

## Когерентный импульсный СВЧ-передатчик аэрологической РЛС

Иванов В. Э., Кудинов С. И., Гусев А. В., Плохих О. В.  
*Институт радиоэлектроники и информационных технологий — РТФ,  
Уральский федеральный университет  
им. первого Президента России Б. Н. Ельцина  
ул. Мира, 32, г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация  
v.e.ivanovekt@gmail.com*

Статья поступила 4 ноября 2016 г.

**Аннотация:** *Приведены результаты разработки мощного (800 Вт) когерентного импульсного передатчика аэрологической радиолокационной станции системы радиозондирования атмосферы с программной перестройкой несущей частоты запросных радиопульсов в диапазоне 1680 МГц, обеспечивающего измерение наклонной дальности до аэрологического радиозонда (АРЗ) на основе сверхрегенеративного приемопередатчика (СПП). Показана возможность применения в усилительных каскадах СВЧ-передатчика полевых LDMOS-транзисторов серии 2П9110, объединенных в палеты для получения высокой выходной мощности. Представлены результаты измерений основных параметров макета СВЧ-передатчика.*

**Ключевые слова:** *передатчик, когерентный режим, импульсный режим, LDMOS-транзистор, палета.*

**Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008):** Когерентный импульсный СВЧ-передатчик аэрологической РЛС / Иванов В. Э., Кудинов С. И., Гусев А. В., Плохих О. В. // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2018. Т. 1, № 2. С. 149—157.

**Для цитирования (ГОСТ 7.0.11—2011):** Когерентный импульсный СВЧ-передатчик аэрологической РЛС / В. Э. Иванов, С. И. Кудинов, А. В. Гусев, О. В. Плохих // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2018. — Т. 1. — № 2, С. 149—157.

# Coherent pulsed UHF transmitter of aerological radar

V. E. Ivanov, S. I. Kudinov, A. V. Gusev, and O. V. Plohih  
*Institute of Radioelectronics and Information Technologies,  
Ural Federal University n. a. first President of Russia B. N. Yeltsin  
32, Mira Str., Ekaterinburg, 610002, Russian Federation  
v.e.ivanovekt@gmail.com*

Received on November 4, 2016

**Abstract:** *The paper presents the development results concerning a powerful (800 W) coherent pulsed transmitter of an upper-air radar system for atmosphere radio sounding with programmable tuning of the carrier frequency radio pulses in 1680 MHz range to provide a slant range measurement up to an upper-air radiosonde on the basis of a super-regenerative transceiver (SRT). Field LDMOS transistors of 2П9110 type are combined into pallets to obtain high output power in amplification stages of the microwave transmitter. The results of measurements of microwave transmitter basic parameters are presented.*

**Keywords:** *microwave transmitter, LDMOS transistor, power amplifier, coherent mode, pulse mode.*

**For citation (IEEE):** V. E. Ivanov, S. I. Kudinov, A. V. Gusev, and O. V. Plohih “Coherent pulsed UHF transmitter aerological radar,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. I, no. 2, pp. 149–157, 2016. (In Russ.). doi: 10.15826/icrt.2018.01.2.11

## 1. Введение

Особенностью радиолокационных систем радиозондирования атмосферы (СР) является применение в составе аэрологического радиозонда (АРЗ) свержегенеративного приемопередатчика-ответчика (СПП), обеспечивающего передачу телеметрической информации, измерение угловых координат и наклонной дальности до АРЗ радиоимпульсным методом на одной несущей частоте. СПП радиозонда при поступлении запросных радиоимпульсов наземного радиолокатора формирует в канале дальности активный ответный сигнал в виде короткой паузы [1]. Исследования показали, что запросный сигнал РЛС синхронизирует фазу радиоимпульсов СПП. Этот эффект позволяет использовать информацию о фазе квазикогерентных радиоимпульсов для обнаружения ответного сигнала и определения мгновенной скорости движения радиозонда [1–3].

Особенность формирования спектра СПП можно пояснить, полагая, что радиоимпульсный случайный процесс является стационарным, его

статистические характеристики не зависят от номера в последовательности радиоимпульсов. Статистическая реализация одиночного радиоимпульса СПП может быть представлена в виде [6]:

$$F(t) = A_{\Sigma} U(t, \Delta \tau_3) \exp[j(\omega_0 t + \varphi)], \quad (1)$$

где  $A_{\Sigma}$  — амплитуда флуктуаций;  $U(t, \Delta \tau_3)$  — функция, описывающая огибающую радиоимпульса;  $\Delta \tau_3$  — флуктуации времени задержки переднего фронта радиоимпульсов.

Спектр статистической реализации радиоимпульсного процесса является случайной функцией и определяется с помощью преобразования Фурье:

$$g(\omega, \varphi, \Delta \tau_3) = A_{\Sigma} U(t, \Delta \tau_3) \exp(j\varphi) \times \int_{-\infty}^{+\infty} U(t, \Delta \tau_3) \exp[-(\omega - \omega_0)t] dt \quad (2)$$

Спектр статистической реализации огибающей радиоимпульсов СПП имеет совершенно другую структуру. После амплитудного детектора информация о мгновенной фазе радиоимпульсов будет потеряна. Соотношение для спектра огибающей радиоимпульсов СПП можно представить в виде

$$G(\Omega, \Delta \tau_3) = A_{CT} \exp[-j\delta(\tau_{3cp} + \Delta \tau_3)] \int_{-\infty}^{+\infty} U(t, \Delta \tau_3) \exp[-j\Omega t] dt \quad (3)$$

где  $A_{\Sigma} = A_{CT3} \exp[-j\delta(\tau_{3CP} + \Delta \tau_3)]$  — амплитуда флуктуационных колебаний;  $\Omega$  — круговая частота анализа спектра огибающей радиоимпульсов СПП.

При воздействии внешнего гармонического сигнала плотность непрерывной  $W_H(\omega)$  и дискретной  $W_D(\omega)$  частей спектра высокочастотного излучения приемопередатчика (2) можно получить с помощью усреднения спектра одиночной реализации. Выражения, описывающие плотность непрерывной и дискретной составляющих спектра радиоимпульсов СПП, можно привести к виду:

$$W_H(\omega) = 2Q_C^{-1} \{K(\omega) - [H(\omega)]^2\},$$

$$W_D(\omega) = 4\pi Q_C^{-2} x [H(\omega)]^2 \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \delta(\omega - 2\pi n F_C), \quad (4)$$

где  $K(\omega) = m [g(\omega, \varphi, \Delta \tau_3)]^2$  — математическое ожидание квадрата спектральных составляющих суммарного колебания в контуре СПП;

$H(\omega)^2 = m[g(\omega, \varphi, \Delta\tau_3)]^2$  — квадрат математического ожидания дискретных составляющих колебания в контуре СПП;  $Q_C$  — скважность радиоимпульсов;  $n$  — номер гармоники дискретной составляющей спектра СПП.

Анализ выражений (2—4) показывает их существенную зависимость от закона распределения фазы начальных колебаний. При равновероятном распределении фазы начальных колебаний анализ выражений (4) показывает, что  $H(\omega) = 0$ , поэтому дискретная составляющая радиочастотного спектра полностью отсутствует  $W_D(\omega) = 0$ . Поскольку  $K(\omega) > 0$ , то флуктуационная составляющая спектра существует и обеспечивает излучение мощности СПП. Высокочастотный спектр СПП, работающего в режиме, когда начальные условия запуска определяются флуктуационными шумами, принципиально является сплошным (рис. 1). При поступлении внешнего когерентного сигнала детерминированная составляющая в (10)  $H(\omega) > 0$ , в спектре СПП появляются дискретные составляющие (рис. 1), которые и определяют признак появления ответного сигнала. Таким образом, флуктуации времени задержки  $\Delta\tau_3$  определяют шумовую составляющую радиочастотного спектра и спектра огибающей радиоимпульсов.

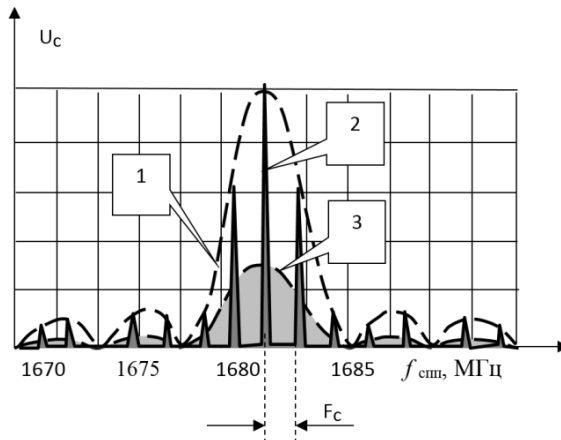


Рис. 1. Спектр излучения синхронизированных радиоимпульсов СПП: 1 — огибающая спектра излучения СПП; 2 — амплитуда дискретной спектральной составляющей  $U_{дi}$ ; 3 — уровень флуктуационной составляющей спектра  $U_{ш I}$ .

Fig. 1. Emission spectrum of SRT synchronized radio pulses: 1 — SRT emission spectrum envelope; 2 — amplitude of a discrete spectral component  $U_{di}$ ; 3 — level of  $U_{sh I}$  spectrum fluctuation component

Флуктуации фазы существенно влияют на шумовую составляющую радиочастотного спектра СПП и не влияют на шумовую составляющую спектра огибающей. Необходимо отметить, что внешний когерентный сигнал снижает фазовый шум обратно пропорционально уровню сигнала, а амплитудный шум — обратно пропорционально логарифму отношения сигнал/шум.

Вид ответного сигнала СПП  $U_{\text{ВЫХ}}$  на импульсный когерентный сигнал РЛС  $U_{\text{ЗС}}$  на выходе амплитудного и фазового детектора приемного устройства РЛС показан на рис. 2.

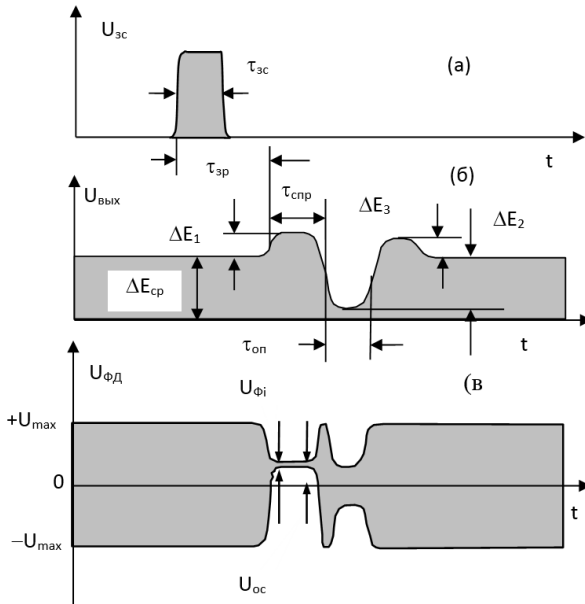


Рис. 2. Ответный сигнал СПП на выходе приемного устройства РЛС:  
 (б) — ответный сигнал СПП на выходе амплитудного детектора РЛС;  
 (в) — вид ответного сигнала СПП на выходе фазового детектора когерентной РЛС.

Fig. 2. The return SRT signal at the output of the radar receiving device:  
 (б) – back SRT signal at the output of the radar amplitude detector;  
 (в) – the form of SRT response signal at the output of the coherent radar phase detector

На выходе амплитудного детектора приемного устройства РЛС радиоимпульсы СПП  $U_{\text{ВЫХ}}$  воспринимаются в виде потока с энергией  $\Delta E_{\text{СР}}$ . Запросные радиоимпульсы  $U_{\text{ЗС}}$  аэрологического радиолокатора вызывают за счет сверхрегенеративного эффекта усиления изменение структуры радиоимпульсов  $U_{\text{ВЫХ}}$ , выражающееся в появлении энергетического

максимума в течение интервала  $\tau_{\text{сп}}$  первичной реакции  $\Delta E_1$ , энергетического минимума в виде «паузы» — вторичной реакции  $\Delta E_2$  и третичной реакции  $\Delta E_3$  (рис. 2, (б)). Временная задержка  $\tau_{3P}$  от момента формирования запросного сигнала  $U_{3C}$  до энергетического минимума в ответном сигнале, принимаемом аэрологическим радиолокатором, определяет значение реальной наклонной дальности до АРЗ [1].

Информация о фазе высокочастотного заполнения ответных радиоимпульсов на выходе фазового детектора приемника РЛС воспринимается в виде ответного сигнала  $U_{OC}$  и меняющегося с частотой Доплера уровня  $U_{\Phi i}$ . В работе [3] показана возможность практического построения когерентной СР на основе импульсно-фазового метода формирования и обработки ответного сигнала СПП в канале измерения дальности. За счет обработки фазовой информации в ответном сигнале возможно существенное повышение чувствительности СПП.

## 2. Структурная схема передатчика

В работе [2] приведены результаты разработки передатчика РЛС на биполярных транзисторах с выходной мощностью порядка 500 Вт. В данной работе представлены результаты разработки макета передатчика РЛС с выходной мощностью порядка 500 Вт на базе мощных полевых транзисторов серии 2П9110, имеющих высокий коэффициент усиления мощности (15—16 дБ) на частотах до 1550 МГц. Структурная схема передатчика РЛС приведена на рис. 3.

Она состоит из модуля возбудителя, модуля предварительного усилителя мощности и модуля оконечного усилителя мощности. Модуль возбудителя состоит из узла управляющего микроконтроллера 1986ВЕ92У, который формирует все необходимые управляющие команды для работы передатчика.

Синтезатор, вырабатывающий радиоимпульс в диапазоне частот 1660—1700 МГц, реализован на основе микросхемы 1508ПЛ19Т. Генератор СВЧ-колебаний, управляемый напряжением (ГУН) в модуле возбудителя, реализован на отдельном транзисторе и входит в состав синтезатора. Сигнал опорной частоты 15—20 МГц на вход синтезатора частот возбудителя подается от высокостабильного источника.

СВЧ-усилитель работает в импульсном режиме и повышает уровень сигнала до 0,5 Вт. На управляющий вход СВЧ-усилителя от микроконтроллера поступает импульс запуска передатчика (ИЗП), формирую-

щий на выходе усилителя короткий радиоимпульс длительностью 1 мкс и скважностью 1000. Для дискретной регулировки мощности передатчика по команде микроконтроллера используется импульс управления мощностью (ИУМ).

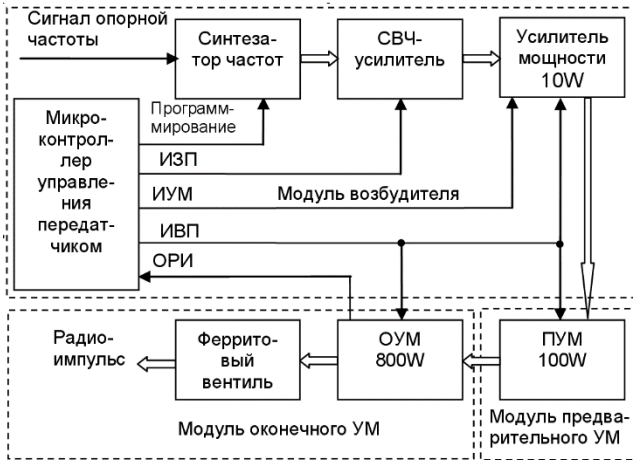


Рис. 3. Структура передатчика РЛС.

Fig. 3. Structure of the radar transmitter

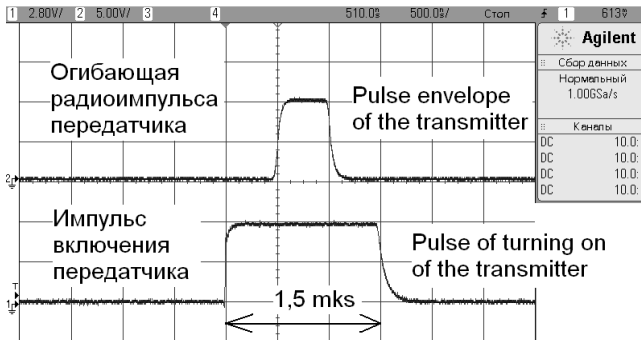


Рис. 4. Форма огибающей выходного радиоимпульса передатчика.

Fig. 4. Form of a transmitter's output radio pulse envelope

Модуль усилителя мощности 10 Вт реализован на полевом транзисторе 2П9110А. Модуль предварительного усилителя мощности (ПУМ) на транзисторе 2П9110Г усиливает входной радиоимпульс до 100 Вт. Модуль оконечного усилителя мощности предназначен для усиления выходного сигнала до значений свыше 800 Вт. Модуль реализован по схеме

усиления сигнала в двух параллельных каналах на транзисторах 2П9110Д. В ОУМ реализован направленный ответвитель с детектором СВЧ для контроля огибающей радиоимпульсов передатчика и управления его мощностью.

Режим работы полевых транзисторов по постоянному току управляется импульсом включения передатчика (ИВП) длительностью 1,5 мкс. ИВП выводит каскады УМ на рабочий режим путем подачи напряжения на затвор транзисторов. ИЗП располагается симметрично относительно центра ИВП на временной оси (рис. 4). По окончании действия ИЗП через 0,25—0,5 мкс ИВП задним фронтом выключает транзисторы.

### 3. Результаты разработки

Особенностью проектирования передатчика для радиолокатора на транзисторах серии 2П9110 явилось отсутствие в ТУ данных входного и выходного импеданса для частот выше 1550 МГц. В пакете программ AWRED был проведен синтез геометрических размеров входных и выходных согласующих микрополосковых линий.

Параметры разработанных макетов усилителей мощности передатчика приведены в таблице 1. Измерения выходных характеристик проводилось на частоте 1680 МГц при напряжении питания стока транзисторов  $E_c = 50$  В, длительности радиоимпульсов 1 мкс и скважности 1000.

Таблица 1. Параметры усилителей мощности передатчика

Table 1. Parameters of transmitter power amplifiers

Параметры	Усилитель 2П91010А	Усилитель 2П91010Г	Усилитель 4 × 2П91010Д
$P_{\text{вых}}$ , Вт	23	150	805
$K_{\text{ур}}$ , дБ	13,9	13,5	12,3
К. п. д., %	41	38	37

Величина импульсного тока транзисторов в процессе наладки регулировалась путем изменения амплитуды ИВП, которая определяет положение рабочей точки затвора транзистора. Это позволяет эффективно управлять выходной мощностью усилителя. При заданной длительности радиоимпульсов 0,5—1,0 мкс передний и задний фронты не превышают 0,1 мкс.

В процессе разработки создан макет импульсного передатчика для когерентной РЛС на отечественных полевых LDMOS-транзисторах серии 2П9110 с программной перестройкой несущей частоты в диапазоне  $1680 \pm 10$  МГц и выходной импульсной мощностью не менее 800 Вт.



## 4. Заключение

1. Использование информации об амплитуде и фазе квазикогерентных ответных радиоимпульсов СПП позволяет повысить надежность обнаружения и автосопровождения ответного сигнала по дальности АРЗ.

2. Обработка ответного сигнала на выходе ФД позволяет определять за счет эффекта Доплера мгновенную скорость движения АРЗ.

## Список литературы

1. Иванов В. Э., Фридзон М. Б., Ессяк С. П. Радиозондирование атмосферы. Технические и метрологические аспекты разработки и использования радиозондовых измерительных средств. Екатеринбург : Урал. отд-ние РАН, 2004. 596 с.
2. Кудинов С. И., Гусев А. В., Иванов В. Э. Когерентно-импульсная РЛС с бортовым сверхрегенеративным приемопередатчиком // 23-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2013 (Севастополь, 8—13 сент. 2013 г.). 2013. С. 1016—1017.
3. Когерентно-импульсный передатчик аэрологической РЛС / Иванов В. Э., Кудинов С. И., Гусев А. В., Малыгин И. В. // 24-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2014 (Севастополь, 7—13 сент. 2014 г.). 2014. С. 551—552.

## References

- [1] V. E. Ivanov, M. B. Fridzon, and S. P. Essyak, *Radiozondirovanie atmosfery. Tekhnicheskie i metrologicheskie aspekty razrabotki i ispol'zovaniya radiozondovykh izmeritel'nykh sredstv* [Radiosonde ascents. Technical and metrological aspects of the development and use of radiosonde measurement tools]. Ekaterinburg: Ural branch of RAS, 2004. (In Russ.).
- [2] S. I. Kudinov, A. V. Gusev, and V. E. Ivanov, "Coherent pulse radar with airborne superregenerative transceiver," in *Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo), 2013 23rd International Crimean Conference*, 2013, pp. 1016–1017. (In Russ.).
- [3] V. E. Ivanov, S. I. Kudinov, A. V. Gusev, and I. V. Malygin, "Coherently-pulse transmitter of aerological radar," in *Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo), 2014 24th International Crimean Conference*, 2014, pp. 551–552. (In Russ.).