

**ЭКОНОМИЧНЫЙ ТРАНЗИСТОРНЫЙ ВОЗБУДИТЕЛЬ  
ОКОНЕЧНОГО КАСКАДА ПЕРЕДАТЧИКА НА ТЕТРОДЕ**

*A.Ya. Sergeev*

**COST-EFFECTIVE FINAL-STAGE TRANSISTOR AMPLIFIER  
OF A TETRODE-BASED TRANSMITTER**

Рассмотрена работа оконечного каскада тракта усиления вещательного передатчика ДСВ-диапазона, в котором импульсы возбуждения формируются за счет заряда и разряда входной ёмкости лампы. Показано, что это технически реализуется схемой, аналогичной последовательному инвертору. Проанализирована работа такого инвертора на емкостную нагрузку. Приведены экспериментальные результаты.

**ПЕРЕДАТЧИК; ТЕТРОД; ВХОДНАЯ ЁМКОСТЬ; ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫЙ ИНВЕРТОР.**

The paper considers the performance of an amplifying final stage of a broadcasting transmitter of the UHF range, in which excitation pulses are formed at the expense of charge and discharge of the lamp input capacity. It is shown that it can be technically implemented through a scheme similar to a series inverter. We have analyzed the capacitor load performance of such an inverter. The corresponding experimental results are demonstrated.

**TRANSMITTER; TETRODE; INPUT CAPACITY; SERIES INVERTER.**

Усилительные тракты современных вещательных передатчиков диапазонов длинных и средних волн мощностью в десятки (на средних волнах) и даже в сотни киловатт (на длинных волнах) имеют лишь один выходной ламповый каскад. Все остальные каскады являются твердотельными [1, 2]. Типовая схема оконечного каскада представлена на рис. 1.

На схеме трансформатор  $Tr1$  предназначен для уменьшения входного напряжения каскада  $u_{вх}$ , т. к. амплитуда управляющего напряжения на сетке лампы может достигать 300–400 В.

При этом возникает задача построения предоконечного транзисторного каскада (возбудителя), обеспечивающего входное напряжение лампы  $u_{вх}$  и работающего в

специфических условиях на нагрузку, имеющую емкостной характер за счет емкости  $C_{вх}$  (см. рис. 1).

Применение для этой цели широкополосных транзисторных усилителей в режиме В, работающих на фильтр низких частот (ФНЧ), в который включено входное сопротивление лампы, ведет к большим затратам мощности, теряемой в резисторе, обеспечивающем режим согласования ФНЧ.

Эту мощность можно существенно (практически на порядок) снизить, формируя импульсы возбуждения лампы оконечного каскада путем заряда и разряда входной емкости лампы  $C_{вх}$  при условии работы тетрода в левой части проходной характеристики (рис. 2).

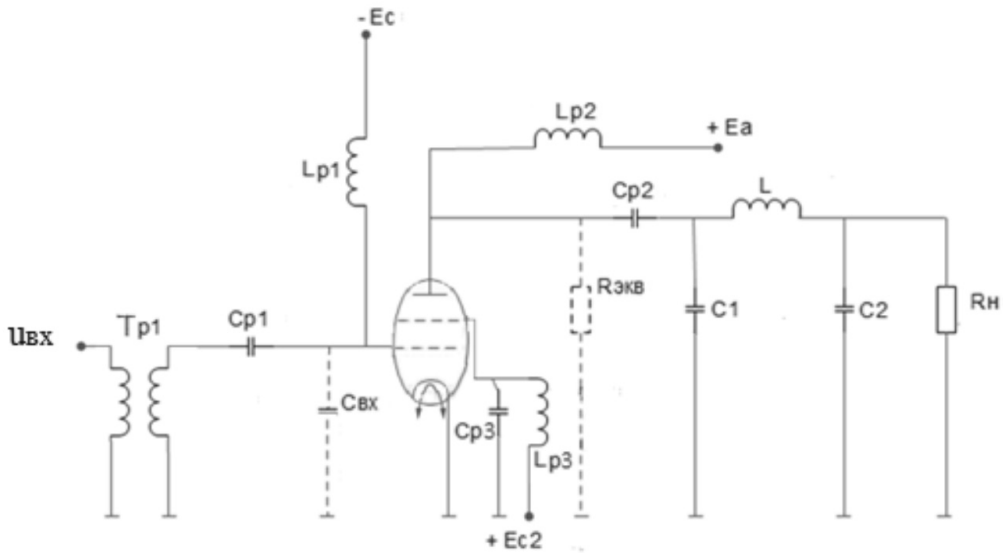


Рис. 1. Типовая схема оконечного каскада на тетроде

При этом импульсы анодного тока имеют трапециевидную форму. Эта идея была впервые изложена в [3], однако особую актуальность она приобрела лишь в последние годы в связи с появлением мощных генераторных тетродов с «левыми» характеристиками, в которых требуемая мощность достигается при работе лампы без сеточных токов.

Гармонический анализ трапециевидных импульсов анодного тока показал, что при обычных значениях нижнего угла отсечки  $\theta_n = 80^\circ\text{--}90^\circ$  и сохранении эквивалентно-

го сопротивления нагрузки тетрода  $R_{\text{экв}}$ , а также максимального значения импульса анодного тока  $I_{a \text{ max}}$ , такой режим не уступает по энергетике (значениям выходной мощности  $P_{\text{вых}}$  и КПД  $\eta$ ) режиму при косинусоидальном возбуждении. Кроме того, при верхнем угле отсечки  $\theta$  в более  $30^\circ\text{--}35^\circ$ , в импульсе анодного тока появляется третья гармоника в противофазе по отношению к первой, что позволяет использовать такой возбудитель при реализации в оконечном каскаде энергетически выгодного бигармонического режима [3].

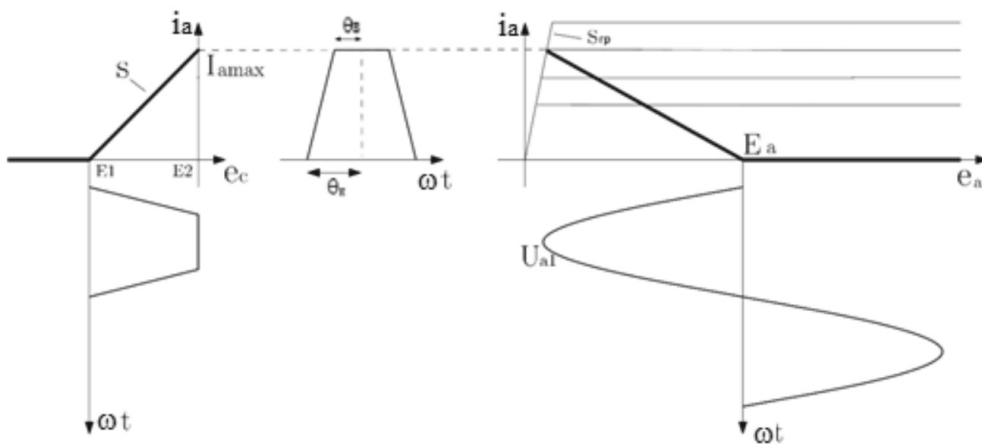


Рис. 2. Линейно аппроксимированные характеристики тетрода

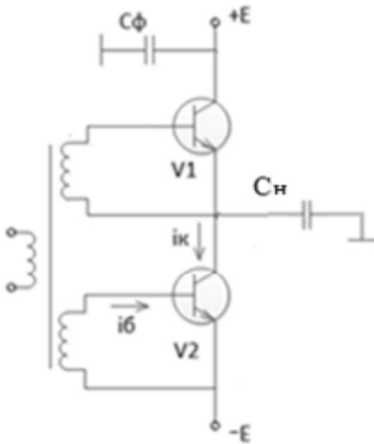


Рис. 3. Последовательный инвертор, работающий на емкость  $C_n$

Технически перезаряд емкости  $C_{вх}$  можно осуществить с помощью схемы, аналогичной последовательному инвертору, с тем отличием, что транзисторы в ней работают не в ключевом режиме, а в активной области (рис. 3).

Рассмотрим работу инвертора на емкостную нагрузку  $C_n$  (здесь  $C_n$  — пересчитанное к первичной обмотке трансформатора Tr1 значение  $C_{вх}$ ), в идеализированном варианте (считая транзисторы V1 и V2 генераторами прямоугольного тока). Временные диаграммы токов и напряжений для этого случая представлены на рис. 4 (штриховые линии).

Найдем связь между длительностью фронта  $t_\phi$  напряжения  $u_c$  на емкости  $C_n$  и размахом этого напряжения  $\Delta E$ . Полагая  $u_{c_{нач}} = E$  (см. рис. 4), получим на этапе разряда  $u_c = E - \frac{1}{C} \int i_c dt$ . При  $t = t_\phi$ ,

$$u_c = E - \frac{I_{km} t_\phi}{C_n} = -E, \text{ откуда}$$

$$t_\phi = \frac{\Delta E \cdot C_n}{I_{km}}, \quad (1)$$

где  $\Delta E = -u_{c_{кон}} + u_{c_{нач}} = 2E$ .

Мощность потерь на этапе формирования фронтов:

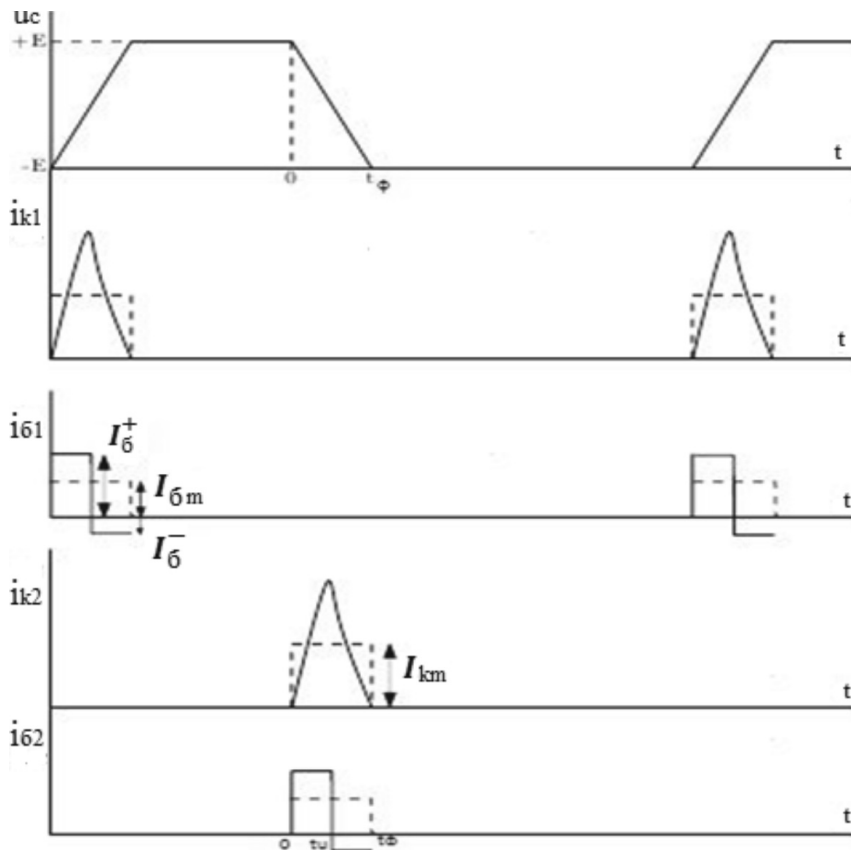


Рис. 4. Временные диаграммы токов и напряжений инвертора

$$P_{\Phi} = \frac{2}{T} \int_0^{t_{\Phi}} I_{km} \left(1 - \frac{t}{t_{\Phi}^c}\right) 2E dt = (\Delta E)^2 C_f. \quad (2)$$

Вся эта мощность рассеивается в устройстве перезаряда.

Рассмотрим перезаряд емкости  $C_H$  с учетом инерционности транзисторов V1 и V2 (см. рис. 4). При этом предполагается, что транзисторы управляются источниками тока и не заходят в область насыщения. При анализе использована зарядовая модель транзистора, параметры которой считались не зависящими от режима (текущих значений тока и напряжений) [4]:

$$\frac{dQ}{dt} + \frac{Q}{\tau_{\beta}} - C_k \frac{du_k}{dt} = i_k, \quad (3)$$

где  $Q = \tau_T i_k$ ;  $C_k$  – емкость закрытого коллекторного перехода.

Решение задачи проводится в два этапа. На первом этапе рассматривается разряд  $C_H$  ( $0 \dots t_u$ , сплошные кривые см. на рис. 4), при этом уравнение для коллекторного тока имеет вид:

$$di_k^{(1)} + i_k^{(1)} \frac{m}{\tau_{\beta}} = \frac{I_6^+}{\tau_T}, \quad (4)$$

при начальном условии  $i_k^{(1)}(0) = 0$ . Здесь  $m = 1 + \frac{C_k}{C_H} \beta$ ,  $\beta = \frac{\tau_{\beta}}{\tau_T}$  – коэффициент передачи тока транзистора.

Из решения (4) следует:

$$i_k^{(1)} = \frac{I_6^+ \beta}{m} \left(1 - e^{-\frac{m}{\tau_{\beta}} t}\right). \quad (5)$$

Напряжение на емкости  $u_C = -\frac{1}{C_H} \int_0^{t_u} i_k dt$ .

Полагая  $u_C(0) = u \cong E$ , получим

$$u_C^{(1)} = u_{\text{кон}} + \frac{I_6^+ \beta \tau_{\beta}}{C_H m} \left(1 - e^{-\frac{m}{\tau_{\beta}} t}\right) - \frac{I_6^+ \beta}{C_H m} t. \quad (6)$$

Начальные условия для второго этапа ( $t_u \dots t_{\Phi}$ ) находятся из (5) и (6) при  $t = t_u$ . Используя уравнение для коллекторного тока на втором этапе:

$$di_k^{(2)} + i_k^{(2)} \frac{m}{\tau_{\beta}} = -\frac{I_6^-}{\tau_T}, \quad (7)$$

где  $I_6^-$  – некоторый заданный обратный

ток базы, получим:

$$i_k^{(2)} = -\frac{I_6^+ \beta}{m} \left(1 - e^{-\frac{m}{\tau_{\beta}} t_u}\right) e^{-\frac{m}{\tau_{\beta}} (t-t_u)} - \frac{I_6^- \beta}{m} \left(1 - e^{-\frac{m}{\tau_{\beta}} (t-t_u)}\right) \quad (8)$$

и

$$u_C^{(2)} = u_{\text{кон}} - \frac{I_6^+ \beta}{C_H m} t_u - \frac{I_6^- \beta}{C_H m} (t - t_u) + \frac{I_6^- \beta \tau_{\beta}}{C_H m^2} \times \left(1 - e^{-\frac{m}{\tau_{\beta}} (t-t_u)}\right) + \frac{I_6^+ \beta \tau_{\beta}}{C_H m^2} \left(1 - e^{-\frac{m}{\tau_{\beta}} t_u}\right) e^{-\frac{m}{\tau_{\beta}} (t-t_u)}. \quad (9)$$

Из условия  $i_k(\Delta t) = 0$  найдем момент окончания тока через транзистор на втором этапе,  $\Delta t = \frac{\tau_{\beta}}{m} \ln \left[ k \left(1 - e^{-\frac{m t_u}{\tau_{\beta}}}\right) + 1 \right]$ , где

$k = \frac{I_6^+}{I_6^-}$ ;  $t_{\Phi} = t_u + \Delta t$  – длительность фронта напряжения на емкости  $C_H$  (см. рис. 4), тогда

$$\frac{t_{\Phi}}{t_u} = 1 + \frac{\omega \tau_{\beta}}{\omega t_u m} \ln \left[ k \left(1 - e^{-\frac{m \omega t_u}{\omega \tau_{\beta}}}\right) + 1 \right]. \quad (10)$$

Расчетные графики этой зависимости от  $\omega \tau_{\beta}$  при различных  $m$  представлены на рис. 5 (сплошные линии при  $k = 5$ , штриховые – при  $k = 2$ ).

Из закона сохранения количества электричества величина изменения напряжения на емкости:

$$\Delta E = \frac{1}{C_H} \int_0^{t_u + \Delta t} i_k dt = \int_0^{t_u} i_k^{(1)} dt + \int_{t_u}^{t_u + \Delta t} i_k^{(2)} dt = \frac{I_6^+ \beta t_u}{m C_H} \left\{ 1 - \frac{\ln \left[ 1 + k \left(1 - e^{-\frac{m t_u}{\tau_{\beta}}}\right) \right]}{k \frac{m t_u}{\tau_{\beta}}} \right\}. \quad (11)$$

Сравнение по гармоническому составу последовательности импульсов  $u_C$  с фронтами согласно выражениям (6), (9) и последовательности трапецевидных импульсов с фронтами, аппроксимированными по уровням 0,1 и 0,9 прямыми линиями, показало, что различие между ними неве-

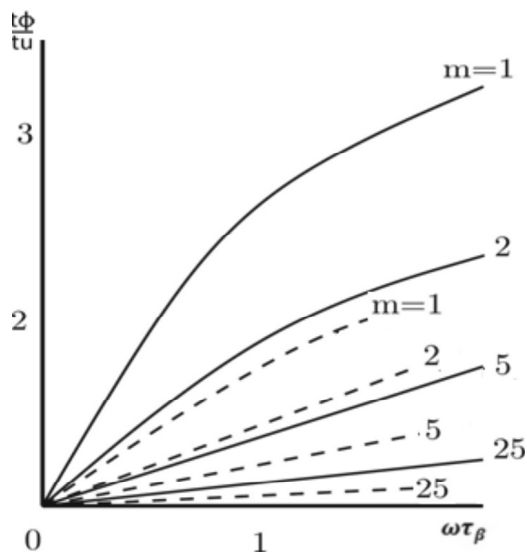


Рис. 5. Зависимость отношения длительности фронта к длительности импульса от относительной частоты

лико (порядка 2–3 %). Следовательно, для расчета гармонического состава импульсов анодного тока можно использовать расчетные данные для последовательности трапецевидных импульсов.

На практике интересна и максимальная мгновенная мощность, рассеиваемая транзистором,  $P_{\text{пик}}$ . Как следует из рис. 4, в идеализированном представлении ее величина достигает своего максимального значения при  $t = t_u$ . Например, при  $t_{\text{ф}}/T = 1/12$ ,  $P_{\text{пик}} = I_{\text{км}} E = 24 P_0$ . На более высоких частотах, с ростом влияния инерционности, момент достижения  $P_{\text{пик}}$  сдвигается к середине этапов заряда или разряда, оставаясь (при  $\Delta E = \text{const}$ ) величиной такого же порядка по отношению к  $P_0$ , где  $P_0 = \frac{E}{T} \int_0^{t_u} i_k dt = Ef \frac{I_6^+ \beta}{m} t_u$  (оценка при  $I_6^- = 0$ ).

При экспериментальных исследованиях в схеме рис. 3 в качестве V1,2 использовались транзисторы КТ908А с параметрами  $\beta = 30$ ,  $\tau_{\beta} = 0,1$  мкс,  $C_k = 300$  пФ. Емкость  $C_H = 10$  нФ, что при  $E_2 = 0$  и  $E_1 = 30$  В примерно соответствовало работе на входную цепь генераторного тетрода ГУ61А ( $C_{\text{вх}} = 350$  пФ, амплитуда напряжения возбуждения  $U_g = 180$  В) через трансформатор

с коэффициентом трансформации  $n = 6$ .

На рис. 6 приведены экспериментальные зависимости размаха напряжения на емкости от длительности импульса тока транзисторов  $\Delta E(t_u)$  на разных частотах.

Там же приведены расчетные кривые согласно соотношению (11) при фиксированных значениях  $I_6^+$   $m = 1 + \frac{C_k \beta}{C_H} \cong 1,9$  и  $k = \frac{I_6^+}{I_6^-} \cong 5$  (экспериментальная оценка по экрану осциллографа). Относительно последней величины надо отметить, что отрицательный ток базы с амплитудой  $I_6^-$  не создавался искусственно, а получался за счет намагничивания, возникающего в обмотках Тр1 под действием напряжения, приложенного к ним во время формирования импульса прямого тока. Они качественно хорошо согласуются с экспериментом, однако с уменьшением  $t_u$  различие между теоретическими кривыми и экспериментом увеличивается. Это объясняется тем, что из-за конечной длительности фронтов, импульсы тока транзисторов теряют прямоугольную форму и с дальнейшим уменьшением ( $t_u < 0,1 \dots 0,2$  мкс) вырождаются в треугольники (сплошные линии на рис. 4). Их площадь уменьшается, и на той же частоте емкость  $C_H$  перезаряжается до меньшего значения  $\Delta E$ , чем предусматривает формула (11).

На рис. 7 показаны экспериментальные зависимости мощности, потребляемой от источника питания,  $P_0$  от частоты  $f$ .

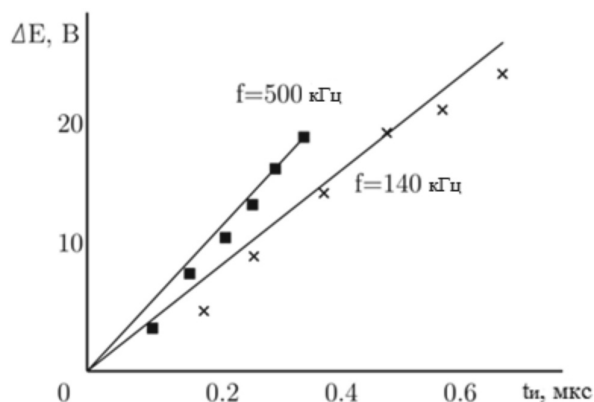


Рис. 6. Зависимости размаха напряжения на емкости от длительности импульса тока транзисторов

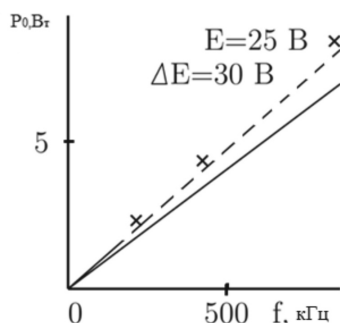


Рис. 7. Зависимость мощности, потребляемой возбудителем, от частоты

Здесь же (сплошная кривая) представлена расчетная зависимость  $P_0 = E\Delta EC_H f$ , откуда следует, что  $P_0$  линейно возрастает с

увеличением частоты. Эта зависимость лучше совпадает с экспериментом, если учесть, что  $C_H$  включает в себя выходную емкость транзистора  $C_k = 300$  пФ и паразитную емкость  $C_{ПАР} = 100$  пФ (штриховая линия). Из графика, в частности, следует, что для раскачки лампы ГУ61А до мощности 15 кВт на частотах до 1 МГц оказывается достаточной мощность возбудителя менее 10 Вт.

Полученные результаты позволяют рекомендовать использование таких возбудителей при модернизации большого числа находящихся в эксплуатации вещательных передатчиков диапазонов длинных и средних волн.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шахгильдян В.В., Козырев В.Б., Ляховкин А.А. и др. Радиопередающие устройства: Учебник для вузов. М.: Радио и связь, 2003. 560 с.
2. Шахгильдян В.В., Шумилин М.С., Козырев В.Б. и др. Проектирование радиопередатчиков: Учеб. пособие для вузов. М.: Радио и связь, 2000. 656 с.

3. Сергеев А.Я., Уткин М.А. Транзисторные возбудители для выходного лампового каскада в бигармоническом режиме // Системы и устройства радиотехники, автоматики и автоматизированного проектирования: Тез. докл. науч.-техн. конф. Свердловск, 1982.

4. Каганов В.И. Радиопередающие устройства. М.: ИРПО, 2002. 288 с.

#### REFERENCES

1. Shakhgildyan V.V., Kozyrev V.B., Lyakhovkin A.A. et al. Radioperedayushchiye ustroystva [Radio transmitters: Textbook for high schools], Moscow: Radio i svyaz Publ., 2003, 560 p. (rus)
2. Shakhgildyan V.V., Shumilin M.S., Kozyrev V.B. et al. Proektirovaniye radioperedatchikov [Radio transmitters: Textbook for high schools], Moscow: Radio i svyaz Publ., 2000, 656 p. (rus)
3. Sergeev A.Ya., Utkin M.A. Tranzistornyye

- vozбудители dlya vykhodnogo lampovogo kaskada v bigarmonicheskom rezhime [Thyristor activators for the output tube stage in the harmonic mode], Sistemy i ustroystva radiotekhniki, avtomatiki i avtomatizirovannogo proyektirovaniya [Conference on Systems and devices of radio engineering, automation and computer-aided design], Sverdlovsk, 1982. (rus)

4. Kaganov V.I. Radioperedayushchiye ustroystva [Radio transmitters], Moscow: IRPO Publ., 2002, 288 p. (rus)

СЕРГЕЕВ Александр Яковлевич — доцент кафедры радиотехнических и телекоммуникационных систем Санкт-Петербургского политехнического университета Петра Великого, кандидат технических наук.

195251, Россия, Санкт-Петербург, Политехническая ул., д. 29.  
E-mail: acsergeev@yandex.ru

SERGEEV Aleksander Ya. Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University.  
195251, Politekhnikeskaya Str. 29, St. Petersburg, Russia.  
E-mail: acsergeev@yandex.ru