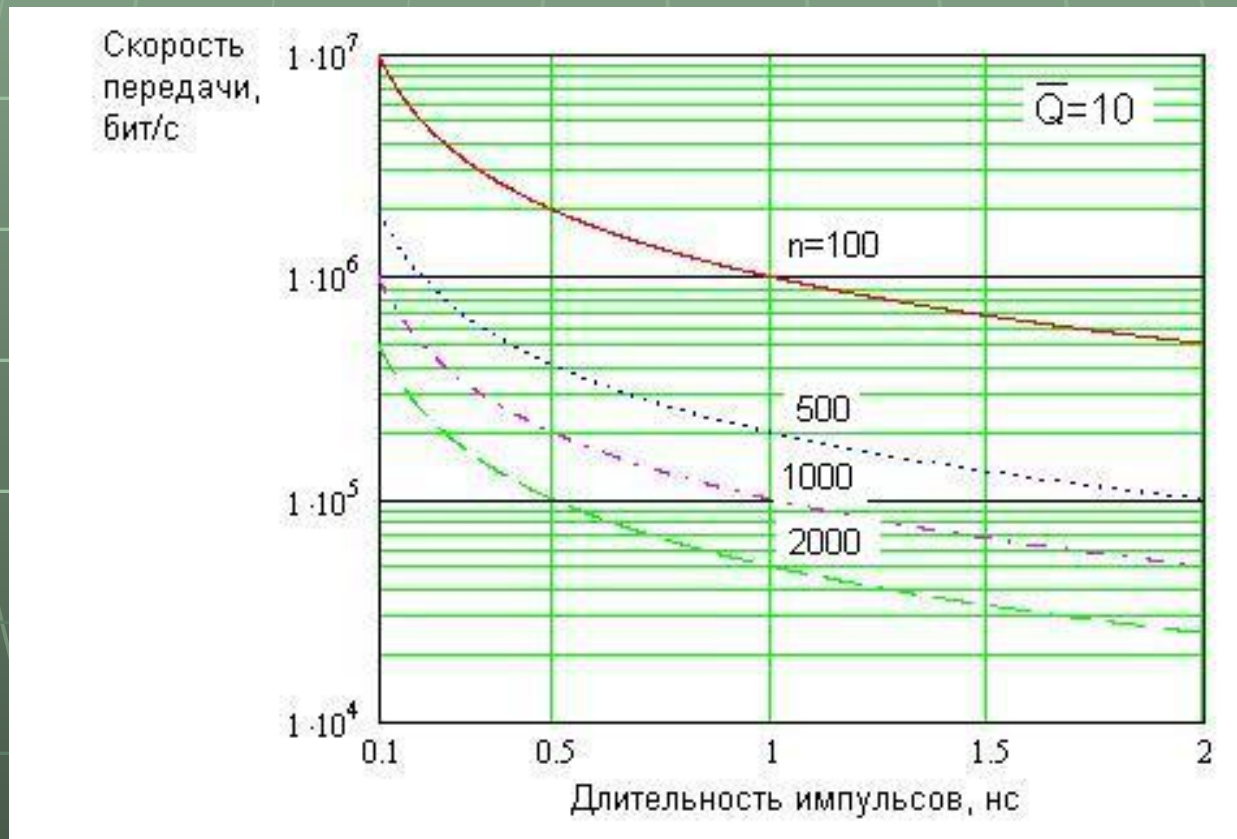


# Скорость передачи в сети при ортогональном кодовом разделении

$$V \text{ (бит/с)} = 1/T = 1/Q t n,$$

где  $T$  – длительность сигнала,  
 $Q = k N$  – средняя скважность,  
 $N$  – количество абонентов,  
 $k$  – коэффициент  
 $t$  – длительность импульсов,  
 $n$  – количество импульсов в сигнале.

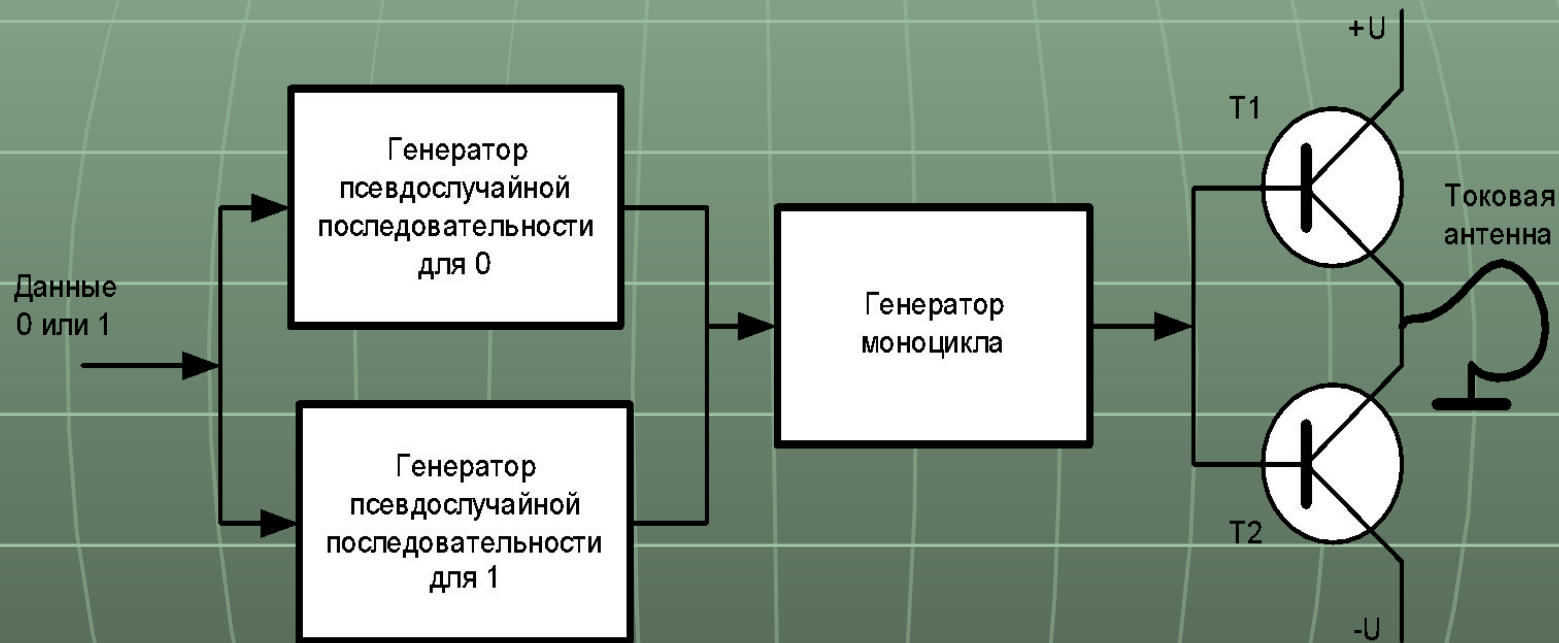
# Скорость передачи в зависимости от длительности импульсов



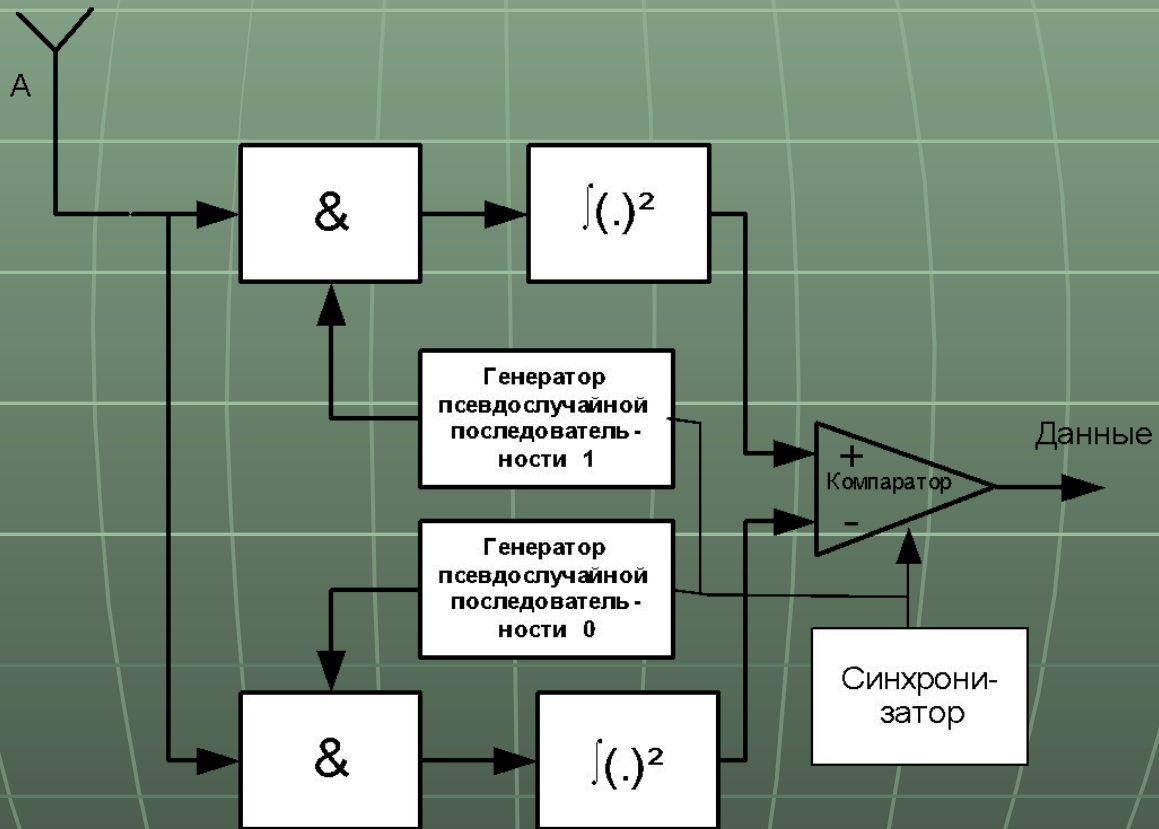
# FCC & EC Limits (cont.)

- Максимум спектральной плотности – 41,3 дБ/МГц
- Частотный диапазон 3,1 – 10,6 ГГц
- Длительность импульса, «вписывающегося» в частотную маску – 0,143 нс

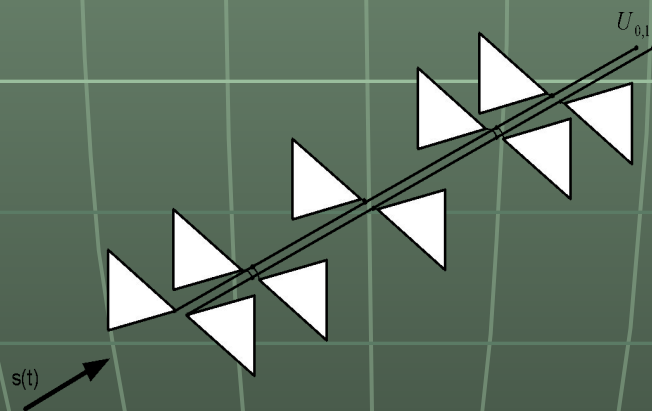
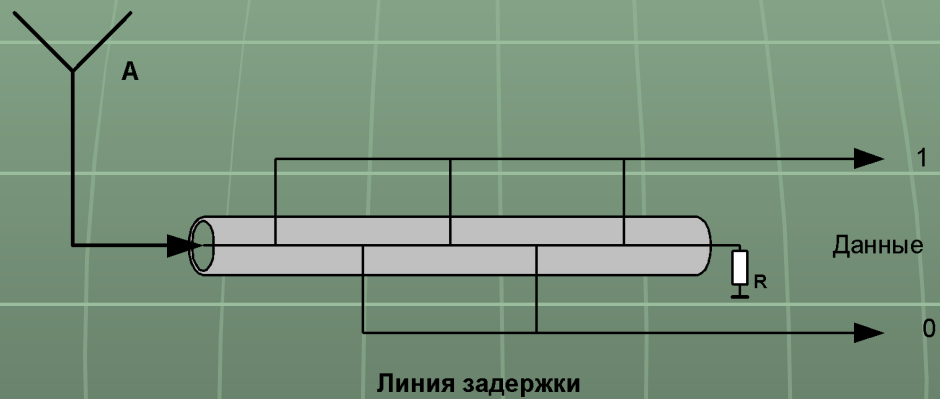
# Передатчик IR-UWB с ПСП



# Схема приемника IR-UWB сигналов

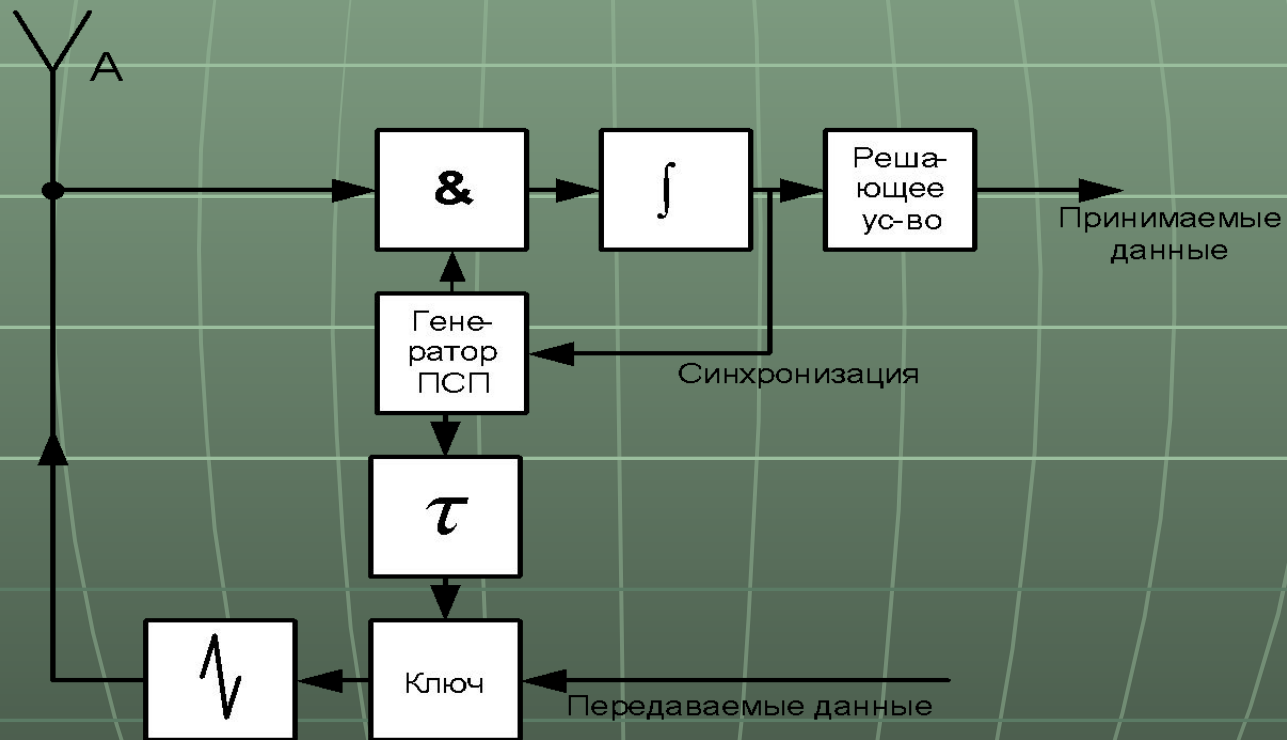


# Другие схемы приема IR-UWB сигналов





# Дуплексный терминал/ретранслятор



# Требуемая мощность импульса при приеме

$$P_r = N_{\Sigma} \ddot{I} \cdot h^2 = N_{\Sigma} \frac{1}{\tau} \cdot h^2 = N_{\Sigma} \frac{1}{\tau} \cdot \sqrt{\frac{2h_{\text{аи } \delta}^2}{n}}$$

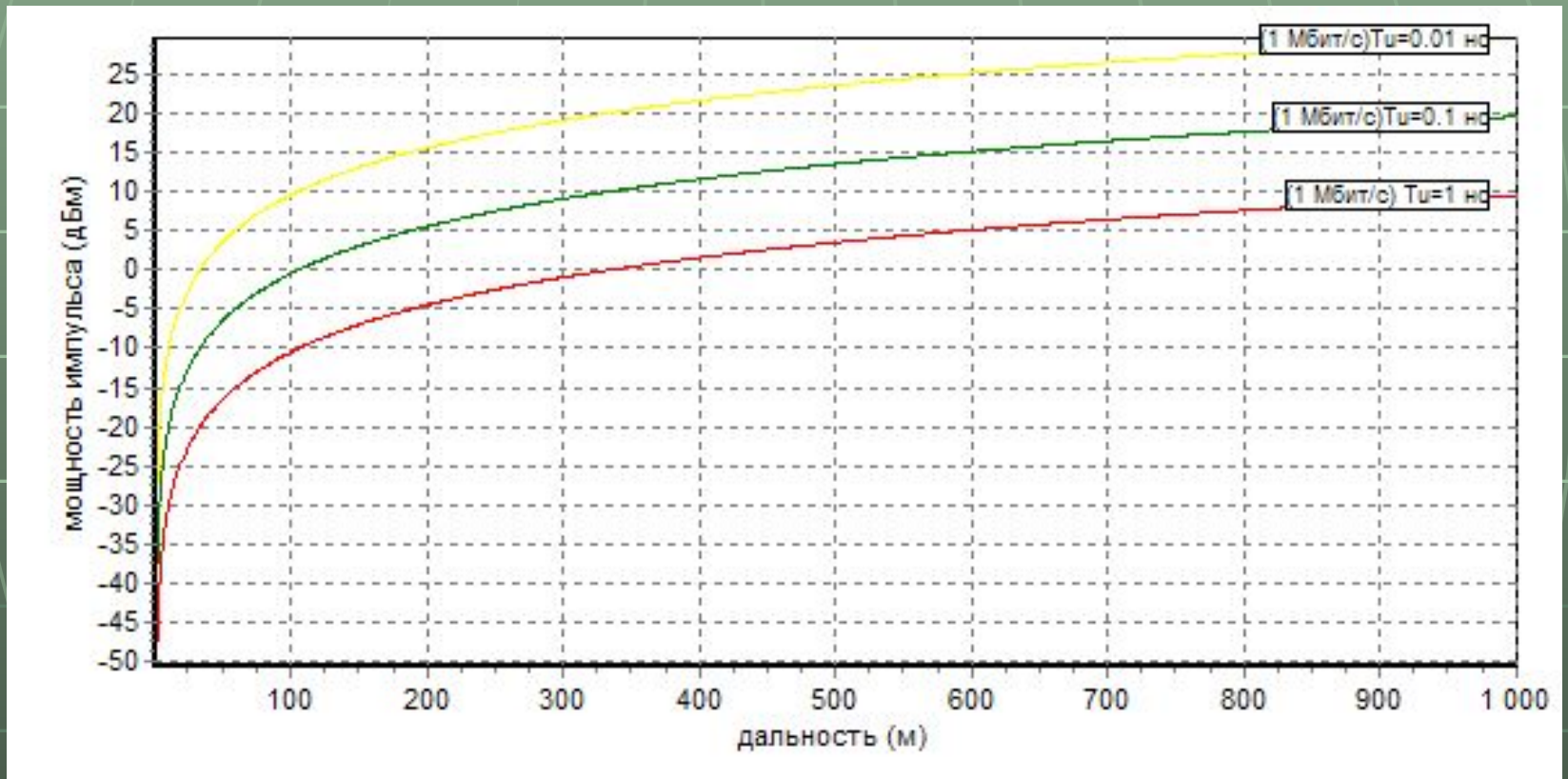
где

$\Pi = 1/\tau$  - полоса частот сигнала

$N_{\Sigma} = P_{\Sigma} /$  - спектральная плотность мощности помех,  
внешних и внутренних шумов приемника

# Зависимость требуемой мощности импульса от максимальной дальности связи для различных значений длительности импульса

( $h=25$ ,  $n=100$ ,  $N_0=10e-18$  Вт/Гц)



# FCC & ГКРЧ Limits

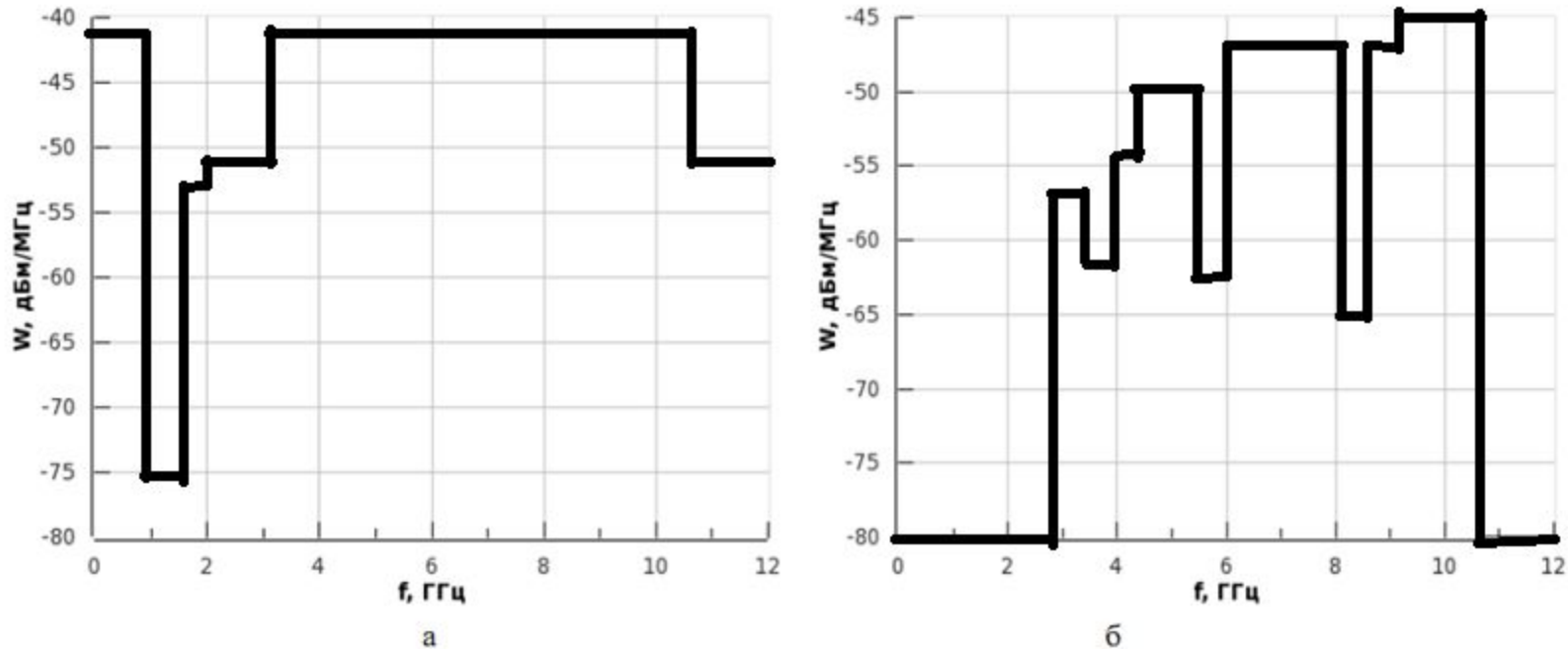


Рис. 1. (а) – маска максимальной спектральной плотности мощности, разрешённой FCC для работы СШП радиосистем, предназначенных для использования внутри помещений; (б) – маска максимальной спектральной плотности мощности, для СШП радиосистем, предназначенных для применения внутри помещений в РФ, утверждённая Решением ГКРЧ №09-05-02 от 15.12.2009

# Максимальная эффективная излучаемая мощность

$$P = \sum_{n=1}^9 \int_{f_H}^{f_B} W_{n(\text{пер})}(f) df, \quad (1)$$

где  $W_{n(\text{пер})}(f) = \text{const}$ , значение которой определяется из [2], рис.1б,  $n$  – номер частотного участка.

$$P = 0.555 \text{ мВт} (-2.55 \text{ дБм}) \quad (\text{FCC})$$

$$P = 0.112 \text{ мВт}, (-9.5 \text{ дБм}) \quad (\text{ГКРЧ})$$

# Эффективность СШП сигнала

$$\eta = \frac{\int_{F_{\text{н}}}^{F_{\text{в}}} W_{\text{сиг}}(f) df}{\int_{F_{\text{н.рег}}}^{F_{\text{в.рег}}} W_{\text{рег}}(f) df}, \quad (2)$$

где  $F_{\text{н}}$  и  $F_{\text{в}}$  — нижняя и верхняя границы рабочего спектра сигнала в пределах разрешённого диапазона,  
 $W_{\text{сиг}}(f)$  — функция спектральной плотности мощности сигнала,  
 $F_{\text{н.рег}}$  и  $F_{\text{в.рег}}$  — нижняя и верхняя разрешённые частоты работы СШП системы,  
 $W(f)_{\text{рег}}$  — функция максимально допустимой плотности мощности по правилам регулирования.

# Эффективность гауссовского импульса 50%

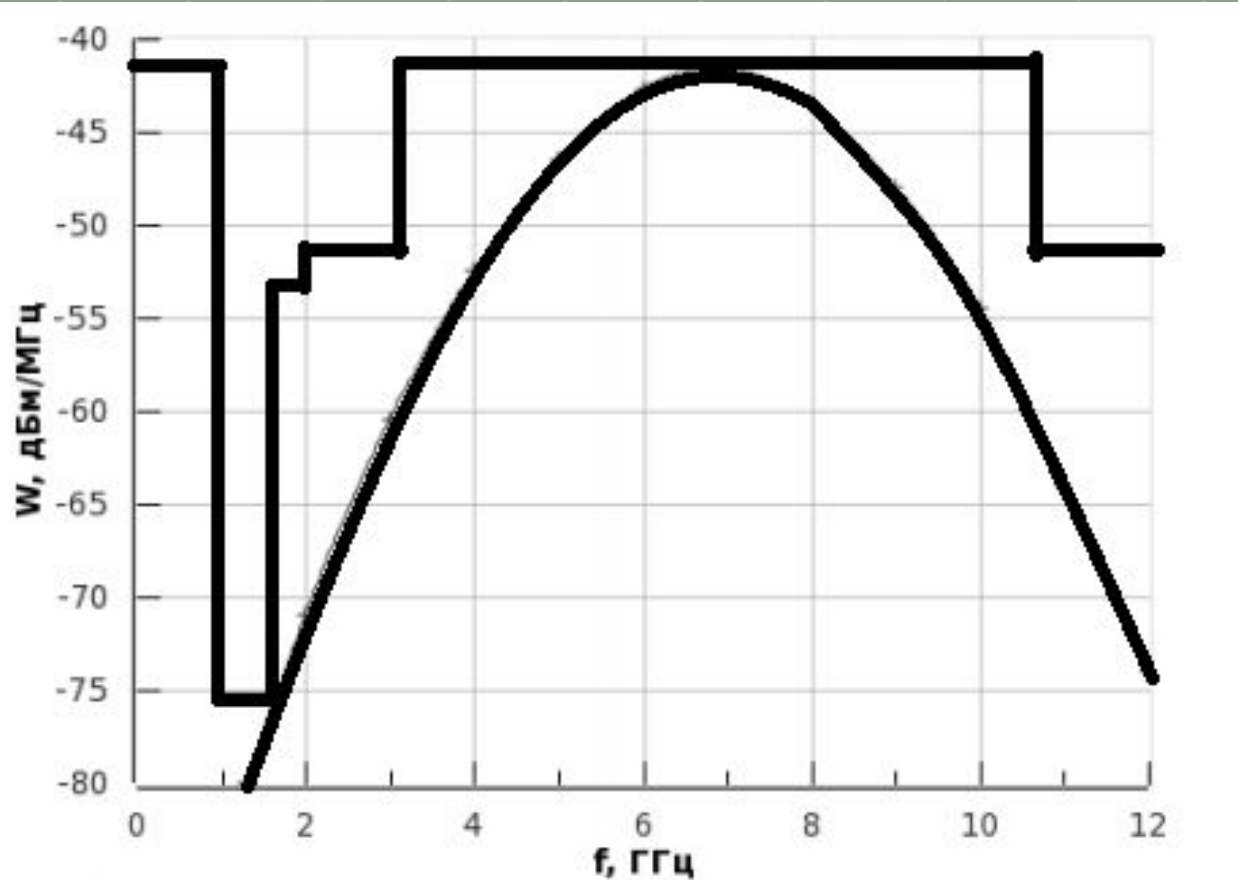


Рис.2. К понятию эффективности СШП сигнала.

# Методы повышения эффективности СШП сигнала

- Использование импульсов сложной формы, формирующих спектр заданного вида;
- генерация сложного сигнала, состоящего из большого количества спектральных лепестков, с возможностью управления мощностью каждого компонента спектра;
- установка на выходе передатчика фильтров, формирующих заданную форму спектра, при этом сложная форма импульса во временной области в процессе прохождения сигнала через фильтр.



# Мощность сигнала на входе приёмника

$$P_2 = \frac{P_1 G_2 \lambda^2}{(4\pi r)^2}, \quad (3)$$

$P_1$  – ЭИМ передатчика Вт, здесь учтён коэффициент усиления передающей антенны,

$G_2$  – коэффициент усиления приёмной антенны

$\lambda$  – длина волны сигнала, м

$r$  – расстояние между приёмником и передатчиком, м

# Мощность шума на входе приёмника

$$N = k \cdot T \cdot B \cdot n, \quad (4)$$

$k$  — постоянная Больцмана

$T$  — шумовая температура

$B$  — рабочая полоса частот, Гц

$n$  — коэффициент шума приёмника,

При  $n=10$ , мощность шумов в полосе частот, согласно (4), будет составлять:

320 пВт (−64.93 дБм), для российского диапазона 2.85 – 10.6 ГГц

310 пВт (−65.07 дБм) для диапазона FCC .

- Используя (3) и (4), можно рассчитать и сравнить значения отношения сигнал/шум (Signal to Noise Ratio — SNR) на входе приёмника для двух видов систем в зависимости от расстояния между приёмником и передатчиком.
- Длины волн импульсов при этом будут равны 4.38 и 4.5 см, ЭИМ 0.444 мВт и 0.09 мВт, для FCC и ГКРЧ соответственно. Результаты расчёта, выполненного в диапазоне расстояний 0.5 – 20 метров с шагом 0.1 м, показаны на рис.3.

# Отношение сигнал-шум

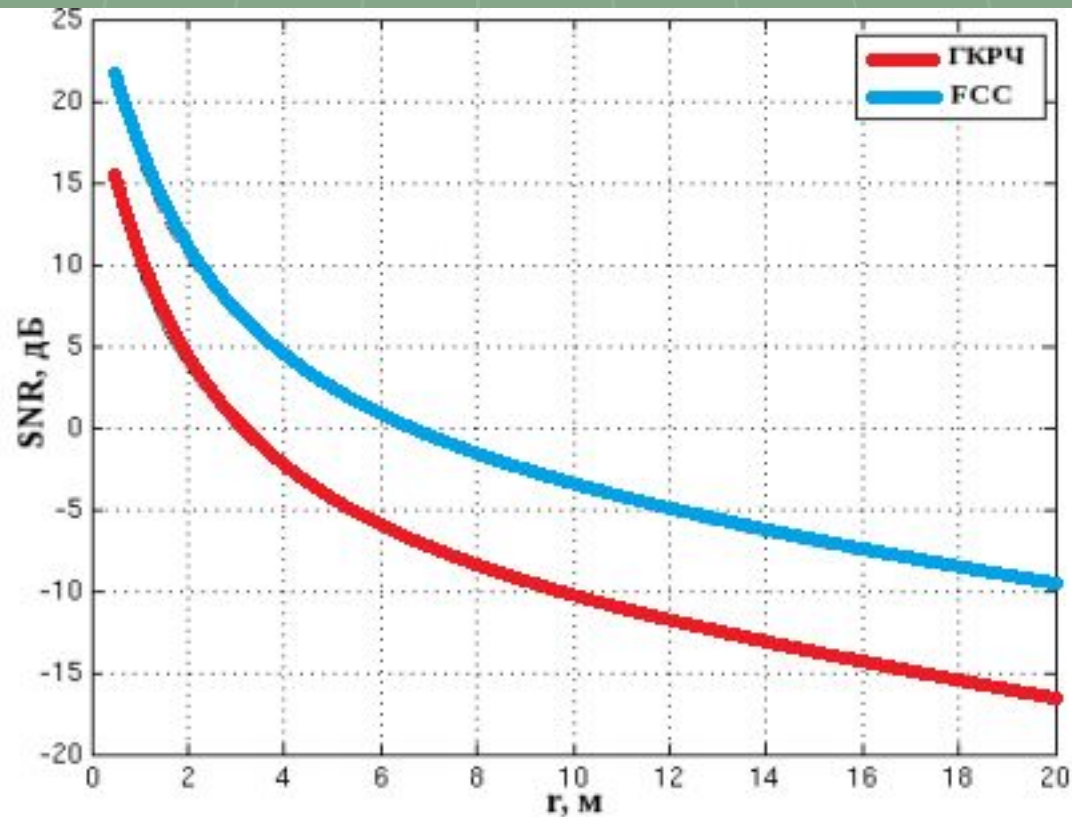


Рис.3. Зависимость отношения сигнал/шум от расстояния для FCC и ГКРЧ систем.

# Дальность действия системы

- Параметры импульсной последовательности, скорость передачи

Битовая энергия сигнала из последовательности импульсов:

$$E_b = P \cdot N_p \cdot T_p, \quad (5)$$

$P$  — мощность сигнала, Вт

$N_p$  — количество импульсов, используемых для передачи одного бита

$T_p$  — период повторения импульсов, с

- Отношение битовой энергии к плотности мощности шума

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{P \cdot N_p T_p}{\frac{N}{B}} = \frac{P}{N} \cdot N_p T_p B = \frac{P}{N} \cdot \frac{B}{R}, \quad (6)$$

$$R = \frac{1}{N_p T_p} = \frac{1}{N_p \cdot \tau_{\text{и}} \cdot q}, \quad (7)$$

$N$  — мощность шума, Вт

$B$  — полоса сигнала, Гц

$R$  — скорость передачи данных, Бит/с

$N_0$  — плотность мощности шума, Вт/Гц

$\tau_{\text{и}}$  — длительность импульса

$q$  — скважность

- Исходя из средней частоты разрешённого ГКРЧ диапазона – 6.725 ГГц, длительность импульса должна быть равной либо большей 150 пс, чтобы не выйти за границы разрешённых частот. На минимальную длительность импульсов накладываются ограничения, связанные с искажениями при распространении. Импульсы короче 100 пс применять нежелательно из-за сильных искажений даже на малых расстояниях.

## ■ Скважность последовательности выбирается с учётом следующих условий:

- наличие защитного интервала между импульсами, обеспечивающего отсутствие межимпульсной интерференции;
- возможность аппаратной реализации обработки последовательности импульсов;
- минимально возможная скважность при удовлетворении предыдущих условий, для достижения максимальной скорости.

Исходя из рассмотренных требований, для примера, возьмём следующие показатели последовательности:

- длительность импульса — 150 пс;
- скважность последовательности — 4;
- количество импульсов, для передачи одного бита — 10.



- При этих параметрах согласно (7), теоретическая скорость передачи информации будет составлять 167 Мбит/с.
- Рабочая группа IEEE по стандарту 802.15.3а сформировала модель СШП канала внутри помещения, в которой учтено многолучевое распространение. На основе экспериментальных данных установлено, что время реакции канала на импульс составляет 10 – 20 нс.
- Если увеличить скважность до 100, так, чтобы реакция канала не влияла на следующий импульс, при сохранении остальных параметров последовательности, получаем скорость менее 10 Мбит/с, что применимо только для низкоскоростных приложений.
- Для достижения высоких скоростей передачи требуется принимать следующий импульс на фоне помех от многолучевого распространения предыдущих импульсов.

# Time Hopping

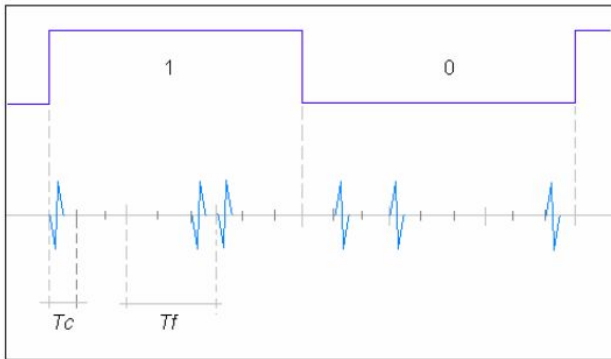


Figure 2.6 Example of TH-UWB with Bi-Phase Modulation

In TH-UWB, the transmitted signal for one user using antipodal bi-phase signal is defined as:

$$s_{tr} = \sum_{j=-\infty}^{j=\infty} w_{tr}(t - jT_f - c_j T_c)(2d_{j/N_s} - 1) \quad 2.5$$

Where:

$w$  is the pulse waveform

$T_f$  is the pulse repetition time

$c_j$  is a pseudorandom code different for each user

$T_c$  is a slot time

$d$  is the binary data

$N_s$  is an integer which indicates the number of pulses transmitted for each bit

# Time Hopping

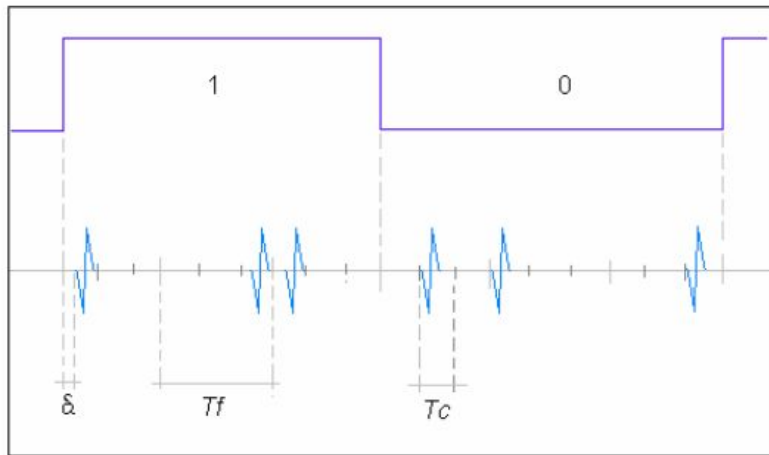


Figure 2.7 Example of TH-UWB using PPM Modulation

$$s_{tr} = \sum_{j=-\infty}^{j=\infty} w_{tr}(t - jT_f - c_j T_c - \delta d_{j/N_a})$$

2.6

Where:

$w$  is the pulse waveform

$T_f$  is the pulse repetition time

$c_j$  is a pseudorandom code different for each user

$\delta$  is a fixed delay

$d$  is the binary data

# Direct Sequence

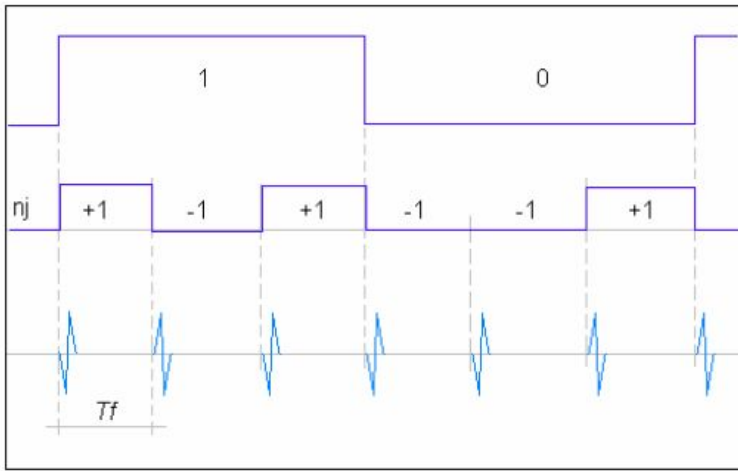


Figure 2.8 Example of DS-UWB using Bi-Phase Modulation

## 2.4.2 Direct Sequence UWB

In DS-UWB the transmitted signal for one user using binary antipodal modulation can be expressed as:

$$s_{tr} = \sum_{j=-\infty}^{j=\infty} w_{tr}(t - jT_f) n_j (2d_{j/N_s} - 1) \quad 2.7$$

Where:

$w$  is the pulse waveform

$T_f$  is the pulse repetition time

$n_j$  is a pseudorandom code which only takes values of  $\pm 1$

$d$  is the binary data

$N_s$  is an integer which indicates the number of pulses transmitted for each bit

# Direct Sequence

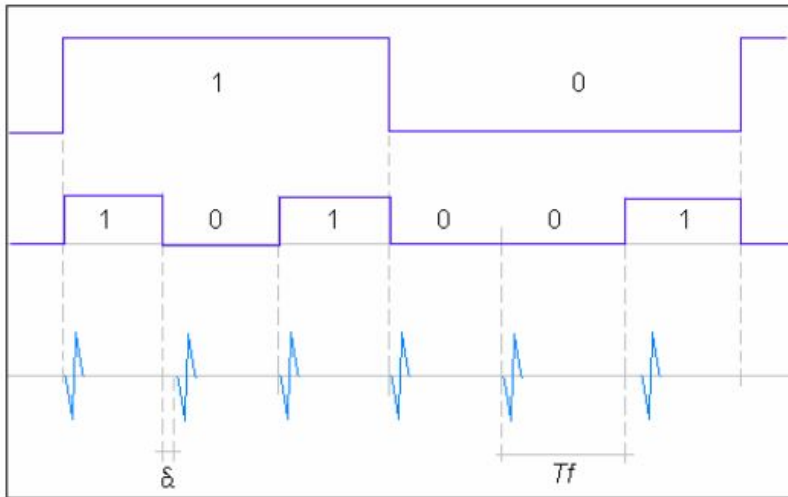


Figure 2.9 Example of DS-UWB using PPM Modulation

In DS-UWB, the transmitted signal for one user using PPM modulation can be expressed as:

$$s_{tr} = \sum_{j=-\infty}^{j=\infty} w_{tr}(t - jT_f - \delta d_{j/N_s} \oplus n_j) \quad 2.8$$

Where:

$w$  is the pulse waveform

$T_f$  is the pulse repetition time

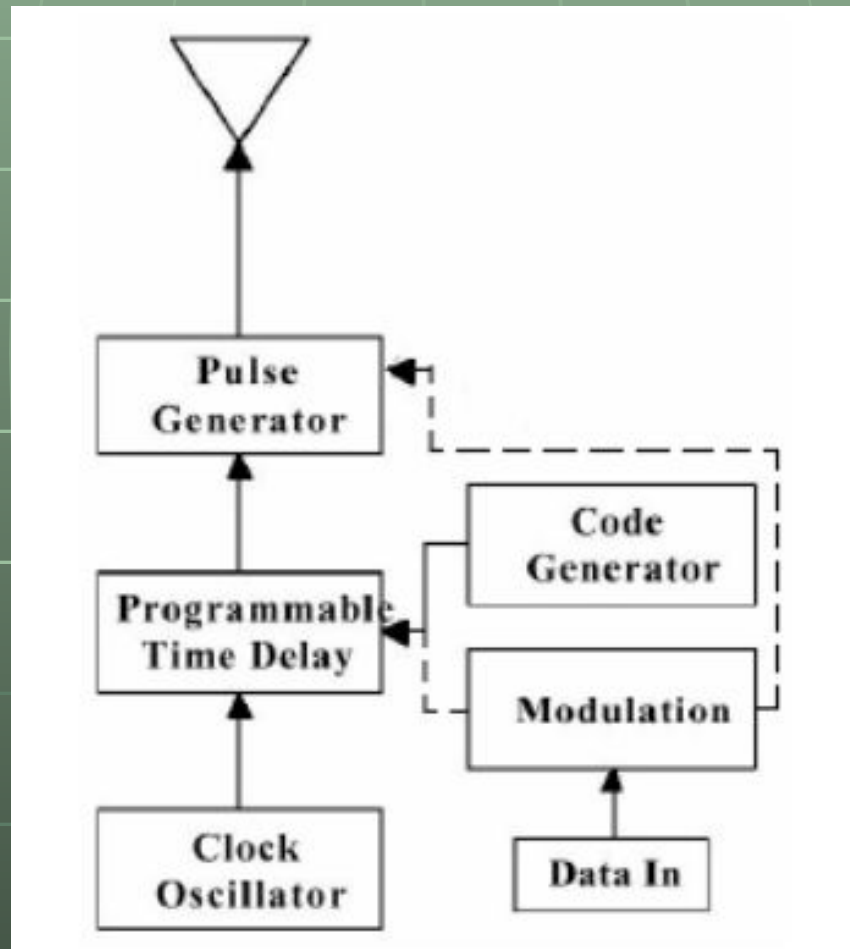
$n_j$  is a pseudorandom code which only takes values of 1 or 0

$d$  is the binary data

$\delta$  is a fixed delay

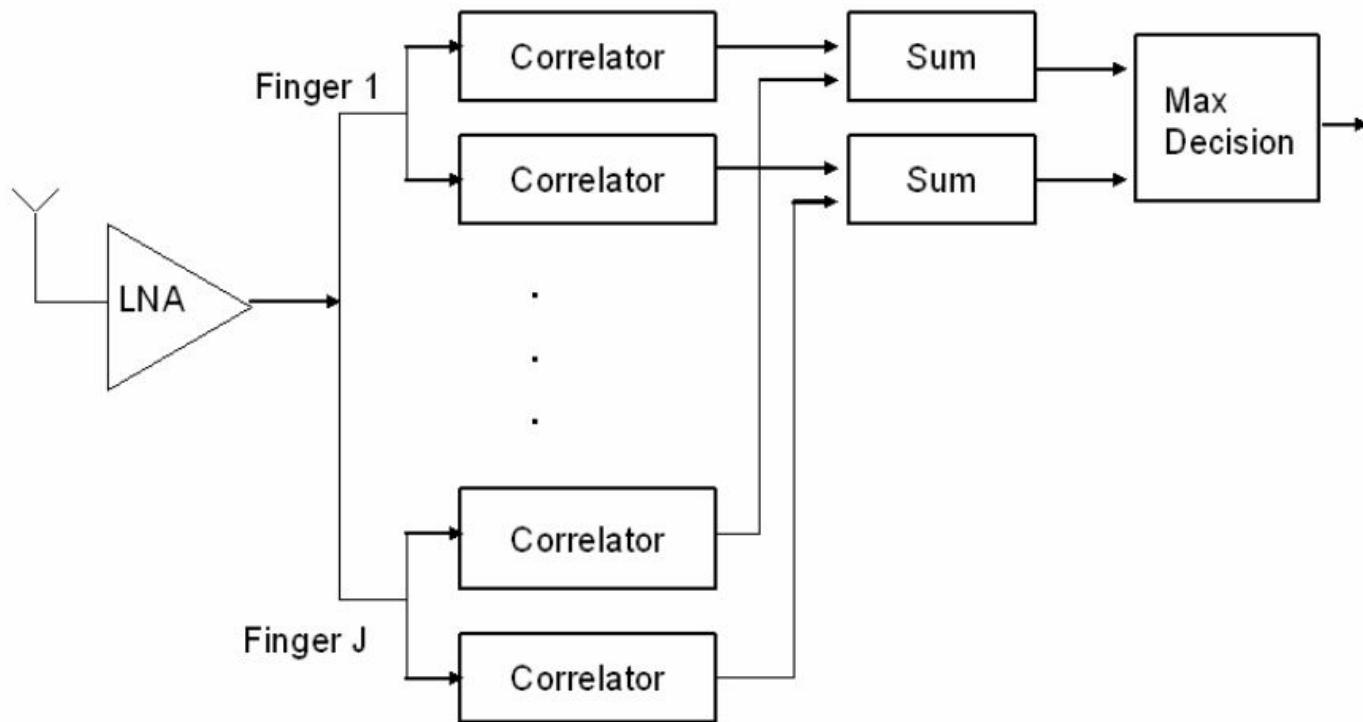
$N_s$  is an integer which indicates the number of pulses transmitted for each bit

# Структурная схема СШП передатчика



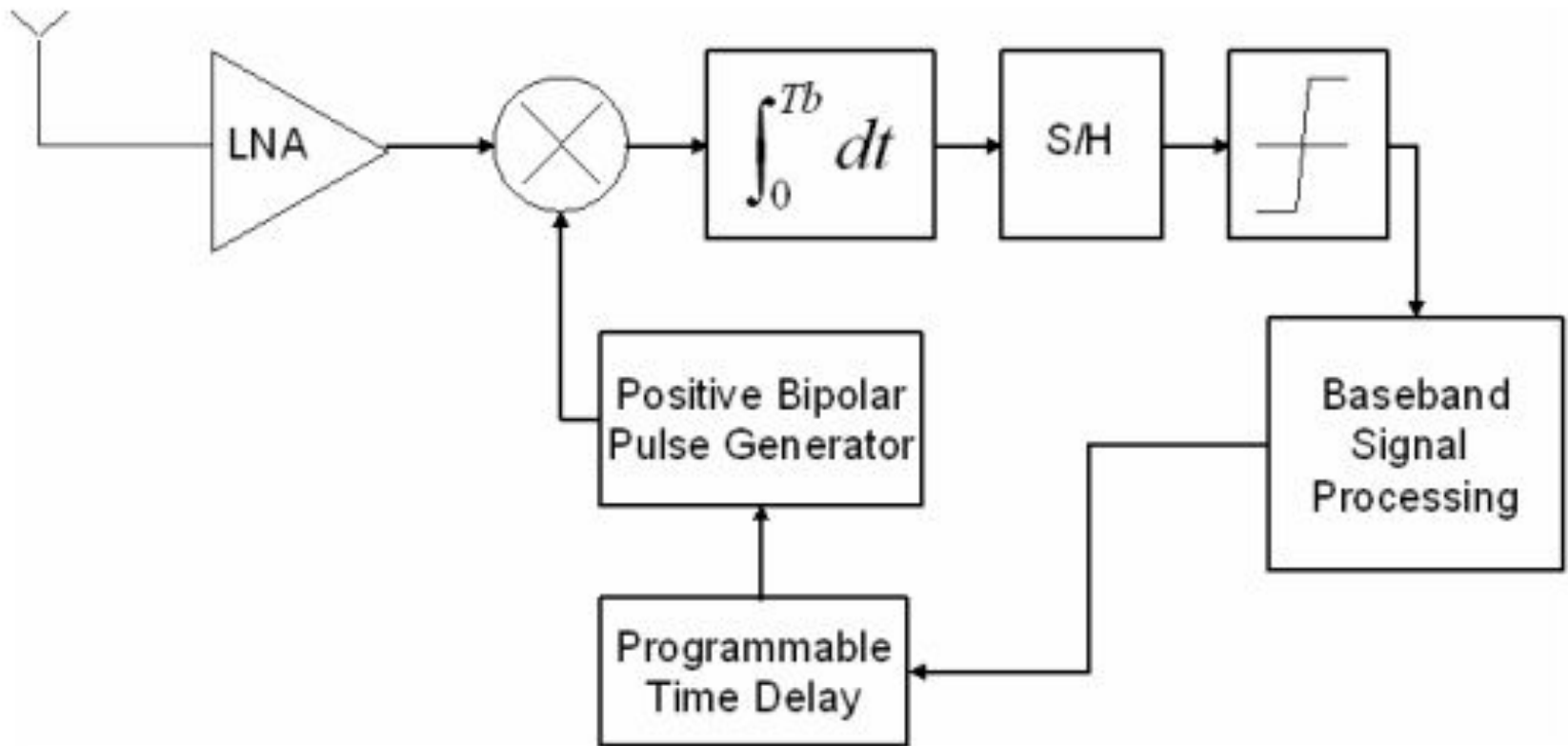
When the modulation is PPM, the blocks of modulation and code generation control a programmable time delay. If the modulation is Bi-Phase, the block of modulation controls the pulse generator. The programmable-time delay determines the time when the pulse generator will be triggered. In the case of TH-UWB, this block causes the time-hopping of the signal that permits the multiple access. Besides, it is used as data modulator when the scheme is PPM. In the DS-UWB, the programmable delay is only used if the signal has a PPM modulation scheme. In case of DS-UWB with Bi-Phase modulation, the programmable time delay is omitted, and the block of modulation and code generation control directly the pulse generator.

From the above descriptions it is possible to conclude that no carrier modulation is required in any stage which results in a simplified architecture. Also, as the required power level is very low, power amplifiers are not needed. Finally, the antennas behave as filters, and therefore their effect must be considered.

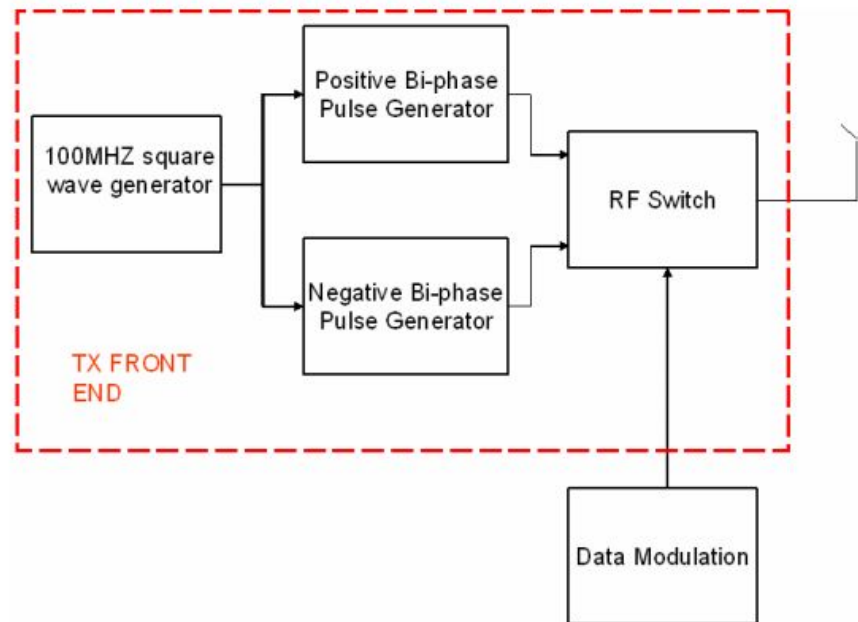


**Figure 2.12 RAKE Receiver with  $J$  fingers**

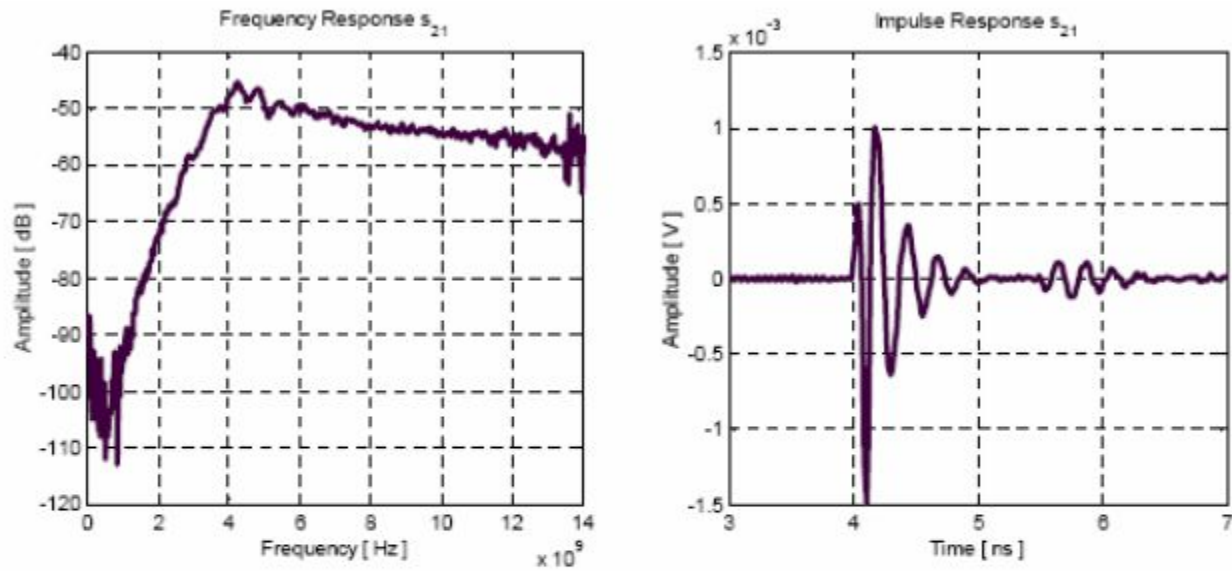




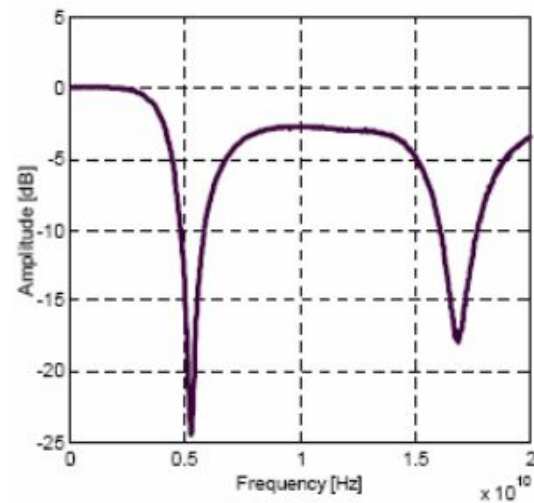
**Figure 2.13 Correlation Receiver**



**Figure 3.1 Structure of the Transmitter**



**Figure 3.3 Frequency and Impulse Response of the monopole antennas [8]**



**Figure 3.4 Return Loss of the monopole antenna [8]**

# Антенна Вивальди

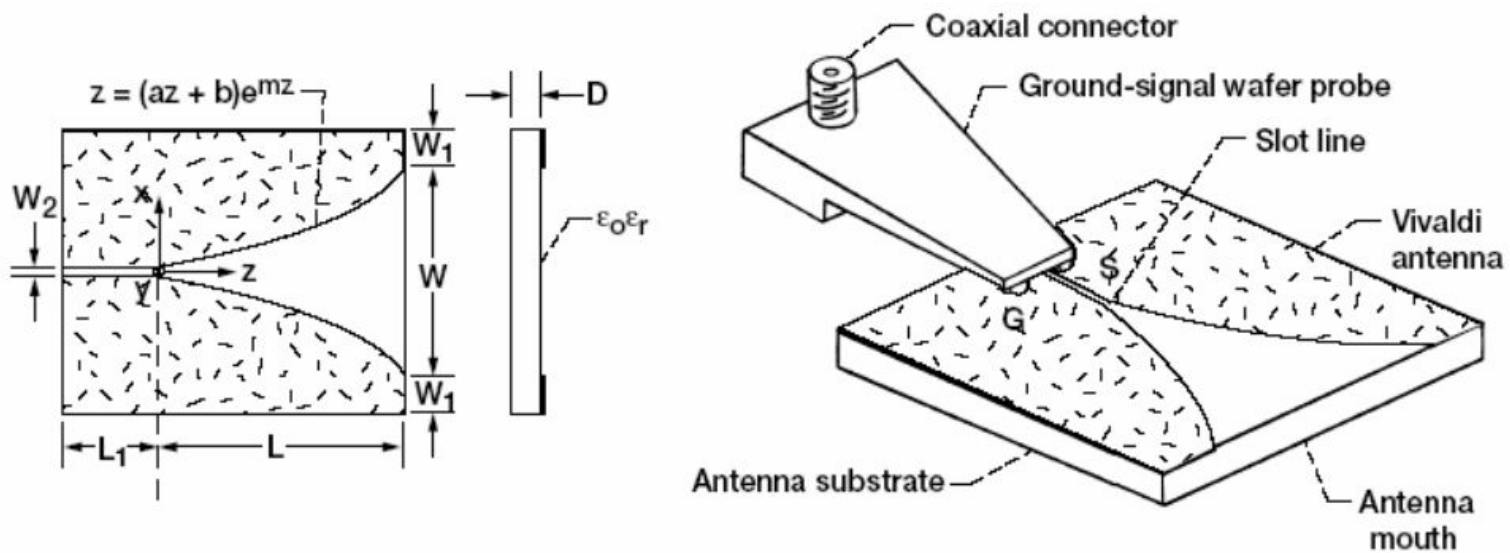
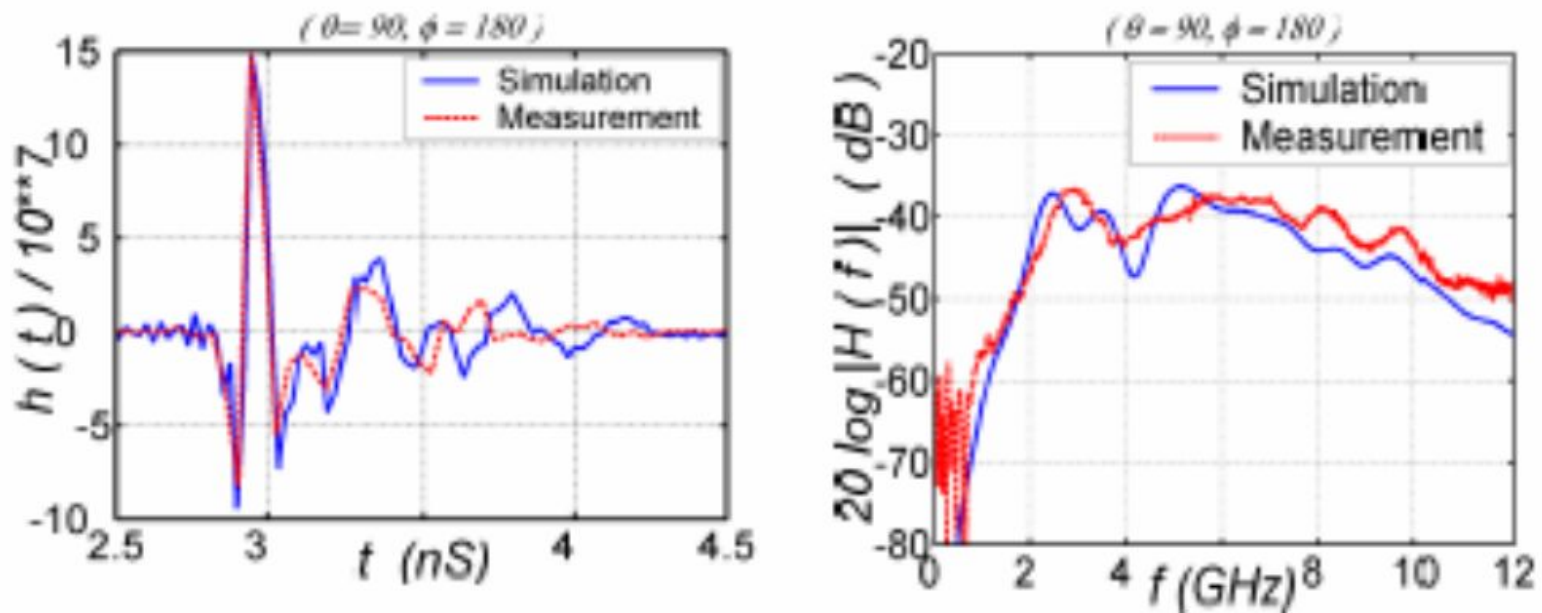
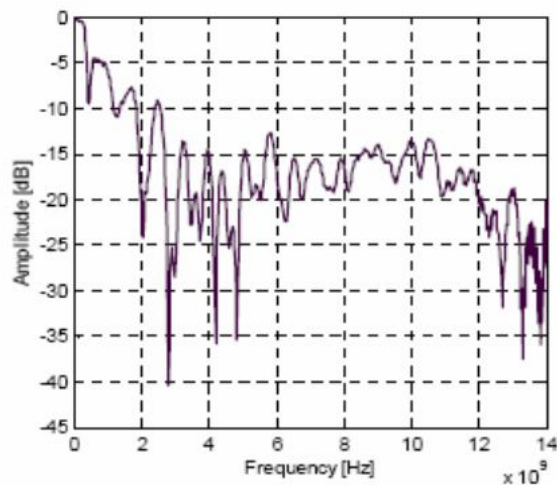


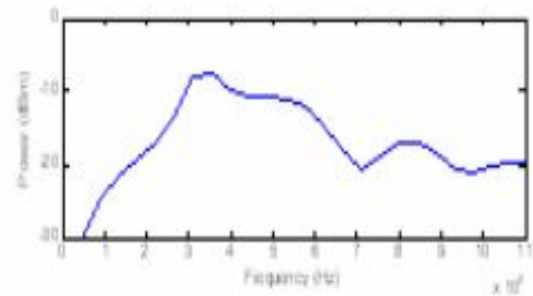
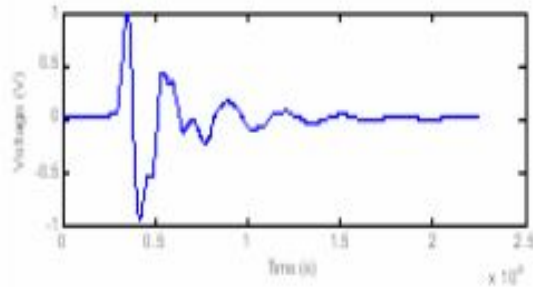
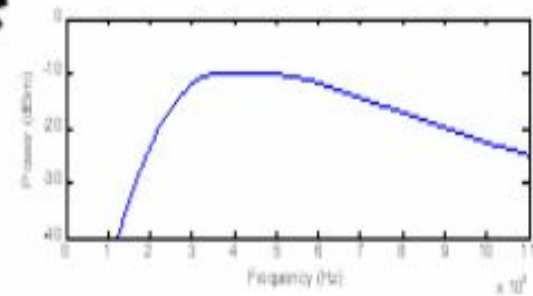
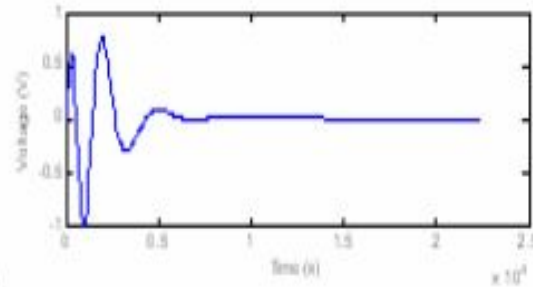
Figure 3.5 Vivaldi Antenna [9]



**Figure 3.6 Impulse and Frequency response of the Vivaldi Antenna [9]**

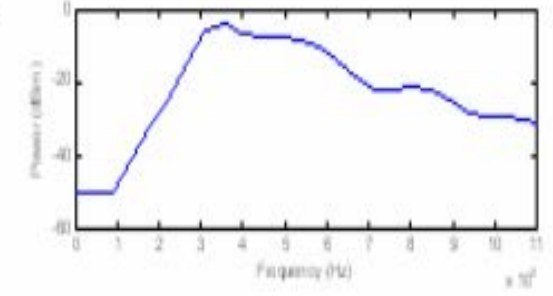
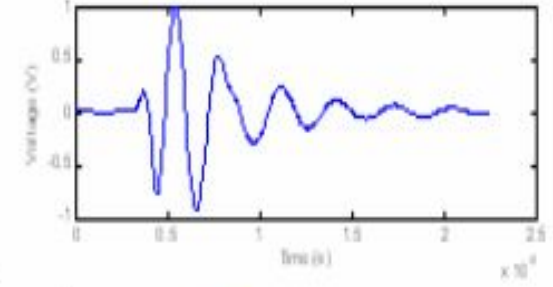


**Figure 3.7 Return Loss of the Vivaldi Antenna [8]**

$x(t)$  $h(t)$ 

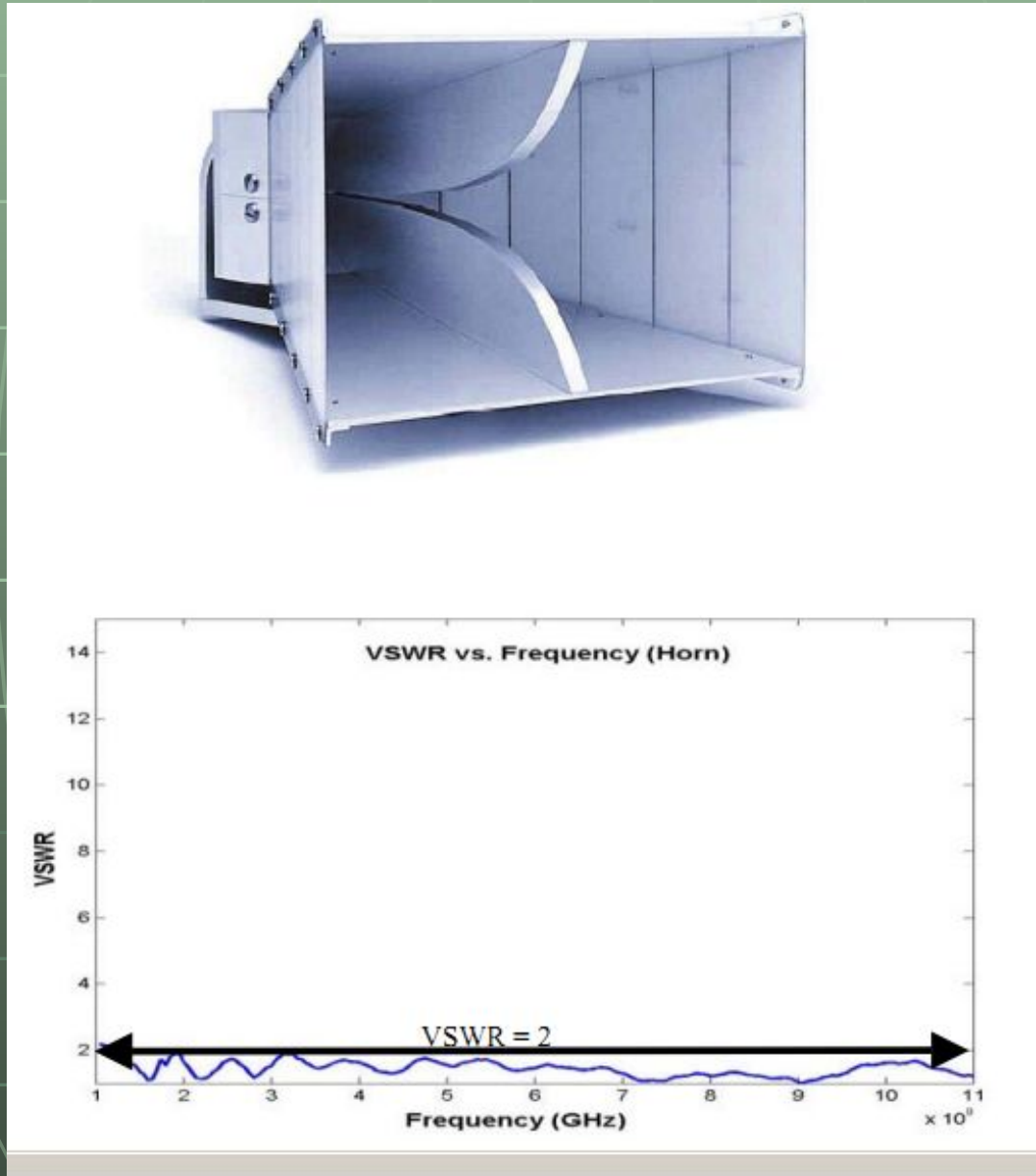
\*

=

 $y(t)$ 

**Figure 5.3 convolution of monocycle and antennas impulse response**

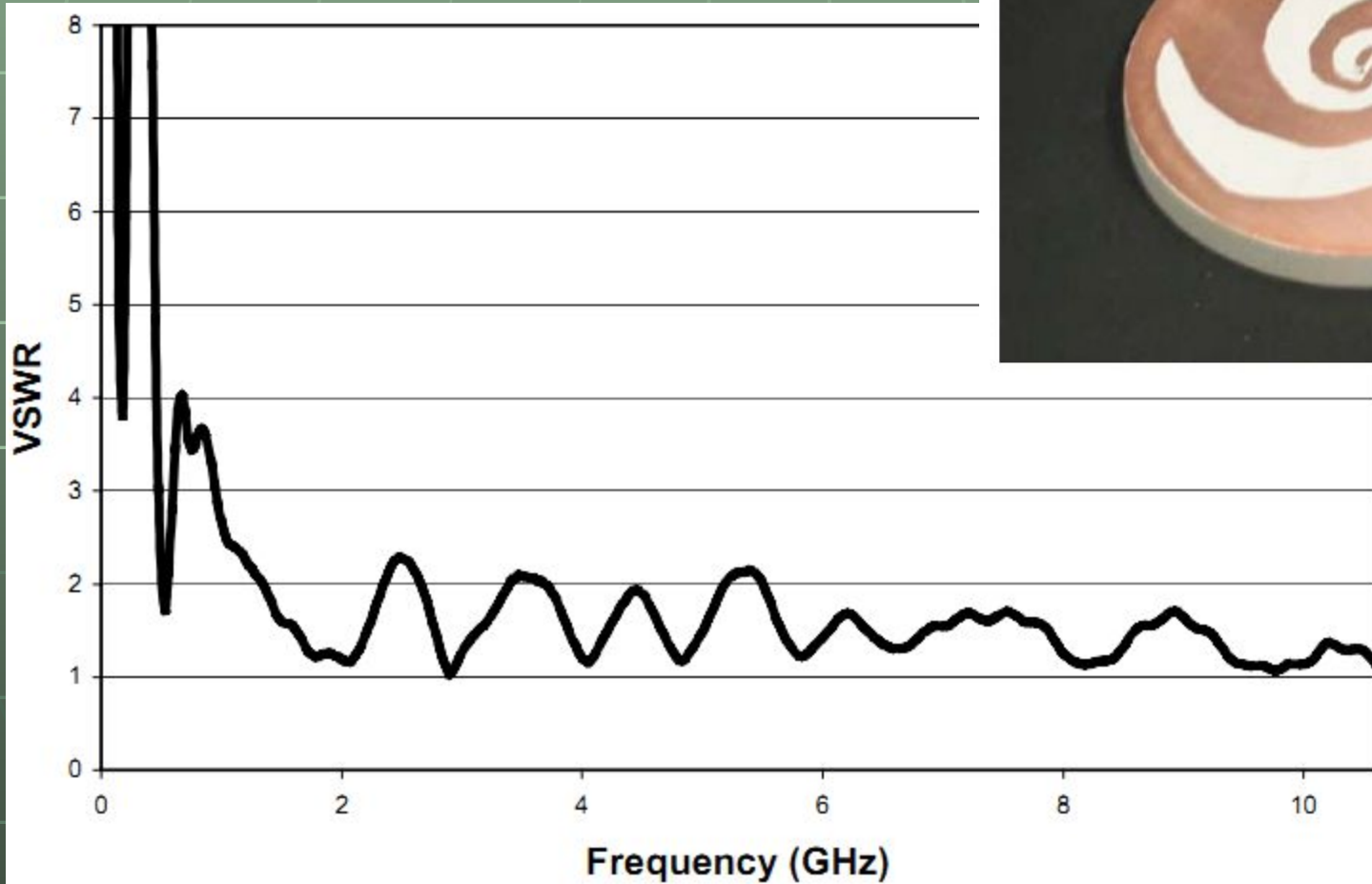
# Рупорная антенна

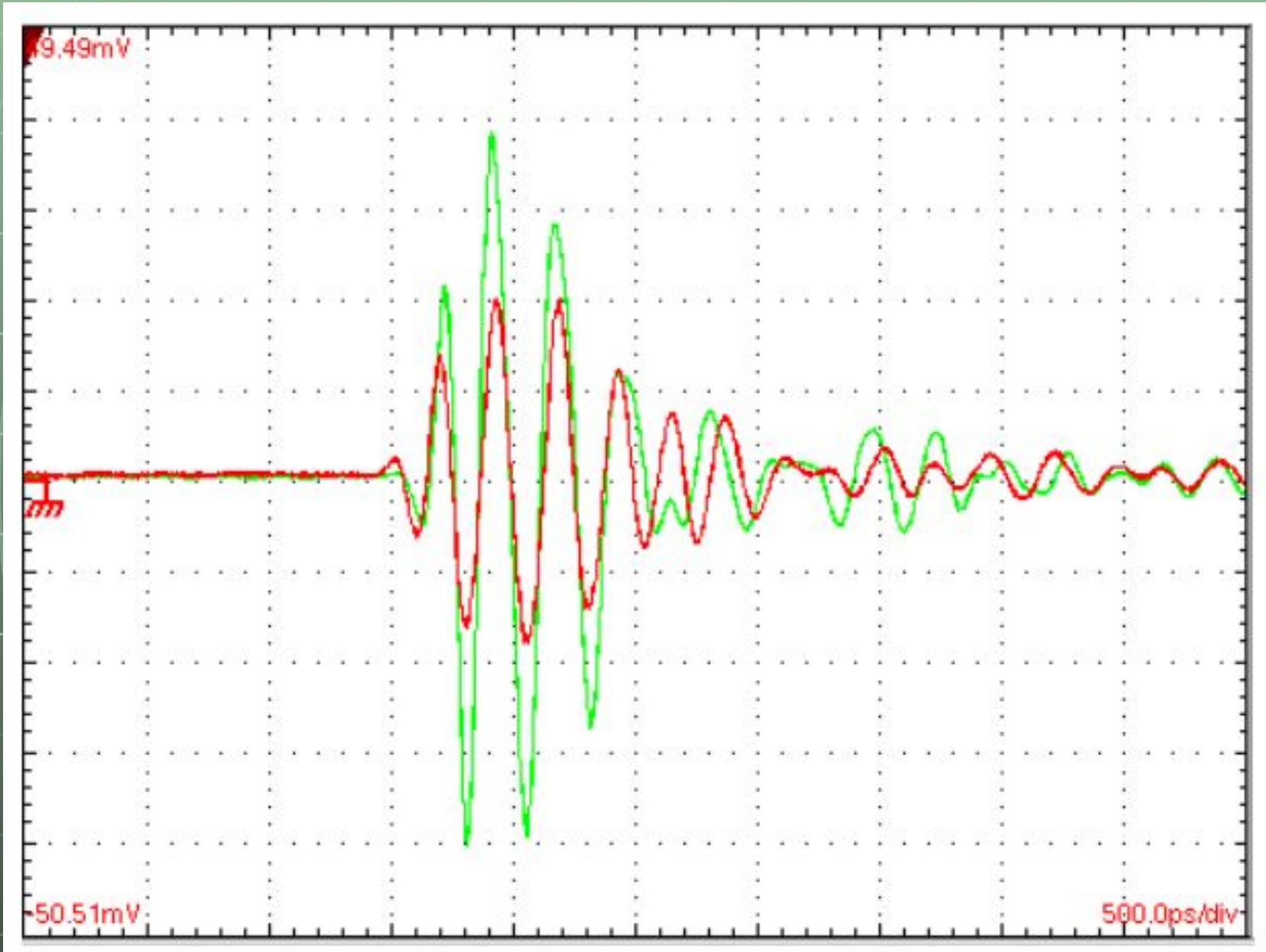




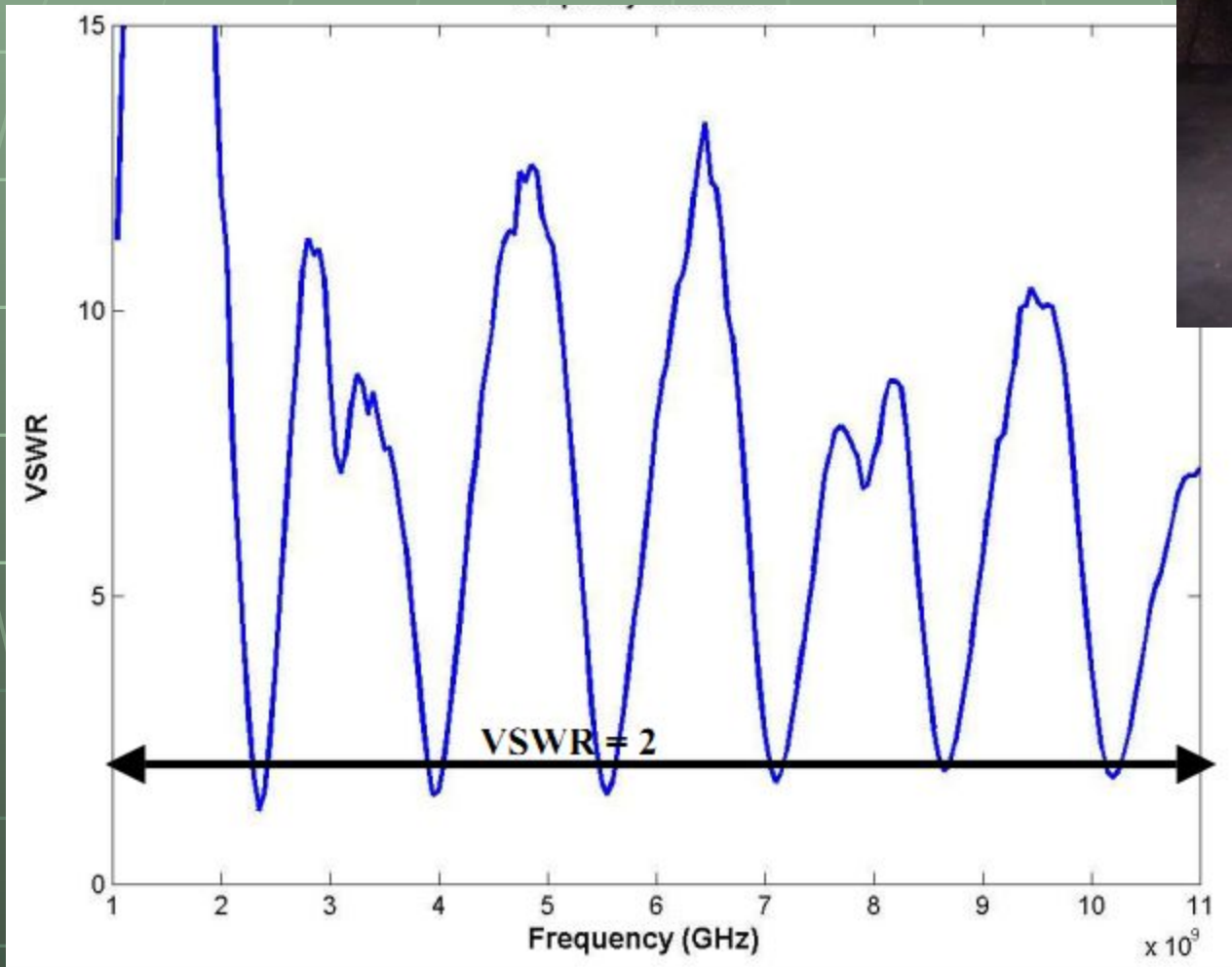


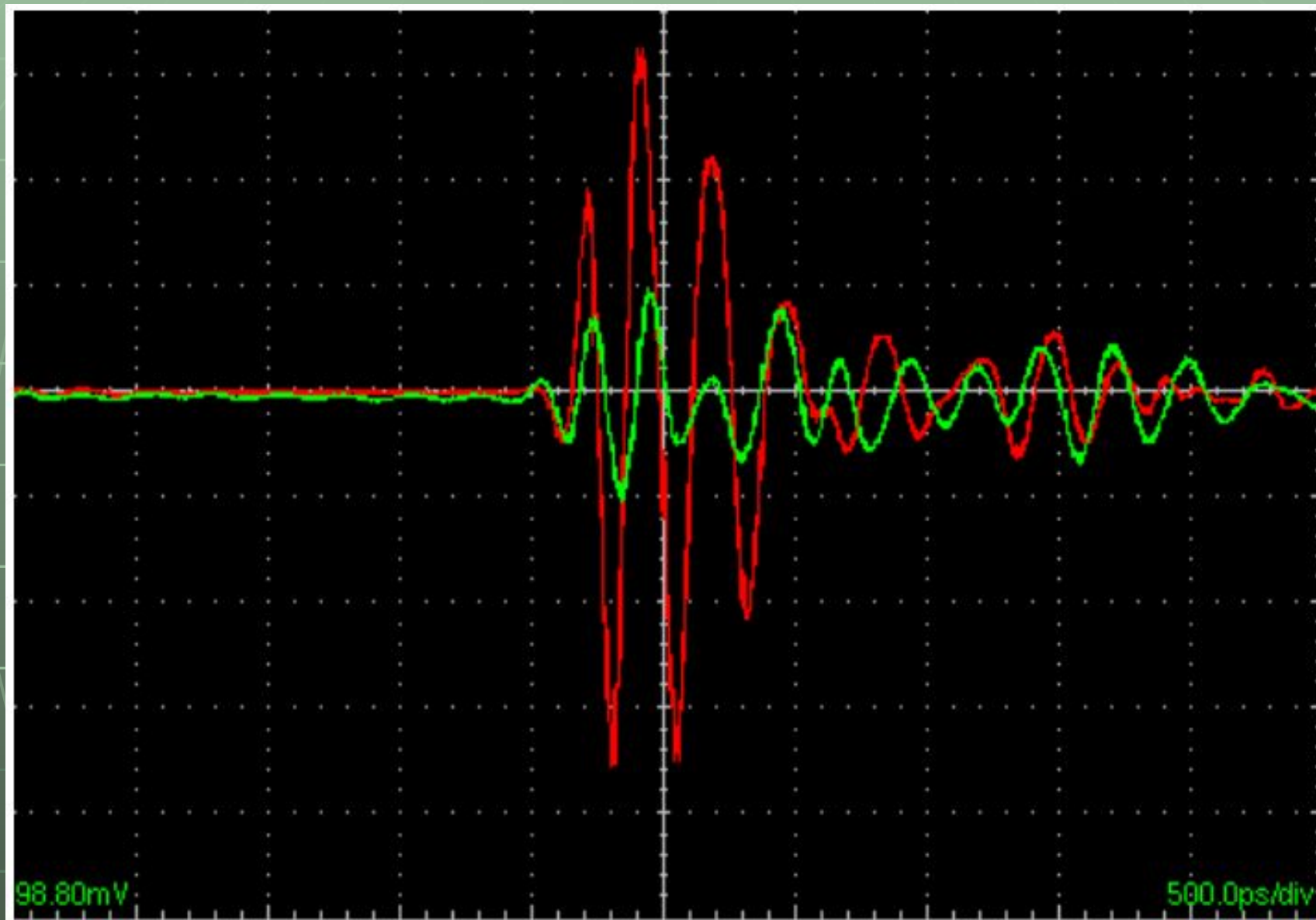
# Спиральная антенна



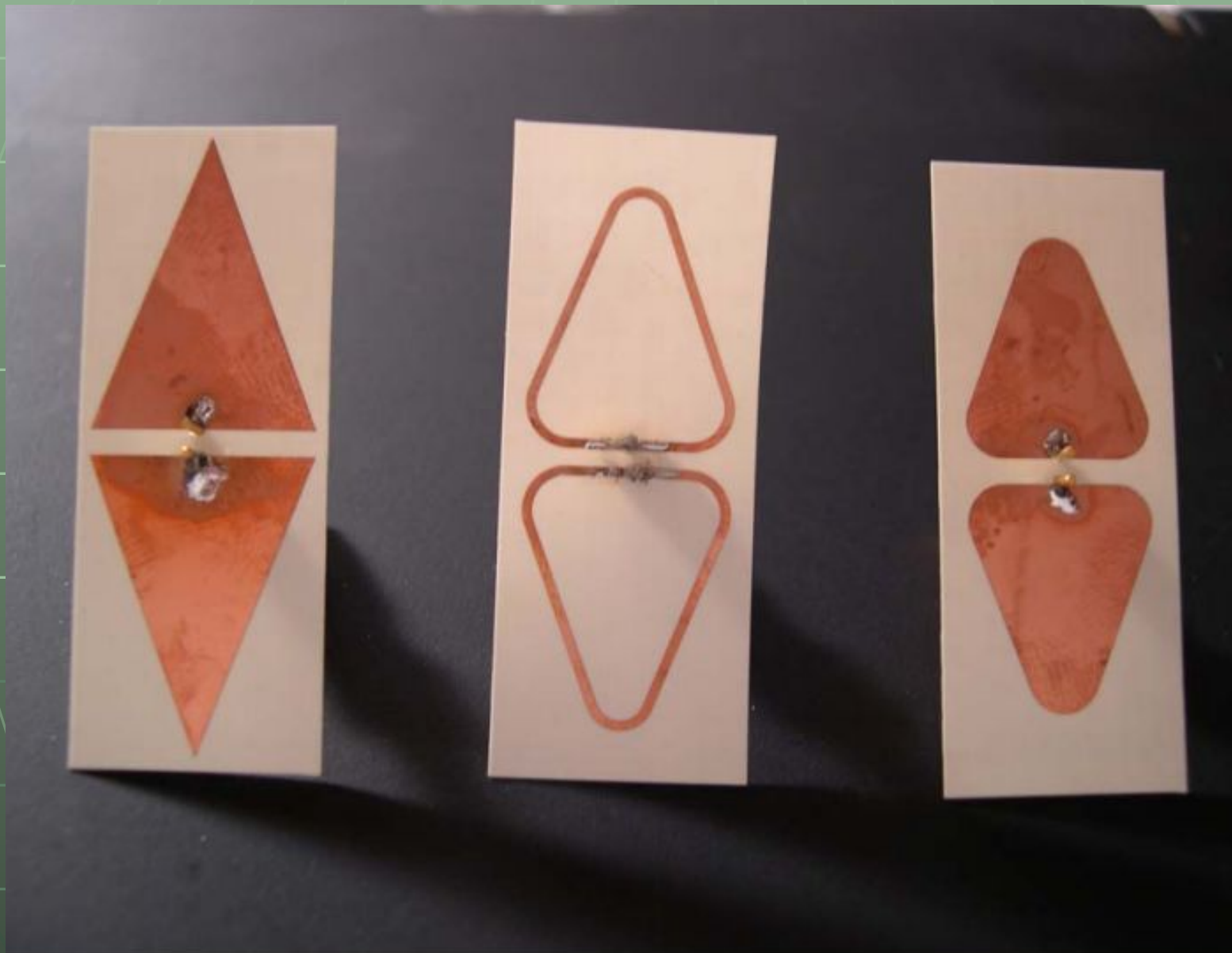


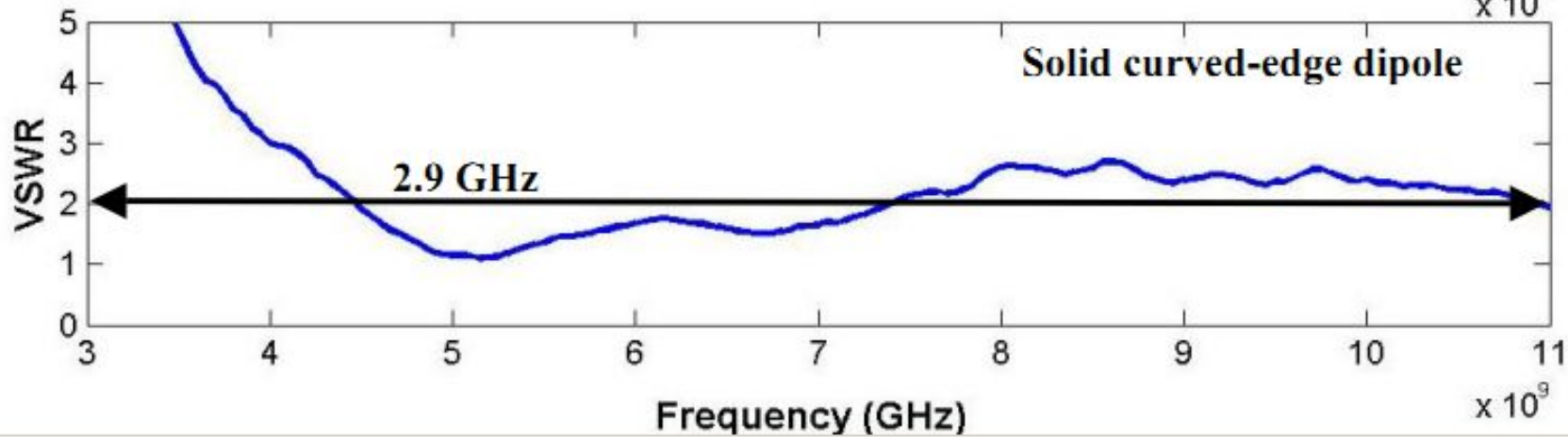
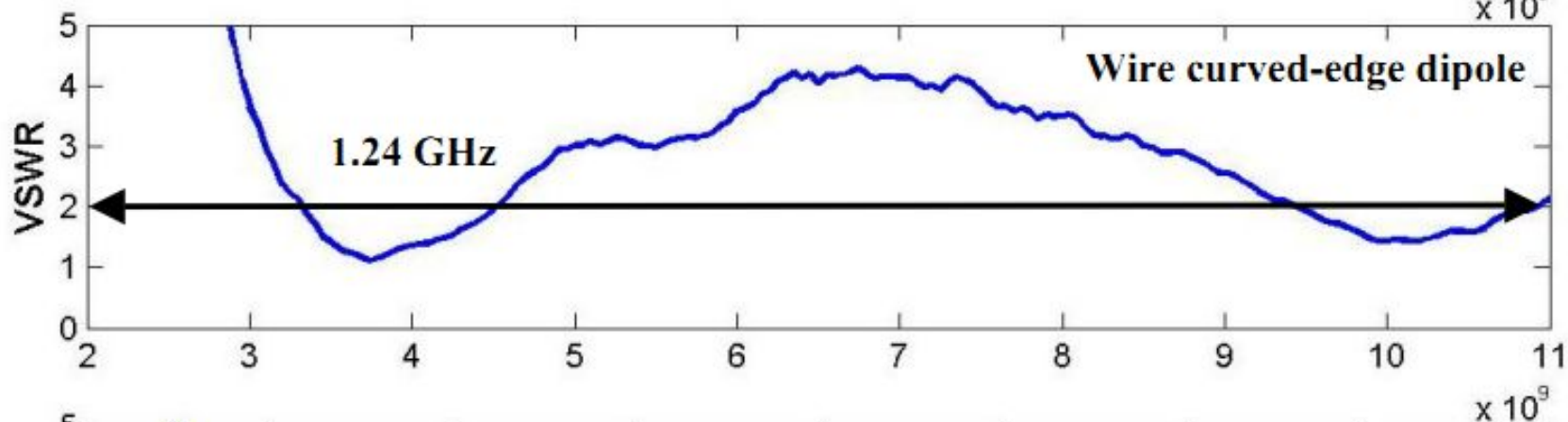
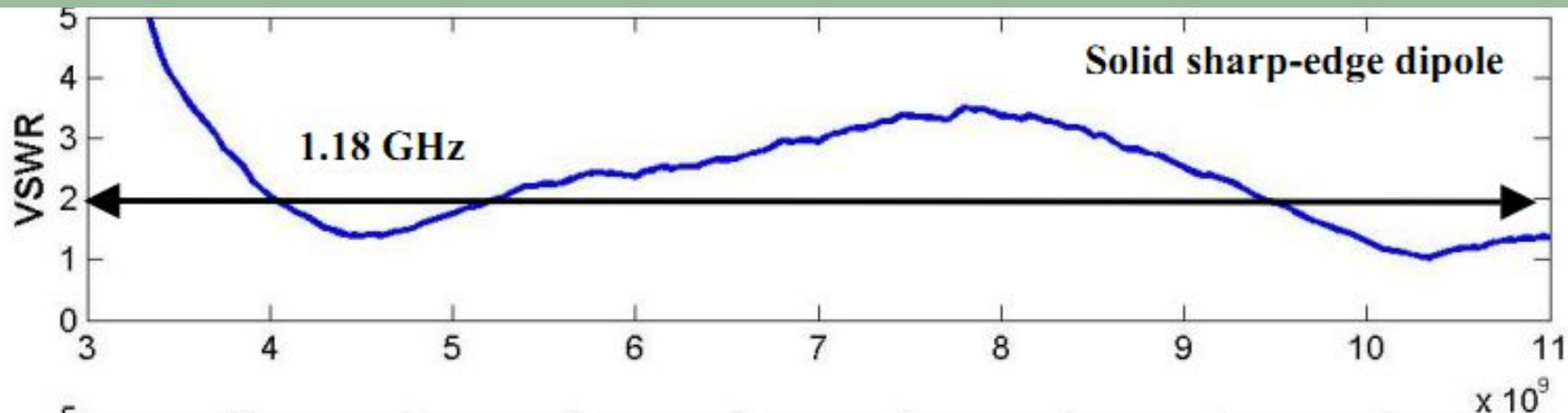
# Проволочная антенна



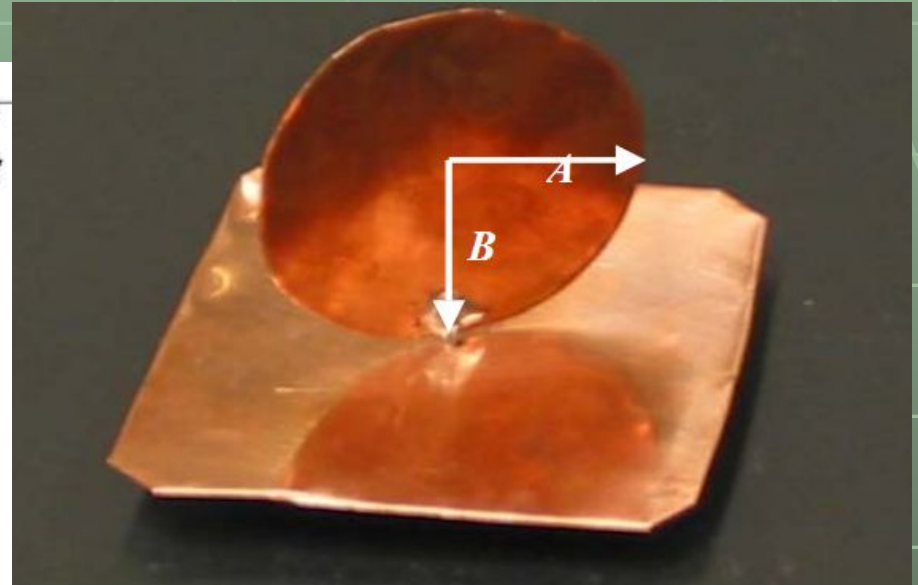
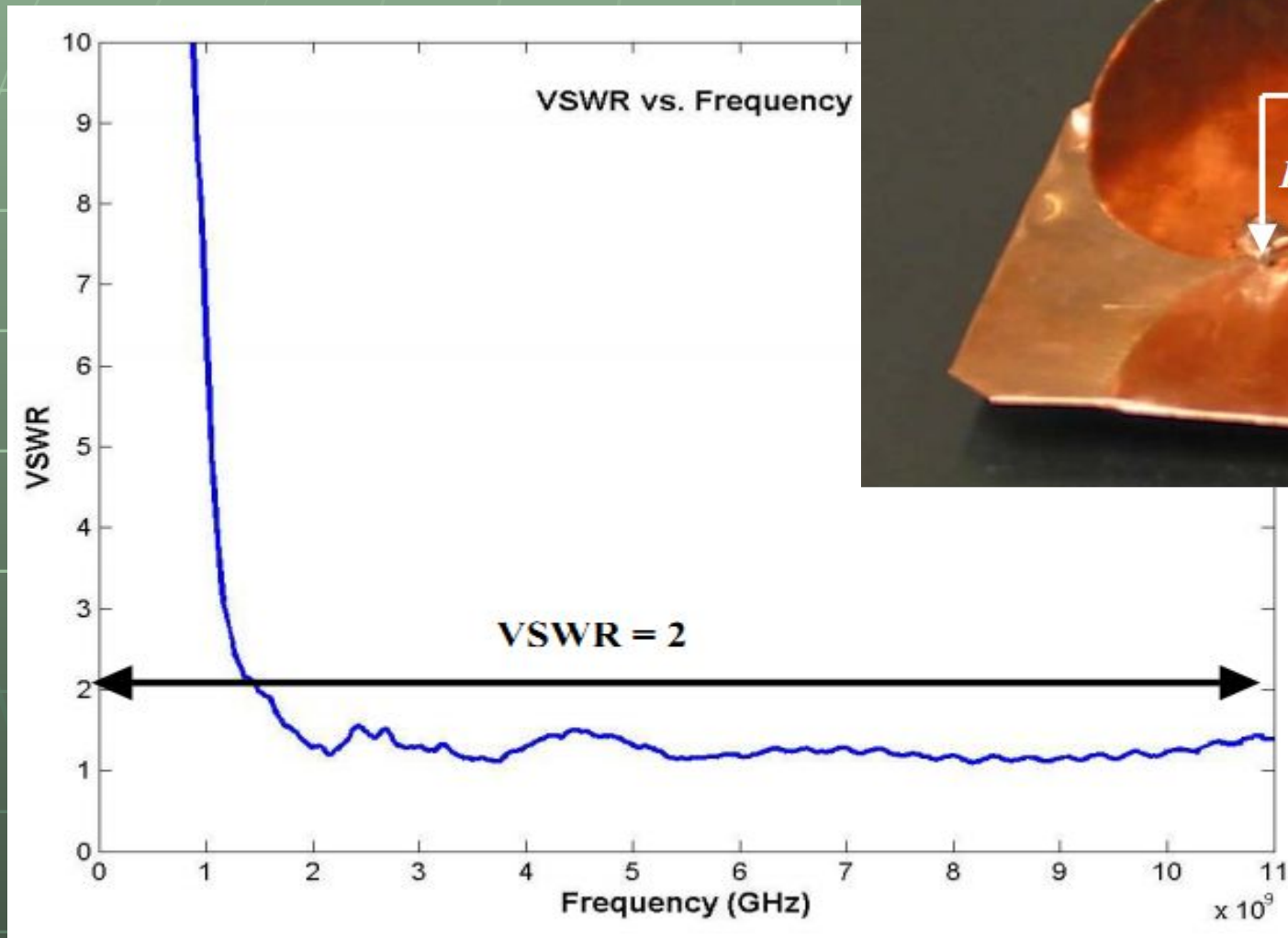


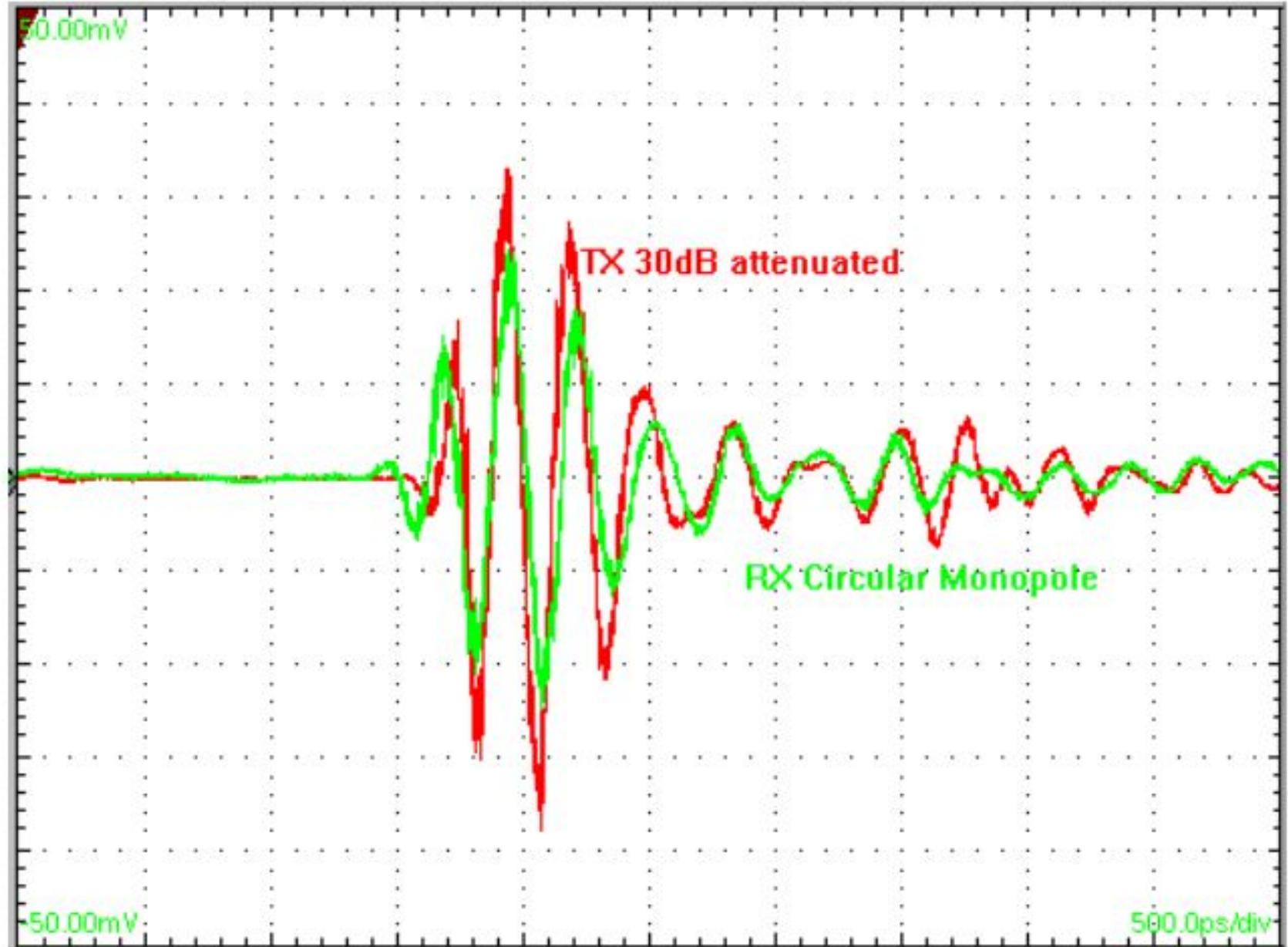
# Diamond - антенна





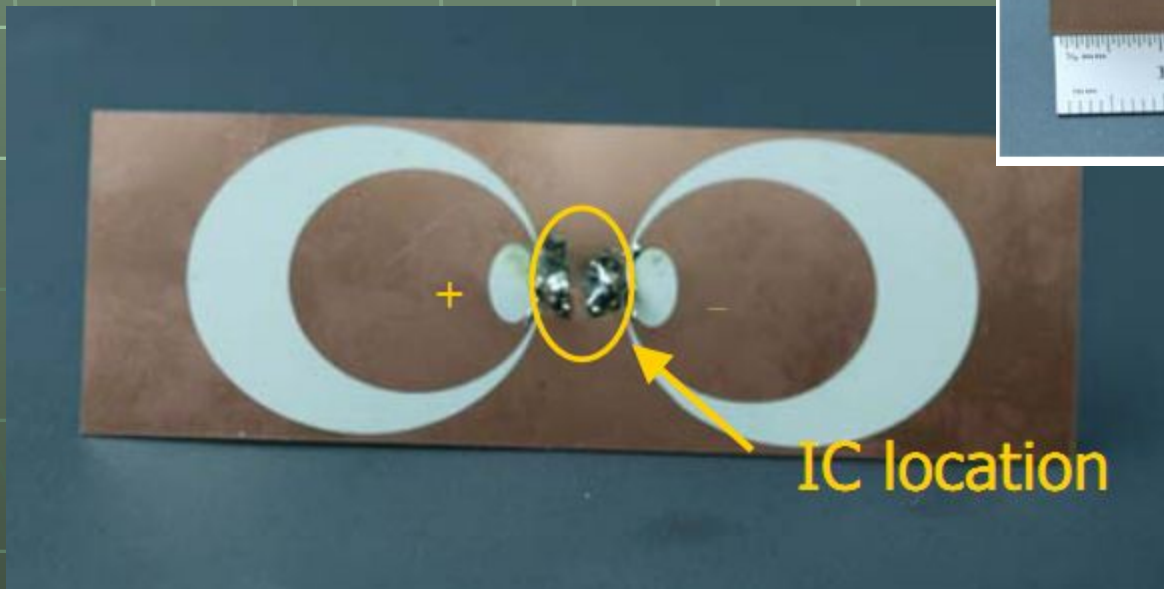
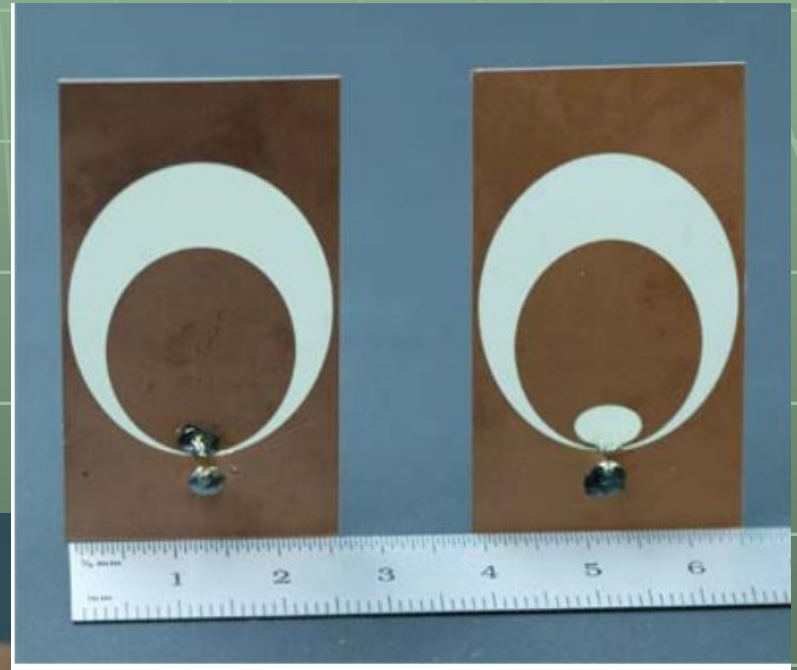
# Дисковая антенна







# Эллиптическая антенна



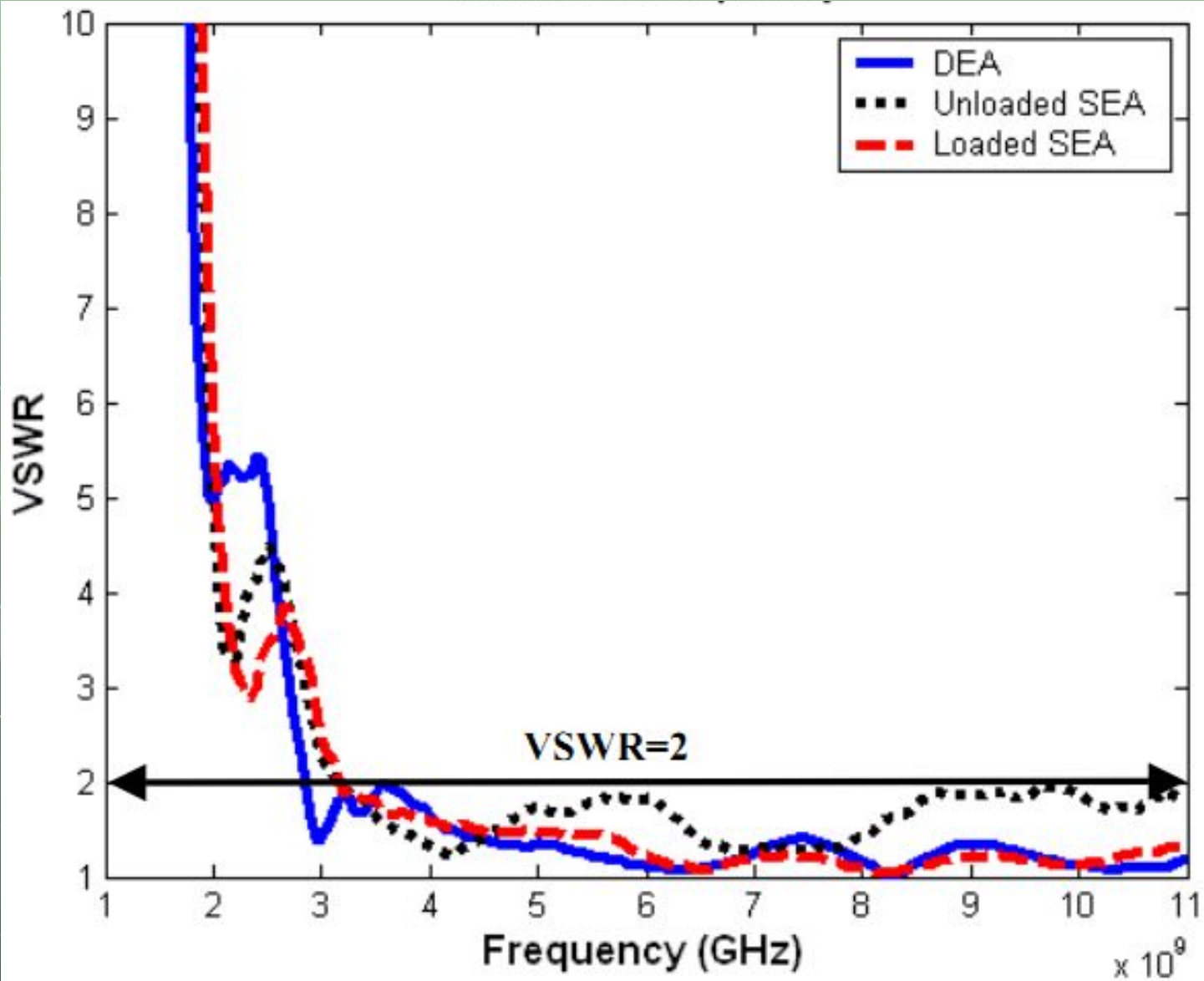
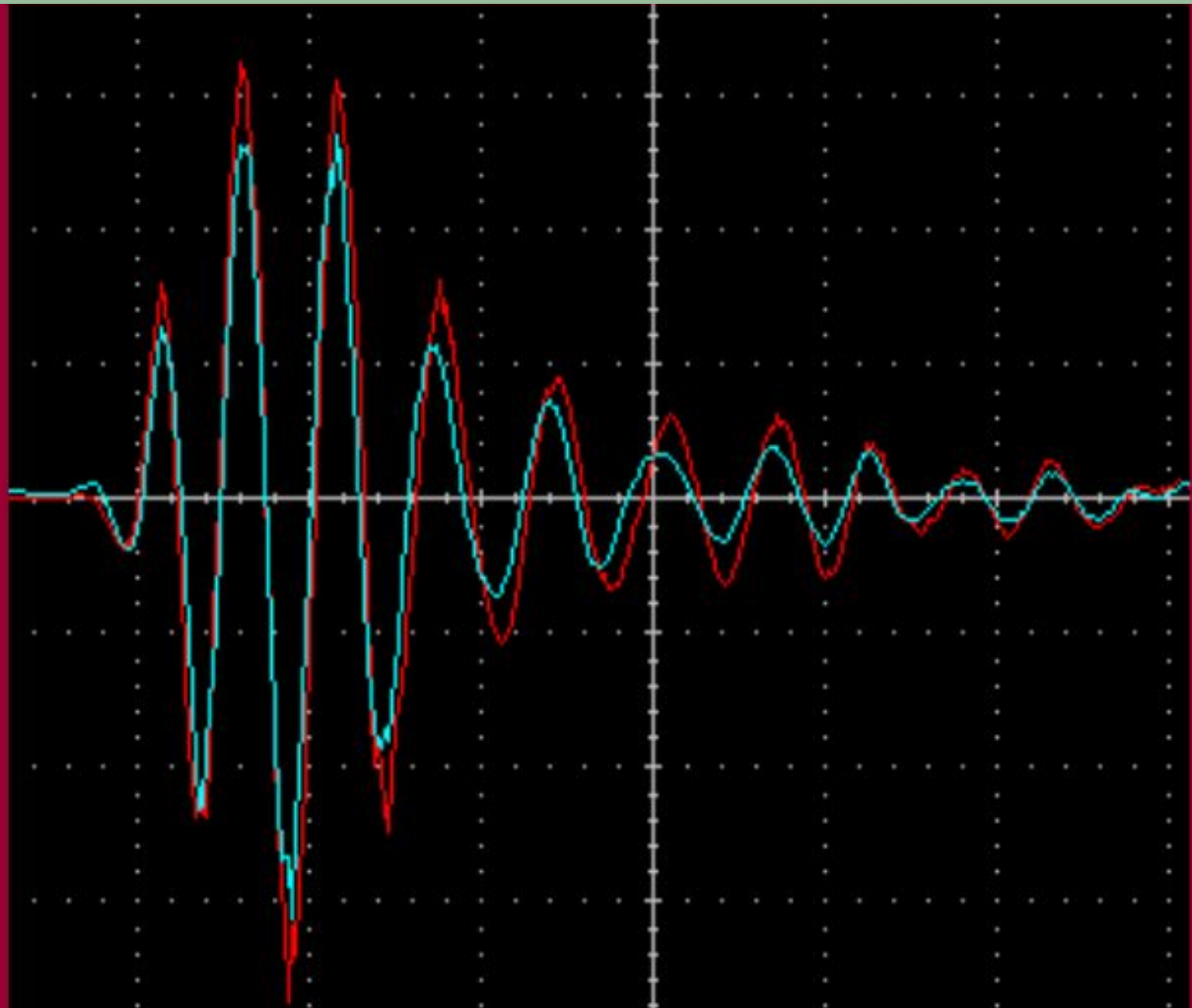
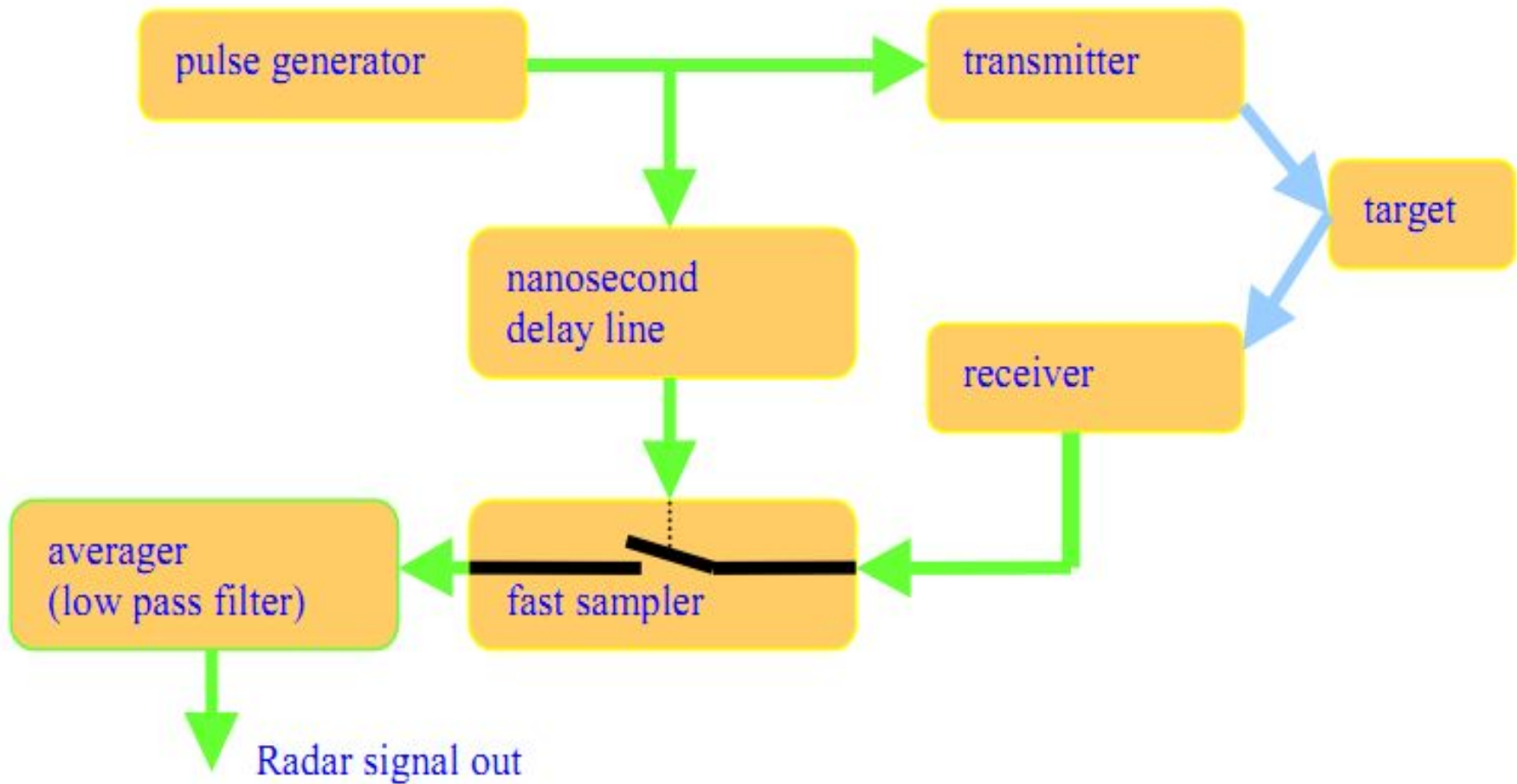


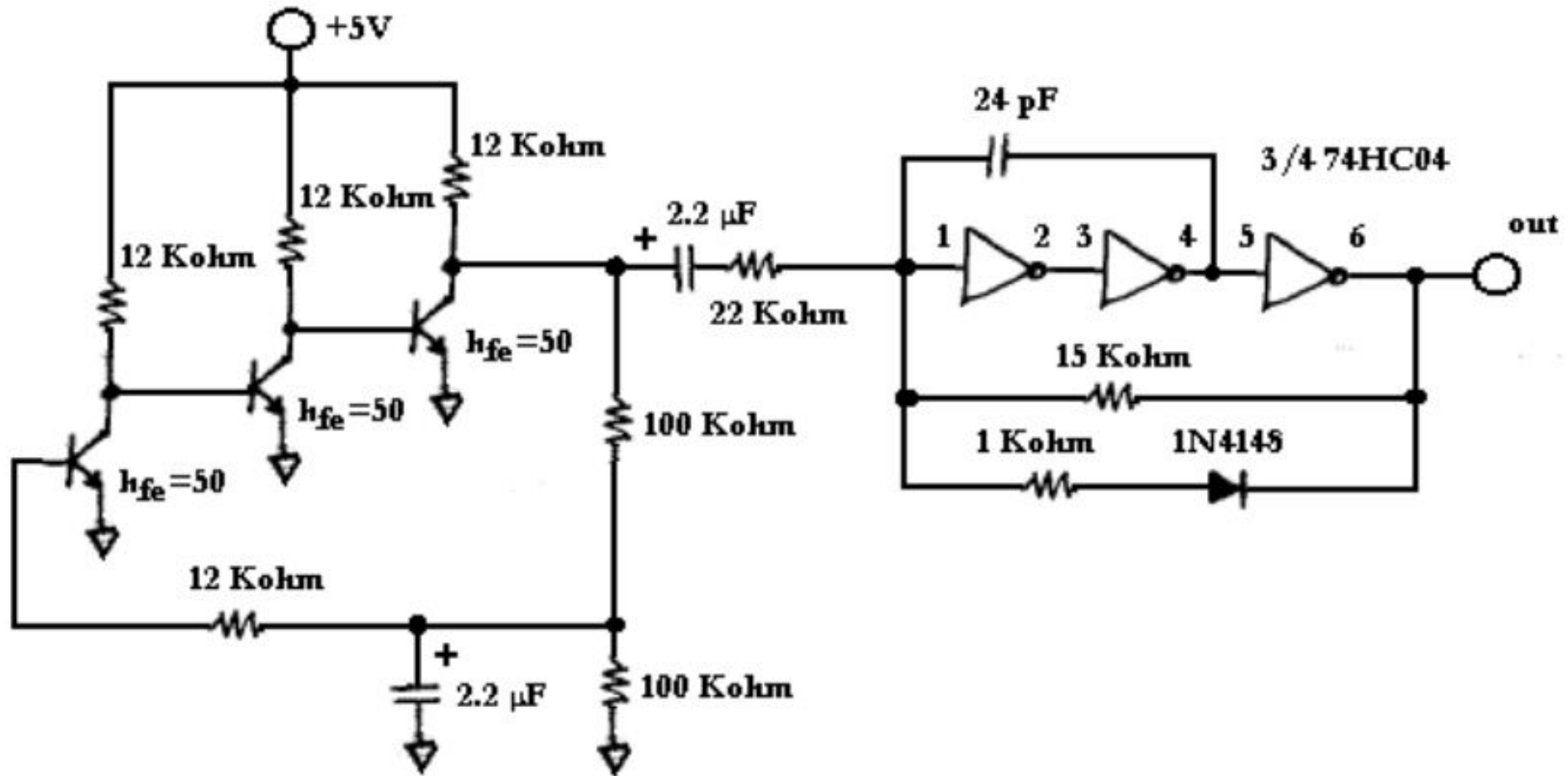
Figure 43. Measured VSWR vs. Frequency for Elliptical Monopole Antennas.



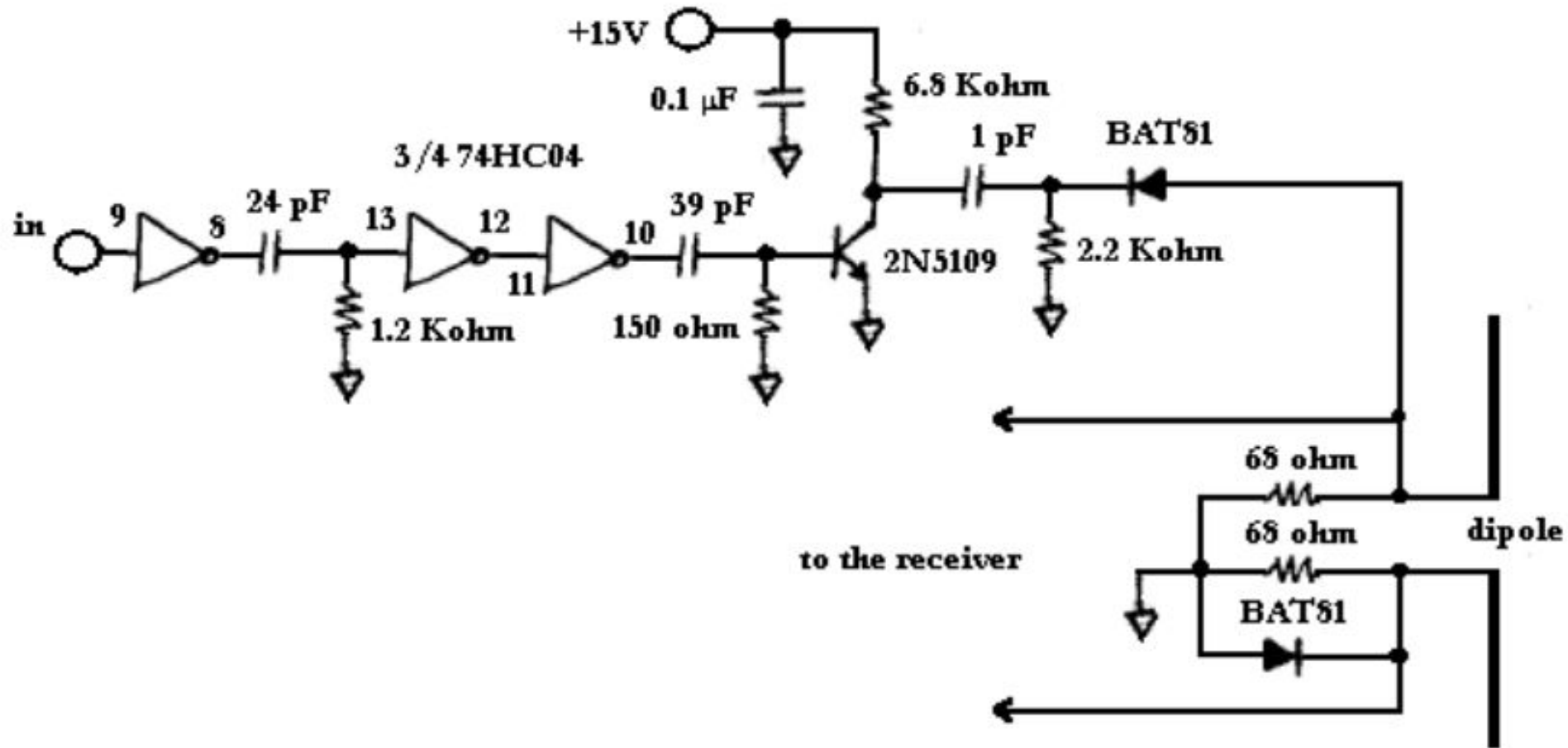
# Структурная схема СШП локатора



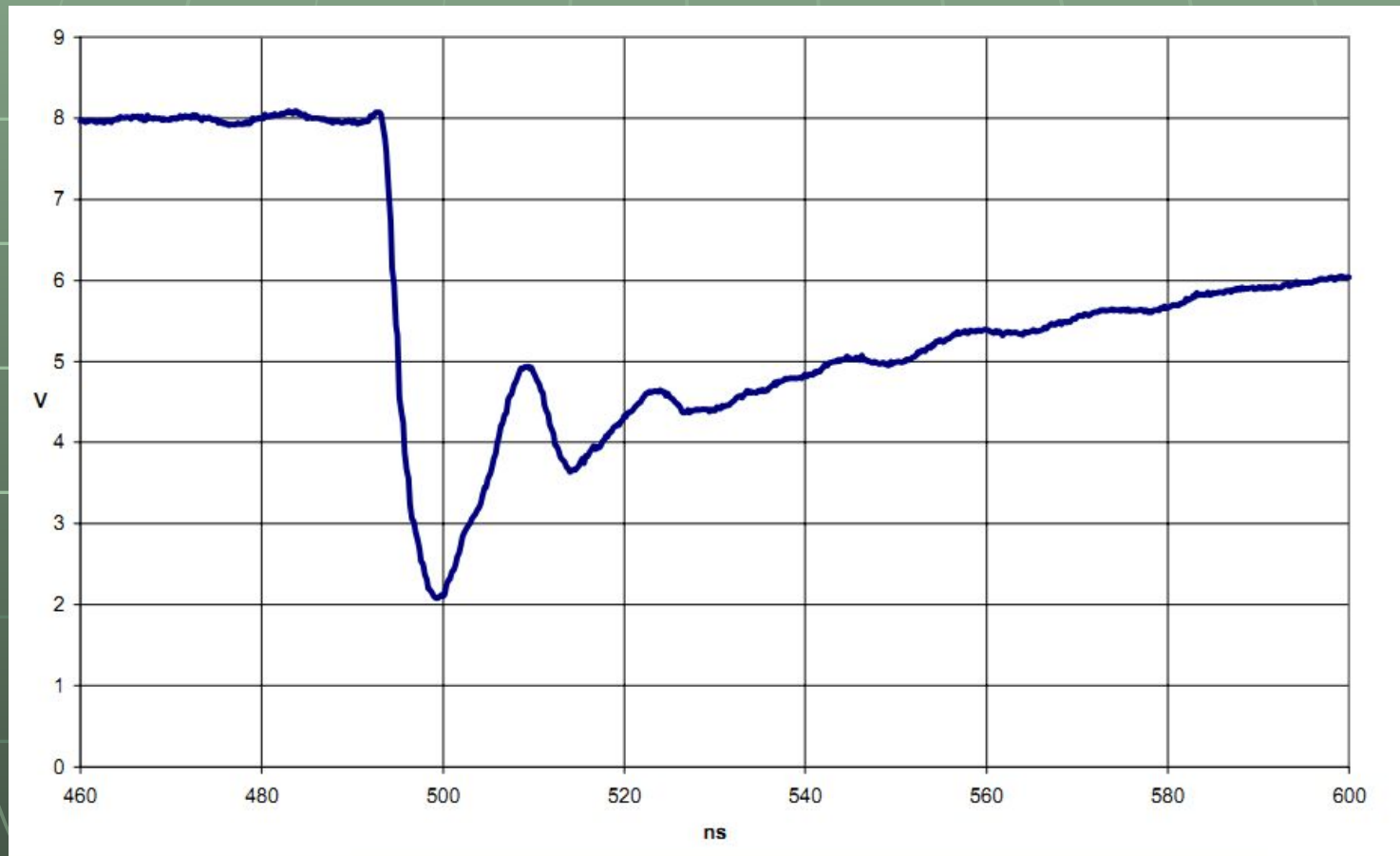
# Принципиальная схема генератора импульсов, модулированного генератором шума



# Принципиальная схема передатчика

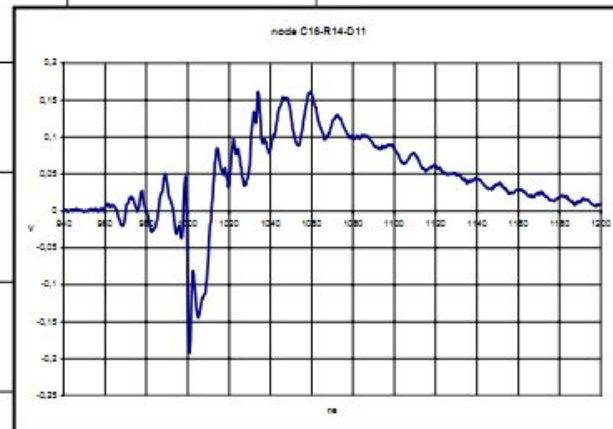
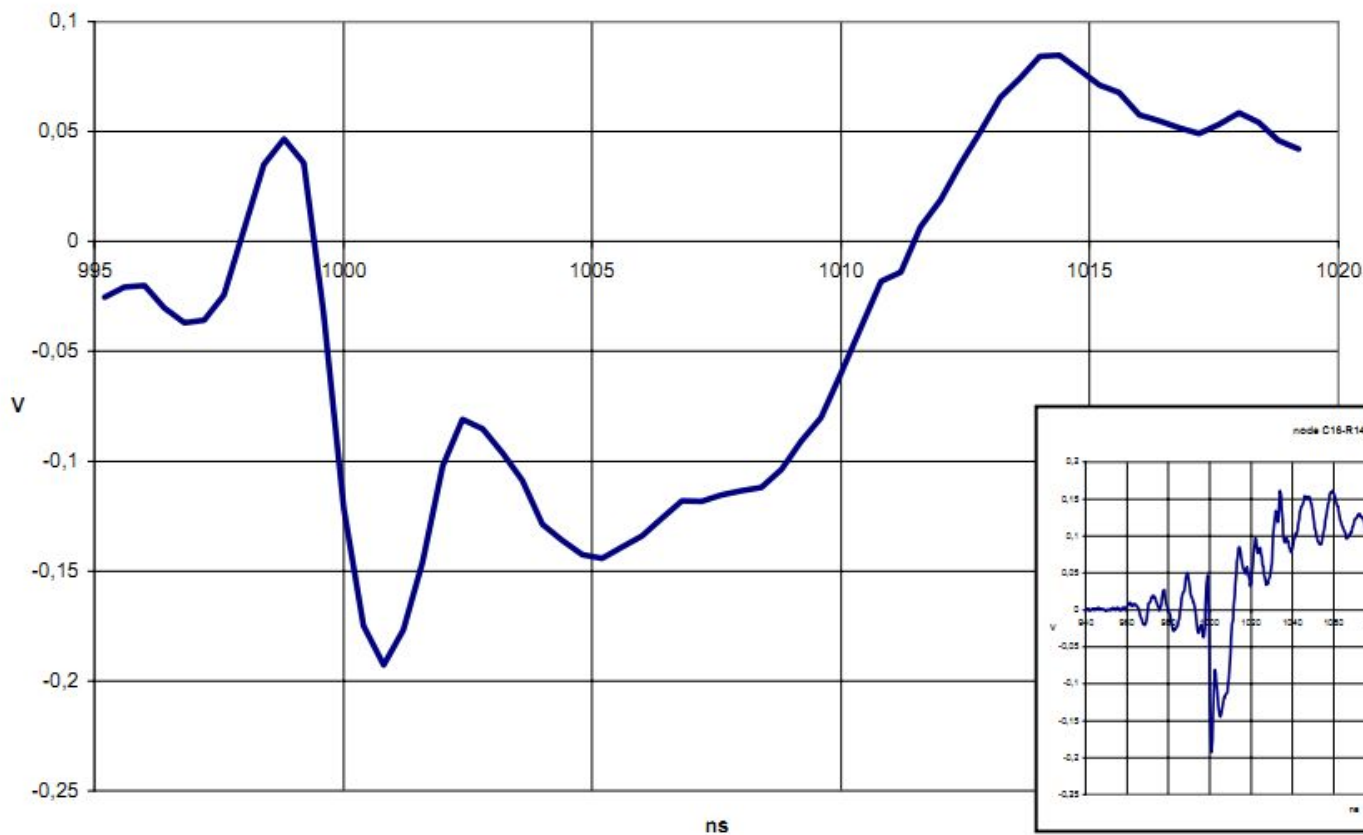


# Осциллограмма импульса на коллекторе транзистора



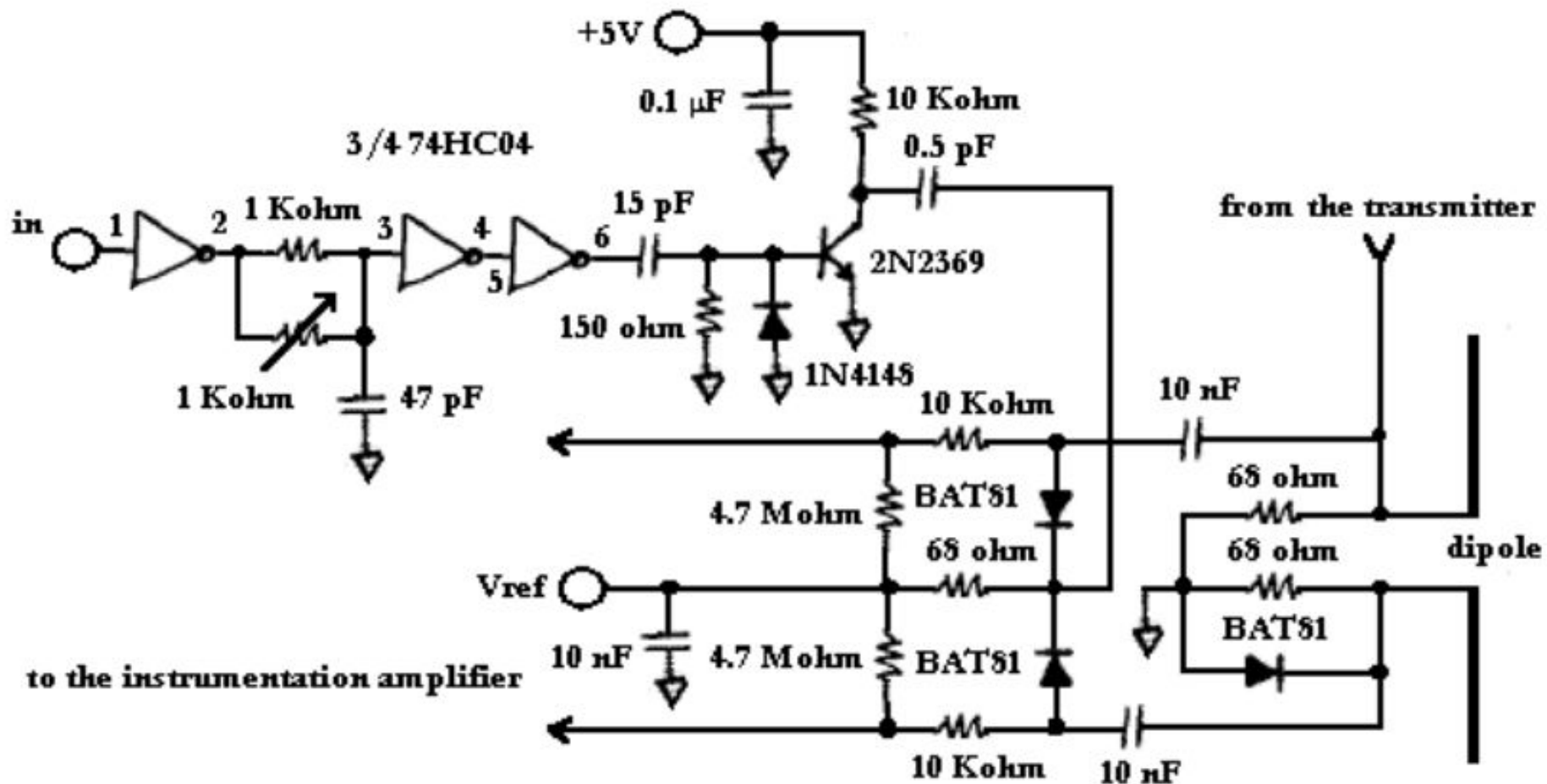
# Осциллограмма импульса на катоде диода

node C16-R14-D11 (best)

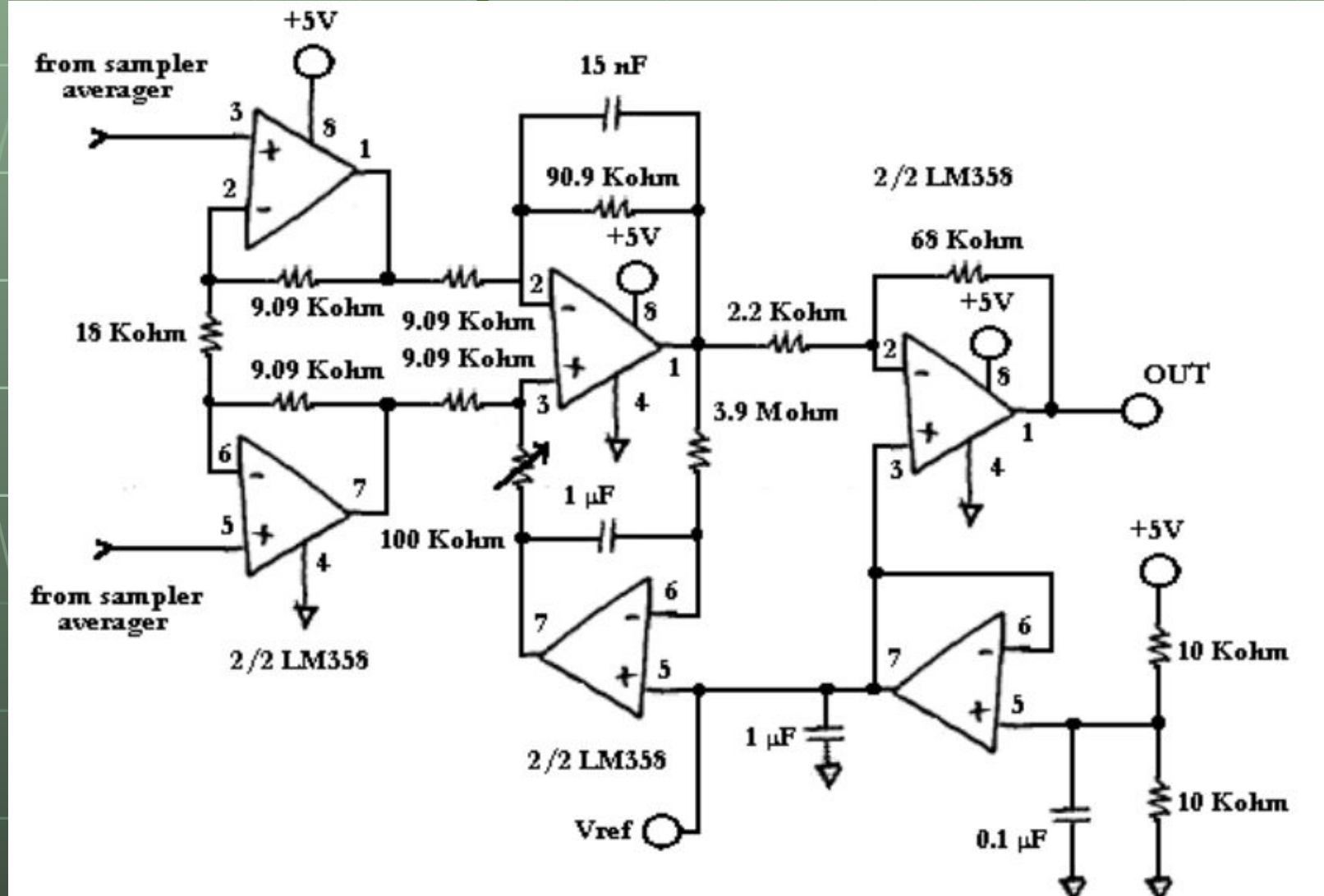




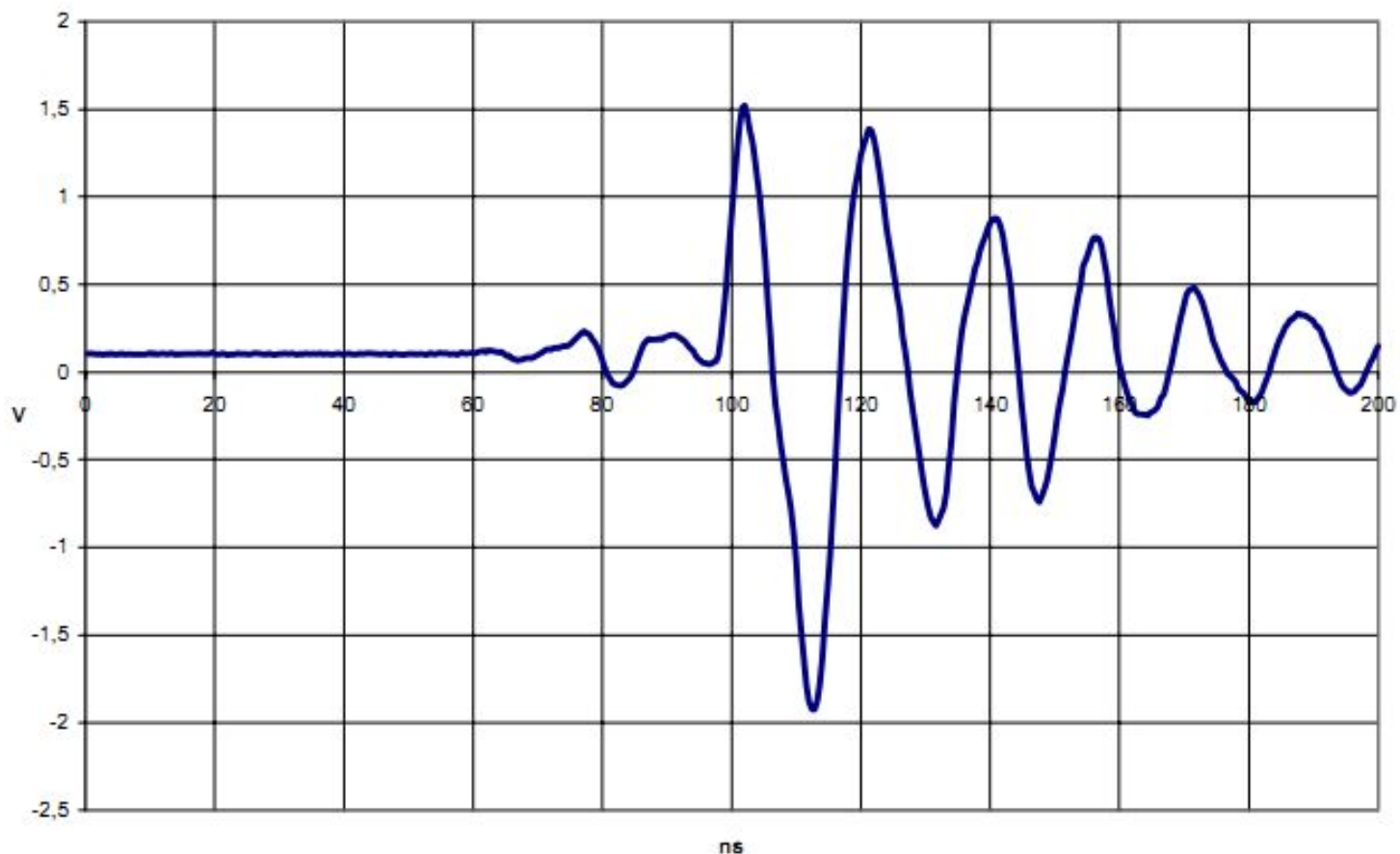
# Принципиальная схема управляемой линии задержки и стробирующего устройства



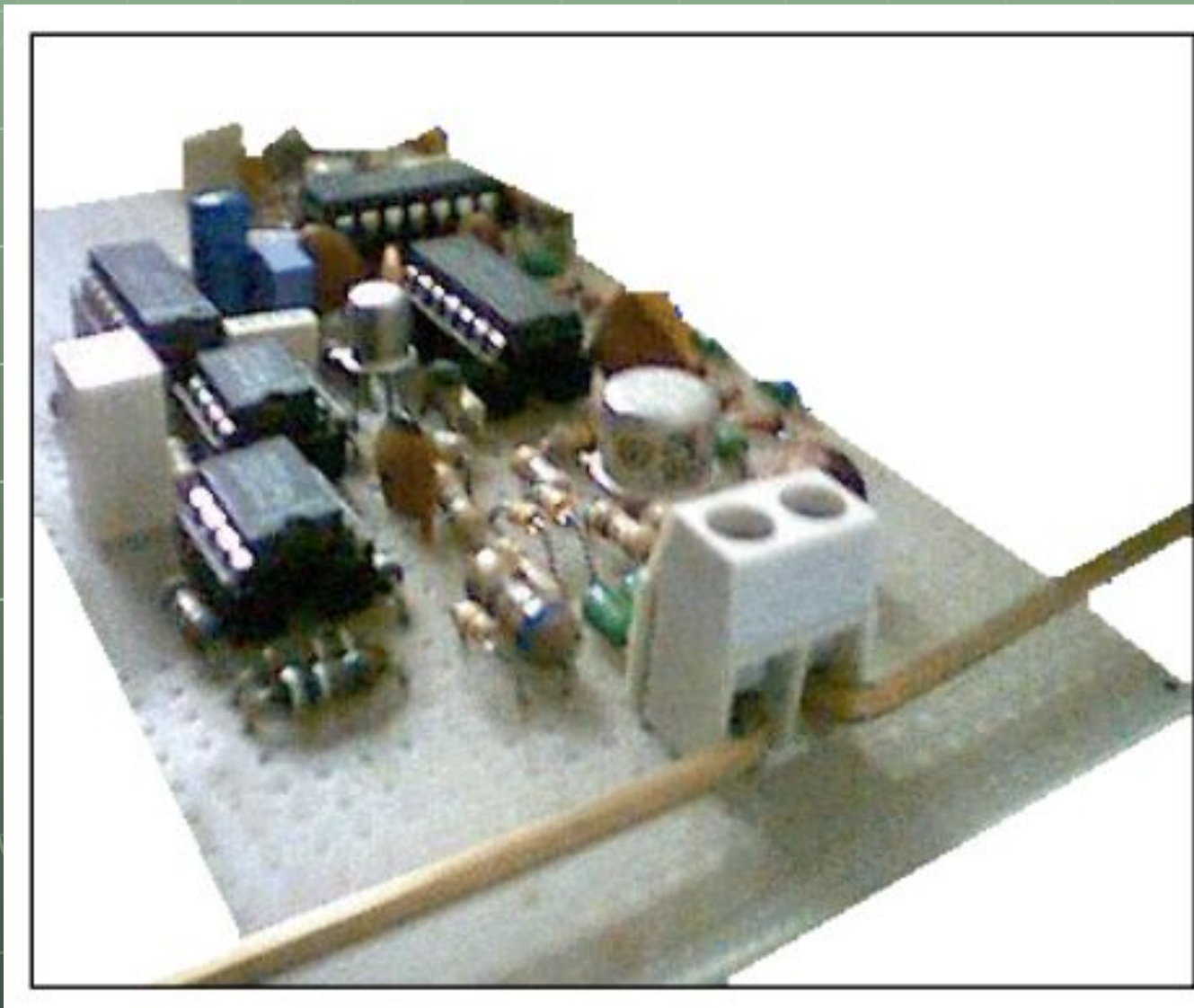
# Принципиальная схема усилителя



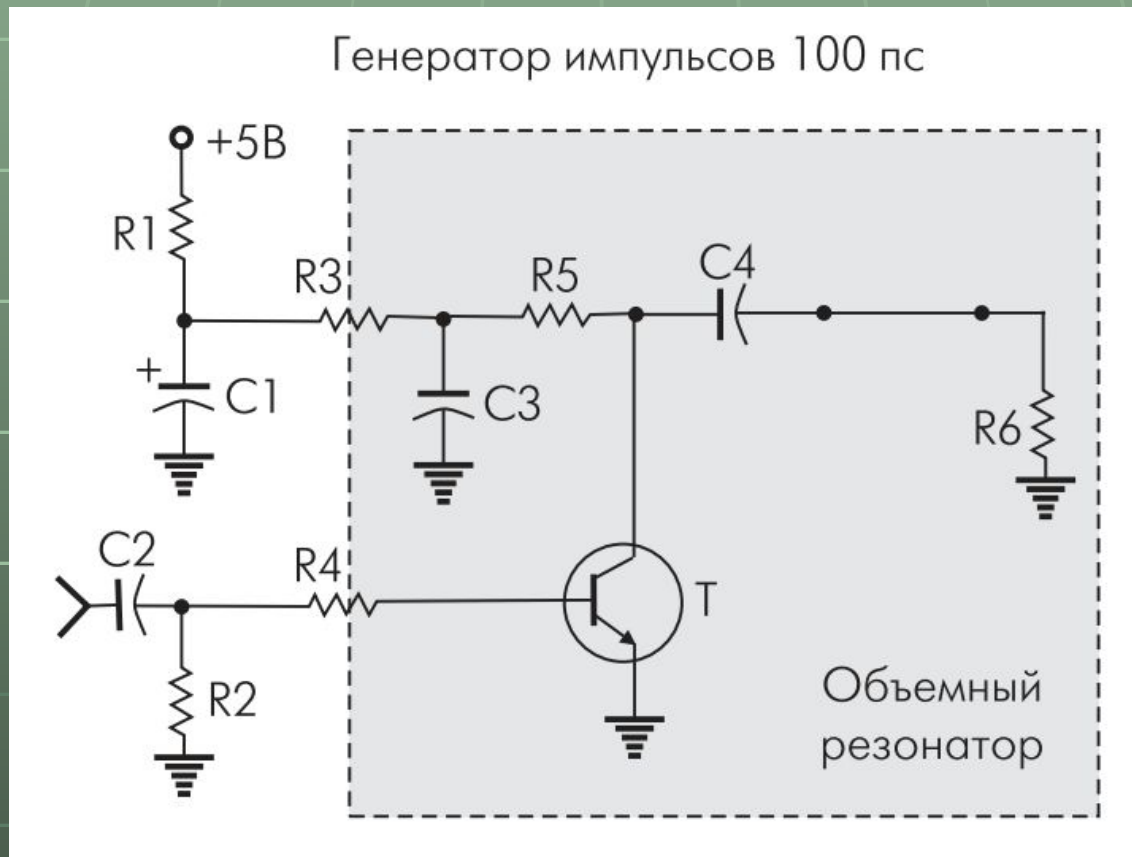
# Осциллограмма сигнала на выходе дипольной антенны



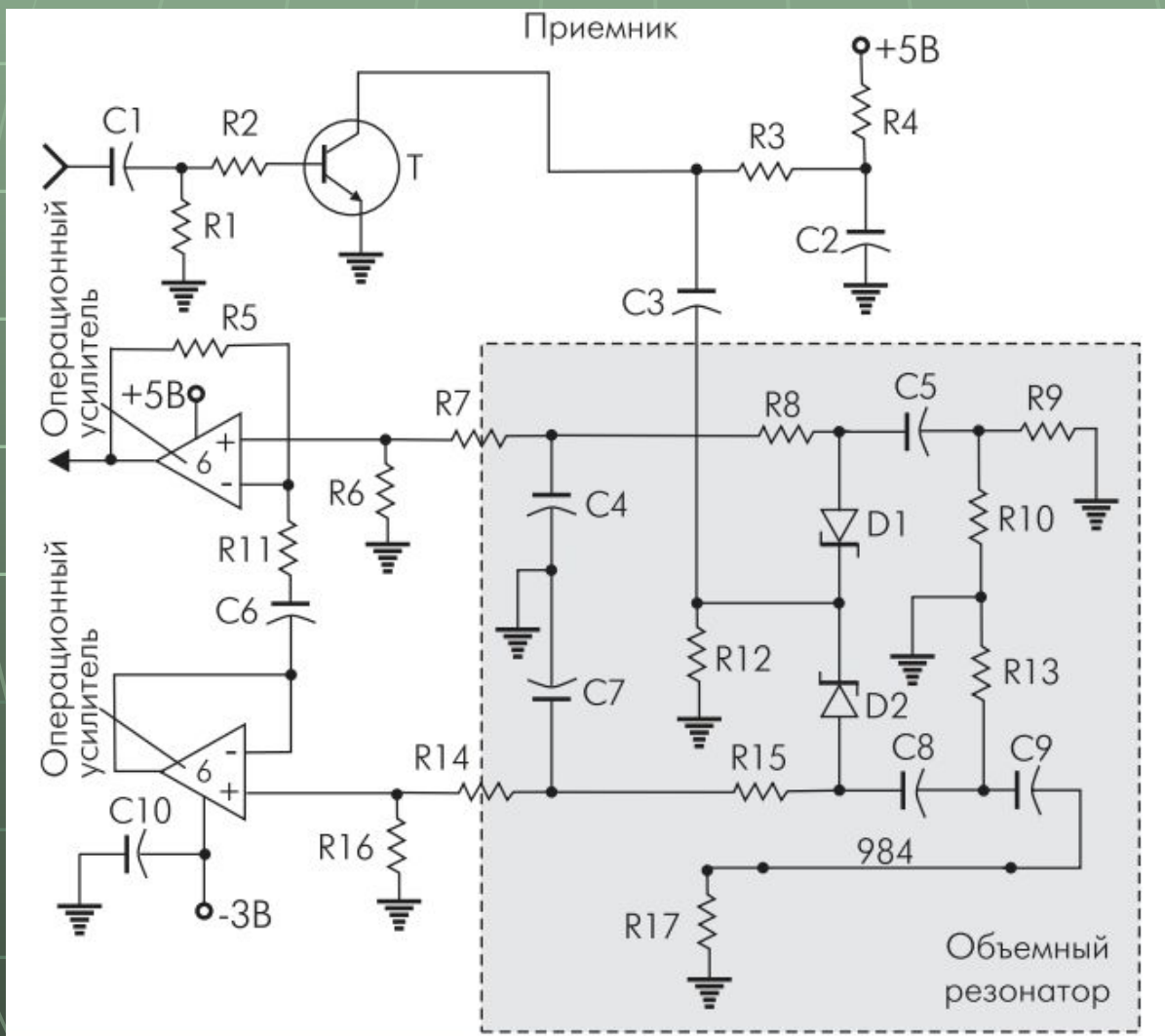
# Фото макета



# Вариант принципиальной генератора импульсов



# Вариант построения входного каскада приемника



# Примеры промышленных изделий



*Fig. 9.1* PulsON 200 Evaluation Kit UWB radios. Reproduced by permission of ©Time Domain.

# Характеристики модуля PulsON 200

*Table 9.1* Time Domain's PulsON 200 Evaluation Kit specifications.

Parameter	Value
Pulse repetition frequency	9.6 MHz
Data rates	9.6, 4.8, 2.4, 1.2, 0.6, 0.3, 0.15, 0.075 Mbps
Center frequency	4.7 GHz
Bandwidth	3.2 GHz (10 dB radiated)
EIRP	-11.5 dBm
Power consumption	12.2 W (transmit) 11.9 W (receive)
FCC compliance	Parts 15.517, 15.209
Modulation	BPM, quadrature flip-time modulation