

УДК 621.396.61

## ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПРИНЦИПА ПОСТРОЕНИЯ НА ФУНКЦИОНАЛЬНО-ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ

ЗЕН ХЕК ХАН, И.Ю. МАЛЕВИЧ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь*

*Поступила в редакцию 6 ноября 2009*

Проведен анализ влияния на функционально-энергетические характеристики принципа построения широкополосного усилителя мощности. Получены аналитические выражения для определения параметров широкополосных усилителей мощности.

*Ключевые слова:* функционально-энергетические характеристики, широкополосные усилители мощности, построение усилительного тракта.

### Введение

Как известно [1–5], определяющее значение для получения заданных функционально-энергетических характеристик широкополосных усилителей мощности (УМ) имеет их принцип построения: по схеме с корректирующими цепями, с согласующей обратной связью, по схеме с распределенным усилением.

Таким образом, с точки зрения теории и практики синтеза широкополосных усилителей мощности, актуально исследование влияния структуры усилительных звеньев на амплитудно-частотную характеристику, КПД и линейность тракта.

### Влияние структуры усилительного звена на амплитудно-частотную характеристику УМ

Широкополосный усилительный каскад с корректирующей цепью (рис. 1) является одной из наиболее эффективных схем построения УМ с точки зрения простоты настройки и конструктивной реализации [2–5].

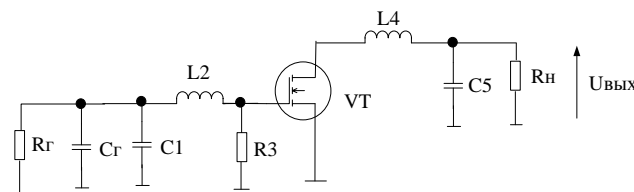


Рис. 1. УМ с корректирующей цепью

В таком УМ коэффициенты усиления по напряжению и мощности определяются соответственно выражениями:

$$K_u \ p = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{2g_m R_n R_3}{R_n + R_3 \ (1 + a_1 p + a_2 p^2 + a_3 p^3)}; \quad K_p \ p = K_u \ p^2 \frac{R_2}{R_n}, \quad (1)$$

где  $p = j\Omega$ ;  $\Omega = \omega/\omega_g$  — нормированная частота;  $\omega$  — текущая круговая частота;  $\omega_g$  — верхняя круговая частота полосы пропускания разрабатываемого усилителя;

$$a_1 = \frac{L'_{2н} + R_{3н} C'_{1н} + C_{вхн}}{1 + R_{3н}}, \quad a_2 = \frac{L'_{2н} C'_{1н} + R_{3н} C_{вхн}}{1 + R_{3н}}, \quad a_3 = \frac{R_{3н} L'_{2н} C'_{1н} C_{вхн}}{1 + R_{3н}}, \quad (2)$$

где  $C'_{1н} = C_{1н} + C_{вхн}$ ;  $L'_{2н} = L_{2н} + L_{вхн}$ ;  $C_{1н}, L_{2н}, R_{3н}, C_{вхн}, L_{вхн}, C_{вхн}$  — нормированные относительно  $\omega_g$  и  $R_{вхн}$  значения элементов  $C_1, L_2, R_3, C_{вхн}, L_{вхн}, C_{вхн}$ ;  $g_m$  — крутизна транзистора.

Полагая, что  $R_{вх} = R_{вхн} = 50$  Ом, для допустимой неравномерности АЧХ не более  $\pm 0,5$  дБ, используя справочные данные мощного СВЧ МДП транзистора КП907А и соотношения для расчета значений элементов (2), получим значения элементов согласующей цепи:

$$C_1 = C'_{1н} / R_{г} \omega_g = 15,7 \text{ пФ}, \quad L_2 = L'_{2н} - L_{вх} = 0,1796 \text{ мГн}, \quad R_3 = R_{3н} R_{г} = 505 \text{ Ом}.$$

На выходе каскада включена выходная широкополосная корректирующая цепь, состоящая из элементов  $L_4 = 0,7$  нГн,  $C_5 = 25$  пФ, которая обеспечивает минимально возможное полосное затухание при согласовании терминального нагрузочного сопротивления с приведенным внутренним сопротивлением транзистора.

На рис. 4,а приведены результаты моделирования передаточной характеристики каскада широкополосного УМ на МДП транзисторе КП907А с рассчитанной корректирующей цепью.

Широкополосный усилительный каскад с согласующей отрицательной обратной связью (ООС) (рис. 2) обеспечивает требуемое согласование и диапазонную равномерность коэффициента передачи цепью, параллельной ООС по напряжению ( $R_{oe}$ ) [6–8].

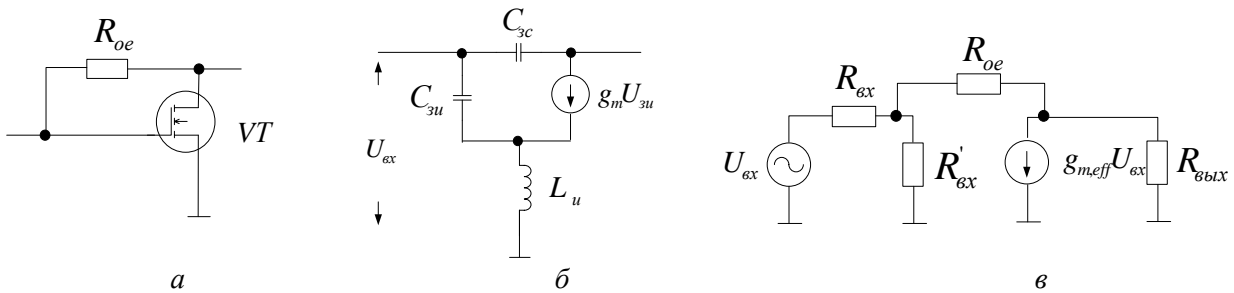


Рис. 2. Принципиальная схема УТ с ООС (а), модель МДП транзистора с общим истоком с учетом индуктивности истока (б) и высокочастотная эквивалентная схема усилителя с ООС (в)

Для усилительного каскада на МДП транзисторе (рис. 2) величина оптимального сопротивления обратной связи может быть определена с использованием S-параметров:

$$S_{11} = \frac{1}{\Sigma} \left[ \frac{R_{oe}}{R_{гх}} 1 + g_{cu} R_{гх} - g_m + g_{cu} R_{гх} \right], \quad S_{12} = \frac{2}{\Sigma} \quad S_{21} = \frac{2}{\Sigma} g_m R_{oe} - 1, \\ S_{22} = \frac{1}{\Sigma} \left[ \frac{R_{oe}}{R_{вхн}} 1 - g_{cu} R_{вхн} - g_m + g_{cu} R_{вхн} \right], \quad (3)$$

где  $\Sigma = 2 + (g_m + g_{cu}) R_{гх} + \frac{R_{oe}}{R_{гх}} (1 + g_{cu} R_{гх})$ ,  $g_{cu}$  — выходная проводимость активного звена.

Если пренебречь  $g_{cu}$ , то выражения (3) преобразуются к виду:

$$S_{11} = S_{22} = \frac{1}{\Sigma} \left[ \frac{R_{oe}}{R_{ex}} - g_m R_{ex} \right], S_{12} = \frac{2}{\Sigma}, S_{21} = \frac{2}{\Sigma} g_m R_{oe} - 1, \Sigma = 2 + g_m R_{ex} + \frac{R_{oe}}{R_{ex}}. \quad (4)$$

Идеальное согласование обеспечивается при условии  $S_{11} = S_{22} = 0$ . При этом

$$R_{oe} = g_m R_{ex}^2, K_u = 20 \lg \left( \frac{2}{\Sigma} g_m R_{oe} - 1 \right). \quad (5)$$

С использованием (3)–(5) нетрудно определить оптимальную величину  $R_{oe}$  для данного типа активного прибора: для МДП транзистора с крутизной ВАХ 0,1А/В оптимальное сопротивление обратной связи составляет 250 Ом.

На рис. 4,б приведен результат моделирования передаточной характеристики однокаскадного усилительного звена с ООС на МДП транзисторе КП907А.

Широкополосный усилительный тракт с распределенным усилением (УРУ) (рис. 3).

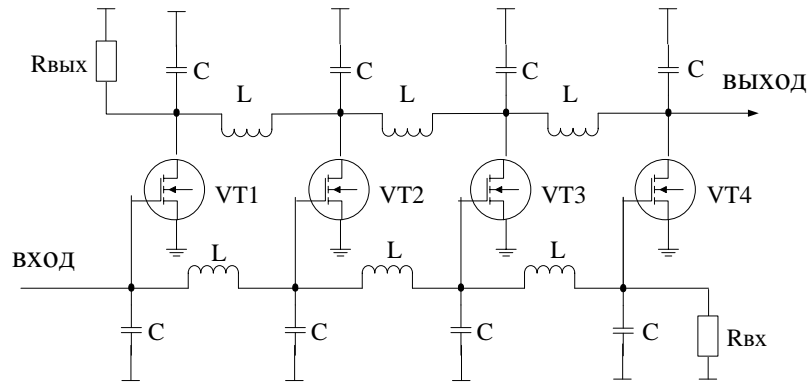


Рис. 3. Схема четырехкаскадного УРУ

Усилитель с распределенным усилением, как известно [9–14], позволяет устранить принципиальное ограничение произведения полосы пропускания на коэффициент усиления и обеспечить наряду с широкополосностью передаточной характеристики невзаимное сложение коэффициентов усиления активных элементов:

$$K_U = \left| \frac{U_{вых}}{U_{ex}} \right| = \frac{Z_\pi^c}{2} \sum_{k=1}^N g_{mk} e^{-\left[ [2N-k+1] \frac{r_c}{2} + 2k-1 \frac{r_s}{2} \right]} = \frac{g_m}{2} \frac{\sqrt{\frac{Z_1^c Z_2^c}{1 + \frac{Z_1^c}{4Z_2^c}}} e^{-N \frac{r_c+r_s}{2}} \sinh \left[ N \frac{(r_c-r_s)}{2} \right]}{\sinh \left[ \frac{(r_c-r_s)}{2} \right]}. \quad (6)$$

где  $r_c = \alpha_c + j\beta_c$  и  $r_s = \alpha_s + j\beta_s$  — постоянная распространения и  $\alpha_c, \beta_c, \alpha_s, \beta_s$  — коэффициенты затухания и фазы передающих линий.

$$\alpha_c = \operatorname{Re} \left\{ \sqrt{j2\pi fL + R \left( \frac{1}{r_{cu}} + j2\pi fC \right)} \right\}, \alpha_s = \operatorname{Re} \sqrt{j2\pi fL + R \quad j2\pi fC}$$

$$\beta_{c(z)} = \omega \sqrt{L_{c(z)} C_{c(z)}}, Z_1^c = j\omega L_s, Z_2^c = \frac{1}{j\omega C_{su}}, Z_1^c = j\omega L_c, Z_2^c = \frac{1}{\frac{1}{r_{cu}} + j\omega C_{cu}}, Z_\pi^c = \sqrt{\frac{Z_1^c Z_2^c}{1 + \frac{Z_1^c}{4Z_2^c}}}$$

В случае идеальных линий передачи коэффициент усиления по мощности определяется следующим выражением:

$$K_p = |K_u|^2 = \frac{N^2 g_m^2 Z_3 Z_c}{4}, \quad Z_{3(c)} = \sqrt{\frac{L_{3(c)}}{C_{3(c)}}}. \quad (7)$$

На рис. 4,в приведен результат моделирования передаточной характеристики оптимизированного четырехкаскадного УРУ на МДП транзисторах КП907А.

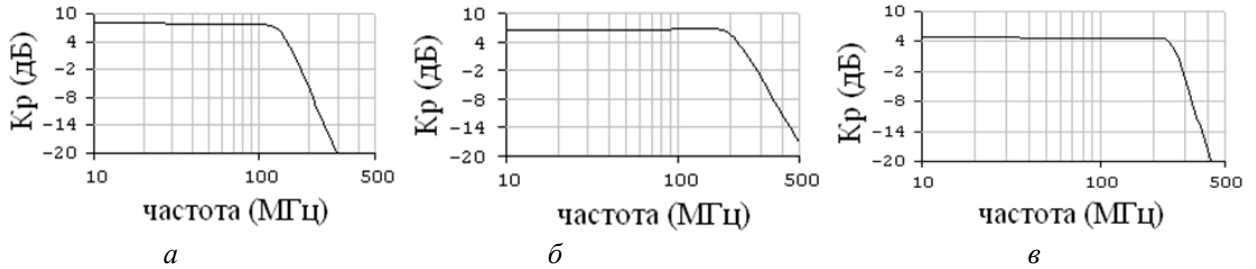


Рис. 4. Результаты моделирования амплитудно-частотных характеристик различных типов широкополосных звеньев: а — УМ с корректирующей цепью; б — УМ с ООС; в — УМ по схеме УРУ

### Влияние структуры звена на коэффициент полезного действия УМ

Между током, крутизной вольт-амперной характеристики, напряжением питания, мощностью потребления, напряжением нагрузки и углом отсечки существуют следующие отношения [1]:

$$I_{k1} = I_{km} \alpha_1(\theta), \quad I_{k0} = I_{km} \alpha_0(\theta), \quad S = \frac{I_{k1}}{U_{ex}}, \quad P_0 = I_{k0} E_n = I_{k0} (e_{ocm} + U_n),$$

$$K_u = \frac{U_n}{U_{ex}}, \quad \alpha_1 \theta = \frac{\theta - \sin \theta \cos \theta}{\pi (1 - \cos \theta)}, \quad \alpha_0 \theta = \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\pi (1 - \cos \theta)}, \quad (8)$$

где  $e_{ocm}$  — остаточное напряжение активных звеньев и  $\theta$  — угол отсечки выходного тока.

Из выражений (1), (5) и (8) нетрудно получить выражение для определения коэффициента полезного действия широкополосного усилительного тракта с КЦ и ООС:

$$\eta_{КЦ} = \frac{P_1}{P_0} = \frac{\alpha_1 \theta}{2\alpha_0 \theta \left(1 + \frac{e_{ocm}}{K_u U_{ex}}\right)}, \quad \eta_{ООС} = \frac{P_1}{P_0} = \frac{\alpha_1 \theta}{2\alpha_0 \theta \left(1 + \frac{e_{ocm}}{2U_{ex} g_m R_{oe} - 1 / \Sigma}\right)}. \quad (9)$$

На рис. 5,а приведены зависимости КПД в функции угла отсечки для однокаскадных широкополосных усилительных звеньев с КЦ и ООС на МДП транзисторах КП907А.

Выходная мощность  $P_1$  для УРУ может быть рассчитана, используя выражение

$$P_1 = \frac{U_H^2}{2R_H} = \frac{U_H^2}{2\rho_{вых}} \approx \frac{I_1^2 n^2 \rho_{вых}}{8} = \frac{g_m^2 U_{ex}^2 n^2 \rho_{вых}}{8}. \quad (10)$$

Тогда КПД УРУ определяется выражением:

$$\eta_{УРУ} = \frac{P_1}{P_0} = \frac{\gamma}{4 \left( \frac{2e_{ocm}}{I_1 \rho_{вых} n} + 1 \right)} = \frac{\gamma}{4 \left( 1 + \frac{2}{g_m \alpha_1 \theta \rho_{вых} n} \right)} = \frac{\alpha_1 \theta}{4\alpha_0 \theta \left( 1 + \frac{2e_{ocm}}{g_m U_{ex} \rho_{вых} n} \right)}, \quad (11)$$

где  $P_0 = nI_0 E_n$ ,  $E_{II} = e_{ocm} + U_n$ ,  $\gamma = I_1 / I_0$  — коэффициент формы выходного тока активных звеньев.

На рис. 5,б приведены зависимости КПД в функции угла отсечки при различном числе активных звеньев в 4-каскадном УРУ, выполненном на МДП транзисторах КП907А.

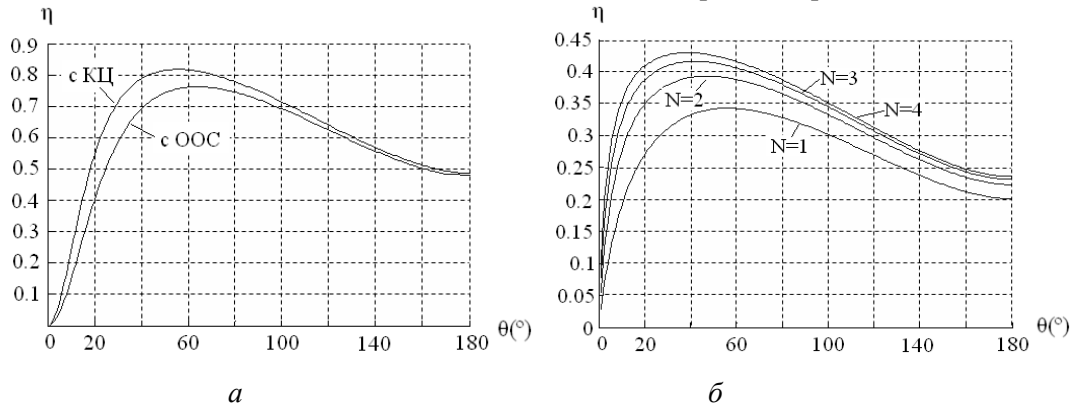


Рис. 5. Режимная зависимость КПД для усилительных звеньев различного типа

### Влияние структуры усилительного звена на линейность УМ

Как известно, амплитудная характеристика широкополосного усилительного звена может быть представлена зависимостью [9, 10, 14]:

$$U_{\text{вых}} = k_1 U_{\text{вх}} U_{\text{вх}} + k_2 U_{\text{вх}} U_{\text{вх}}^2 + \dots + k_n U_{\text{вх}} U_{\text{вх}}^n = \sum_{i=1}^n k_i U_{\text{вх}} U_{\text{вх}}^i. \quad (12)$$

Применяя метод разложения в виде ряда Тэйлора, можно находить величины коэффициентов степенного ряда

$$k_i = \frac{U_{\text{вых}}^i U_{\text{вх}}}{i!}. \quad (13)$$

Крутизна вольт-амперной характеристики транзистора  $g_{mk}$  изменяется в зависимости от напряжения входного сигнала. Для МДП транзистора КП907А принята аппроксимация вида:

$$I_{Ck} = AU_{\text{вх}}^B + C, \quad (14)$$

с параметрами:  $A=0,7765$ ,  $B=0,3139$  и  $C=0$ .

При действии на входе активного звена двухтонового сигнала с амплитудами  $U_{\text{вх}}$  и угловыми частотами  $\omega_1, \omega_2$  на выходе образуются интермодуляционные составляющие:

$$U_{\omega_1-\omega_2} = U_{\omega_2-\omega_1} = k_2 U_{\text{вх}}^2, \quad U_{2\omega_2-\omega_1} = U_{2\omega_2-\omega_1} = 0,75k_3 U_{\text{вх}}^3, \\ U_{3\omega_2-2\omega_1} = U_{2\omega_2-3\omega_1} = 0,625k_3 U_{\text{вх}}^3. \quad (15)$$

С учетом (15) параметры ослабления интермодуляционных продуктов второго и третьего порядков определяются выражениями:

$$IMD2 = 20 \lg \left( \frac{U_{\omega_1-\omega_2}}{U_{\text{вых}}} \right) = 20 \lg \left( \frac{k_2 U_{\text{вх}}}{k_1} \right), \quad IMD3 = 20 \lg \left( \frac{U_{2\omega_1-\omega_2}}{U_{\text{вых}}} \right) = 20 \lg \left( \frac{0,75k_3 U_{\text{вх}}^2}{k_1} \right). \quad (16)$$

На рис. 6 с учетом (1), (5), (6), (13)–(16) приведены расчетные значения параметров ослабления интермодуляционных продуктов второго и третьего порядков в функции угла отсечки для усилительных звеньев различного типа.

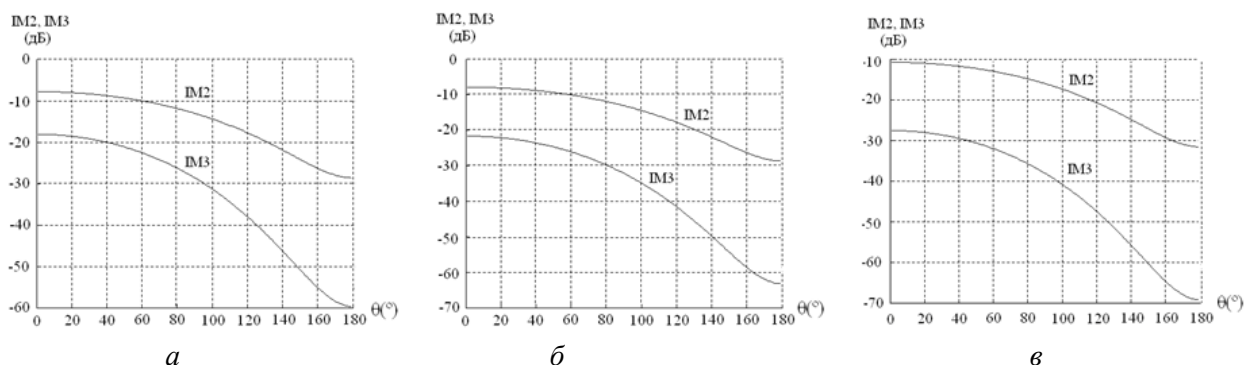


Рис. 6. Зависимость ослабления нелинейных искажений второго и третьего порядка от режима работы: *a* — в УТ с КЦ; *б* — УТ с ООС; *в* — УТ по схеме УРУ

Результаты анализа и моделирования типовых усилительных звеньев широкополосных УМ показывают, что при заданных технических характеристиках самой эффективной схемой построения усилительного тракта с точки зрения широкополосности, равномерности АЧХ и ослабления интермодуляционных составляющих является схема УРУ. Так, даже для случая однозвенного УРУ параметры ослабления интермодуляционных искажений по второму порядку выше на 3 дБ, а по третьему порядку — на 8 и 5 дБ соответственно по сравнению с усилителем с корректирующими цепями и усилителем с ООС. При этом УРУ уступает другим типам звеньев в коэффициенте усиления и КПД.

Сравнительная оценка параметров различных типов широкополосных УМ в таблице.

#### Параметры широкополосных усилителей мощности

Тип усилителя	Достоинства	Недостатки
С корректирующими цепями	Наибольший коэффициент усиления по мощности, наибольший КПД	Полоса ограничена, высокий КСВН, низкая линейность, большая неравномерность АЧХ
С ООС	Равномерная амплитудно-частотная характеристика, хорошая линейность	Полоса ограничена, пониженная выходная мощность
С распределенным усилением	Равномерная амплитудно-частотная характеристика, наибольшая полоса пропускания, хорошее согласование, высокая линейность, линейная фазо-частотная характеристика	Низкий коэффициент усиления, пониженный КПД

#### Заключение

В работе проведен анализ влияния структуры усилительного тракта на функционально-энергетические характеристики широкополосных усилителей мощности.

Полученные результаты позволяют комплексно оптимизировать структуру усилителя мощности по полосе пропускания, коэффициенту полезного действия и параметрам ослабления интермодуляционных искажений.

# INFLUENCE STUDY BY CONSTRUCTION PRINCIPLE TO FUNCTIONAL ENERGY CHARACTERISTICS OF THE WIDEBAND POWER AMPLIFIERS

HAN JONG HYOK, I.Yu. MALEVICH

## Abstract

The influence on the functional energy characteristics of the principle of building a broadband power is analyzed. The analytical expressions for parameters determination of the wideband power amplifiers are obtained.

## Литература

1. *Алексеев О.В.* Проектирование радиопередающих устройств с применением ЭВМ. М., 1987.
2. *Cripps S.C.* Advanced Techniques in RF Power Amplifier Design. 2002.
3. *Титов А.А.* Транзисторные усилители мощности МВ и ДМВ. М., 2009.
4. *Шахгильдян В.В.* Радиопередающие устройства. М., 2003.
5. *Ворона В.А.* Радиопередающие устройства. М., 2007.
6. *Dawson J.L., Lee T.H.* Feedback Linearization of RF Power Amplifiers. 2004.
7. *Niclas K.B.* // IEEE Trans. technology. 2005. Vol. 285, № 4. 294 с.
8. *Окснер Э.С.* Мощные полевые транзисторы и их применение. М., 1985.
9. *Shapiro E.S., Xu J., Nagra A.S. et al.* // IEEE Microwave and guided wave letters. 1998. Vol. 8, № 3.
10. *Ahn H.-T., Allstot D.J.* // IEEE J. of Solid-State Circuits. 2002. Vol. 37, P. 985–993.
11. *Ballweber B.M., Gupta R., Allstot D.J.* // IEEE J. of Solid-State Circuits. 2000. Vol. 35, P. 231–239.
12. *Liu R.-C., Deng K.-L., Wang H.* // RFIC Symp. Dig. 2003. P. 103–106.
13. *Yazdi A., Heydari P.* // IEEE Int. Symposium on Circuits and Systems. May 2004. P. 384–385.
14. *Beyer J.B., Prasad S.N., Becker R.C. et al.* // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 1984. Vol. 32. P. 268–275.