

## Обобщенный анализ СВЧ усилителей с распределенным усилением

Приведена методика анализа параметров и частотных характеристик усилителей с распределенным усилением миллиметрового диапазона длин волн. Получены аналитические соотношения для выходных характеристик усилителя при неоднородных секциях затворной и стоковой линий передачи.

The technique of the analysis of parameters and frequency characteristics of microwave distributed amplifiers are shown. The analytical equations for output characteristics of the amplifier at non-uniform sections of gate and drain lines are received.

### Введение

Применение сверхскоростных устройств для телекоммуникационных систем связано с необходимостью преобразования сигналов с максимальным сохранением их формы (спектра сигнала). Широкополосные усилители применяются, например, в качестве входного усилительного элемента высокоскоростных оптоволоконных линий передачи или как усилители для предварительного усиления в широкополосных устройствах миллиметрового диапазона длин волн. К устройствам, отвечающим таким требованиям относятся усилители с распределенным усилением (УРУ).

В качестве активного элемента усилителя с распределенным усилением в современных устройствах используют субмикронные транзисторы с барьером Шотки (ПТШ), гетероструктурные [1] и гетеробиполярные транзисторы [2], с максимальной частотой усиления более 100 ГГц [3], а в качестве элементов согласования - отрезки микрополосковых линий передачи [4] или согласующие цепи с сосредоточенными параметрами. В УРУ входная и выходная емкости транзистора каждой секции совместно с отрезками линии передачи образуют входную (затворную) и выходную (стоковую) линии, а полоса частот определяется частотой отсечки этих линий. Высокочастотный сигнал подается на вход, распространяется вдоль затворной линии, усиливается транзисторами и передается в стоковую линию. Все составляющие сигнала от всех секций суммируются в нагрузке. В работе [5] получены аналитические выражения для анализа частотных характеристик УРУ на идентичных секциях. Однако, реальные усилители проектируются с различными параметрами транзисторов и отрезков линий передачи между секциями для обеспечения режима согласования, т.е. затворная и стоковая линии УРУ в общем случае являются неоднородными. Целью данной работы является получение аналитических выражений для распределенных усилителей с неоднородными секциями (рис.1) и проведение обобщенного анализа их частотных характеристик.

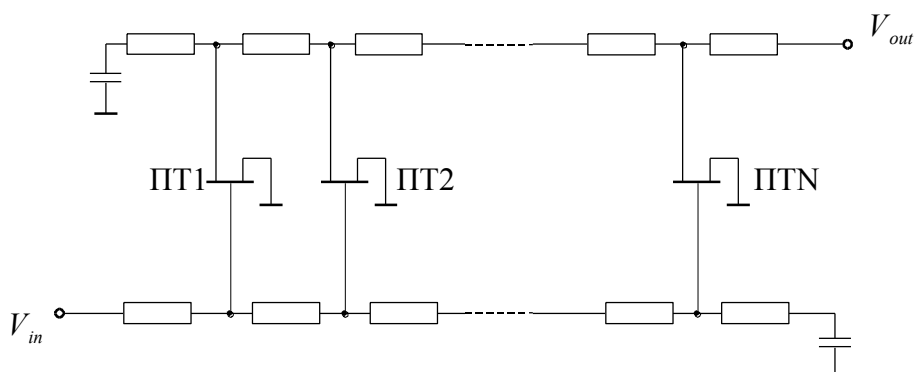


Рис. 1

### Импедансные характеристики УРУ

Для расчета усилителя воспользуемся упрощенной схемной моделью субмикронного ПТШ (рис.2), в которую входят входная и выходная емкости  $C_{gs}, C_{ds}$ , статическое сопротивление открытой части канала транзистора  $R_i$ , выходная проводимость транзистора  $G_d$ , зависимый источник тока стока, управляемый

напряжением на входной емкости  $C_{gs}$ :  $I_{drain} = S_0 \cdot V_C$ , где  $S_0$  - крутизна вольт-амперной характеристики транзистора.

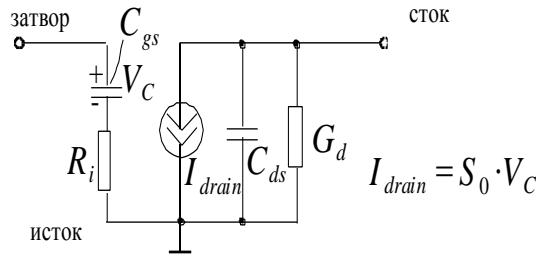


Рис.2

Пренебрежение проходной емкостью (емкостью обратной связи транзистора) существенно облегчает анализ усилителя, кроме того, в большинстве случаев при схемотехнических расчетах ею можно пренебречь в силу малости.

Рассмотрим схемную модель затворной (рис. 3) и стоковой (рис. 4) линий, где  $C_{gsi}, C_{dsi}$  – входная и выходная емкости  $i$ -го транзистора,  $R_{ii}$  – сопротивление области затвора,  $G_{di}$  – выходная проводимость  $i$ -го транзистора,  $C_{gi}, C_{di}, L_{gi}/2, L_{di}/2$  – параметры модели  $i$ -ых отрезков линий во входной и выходной искусственных линиях усилителя.

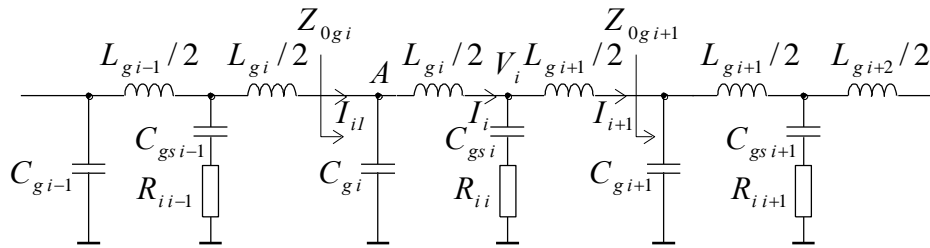


Рис.3

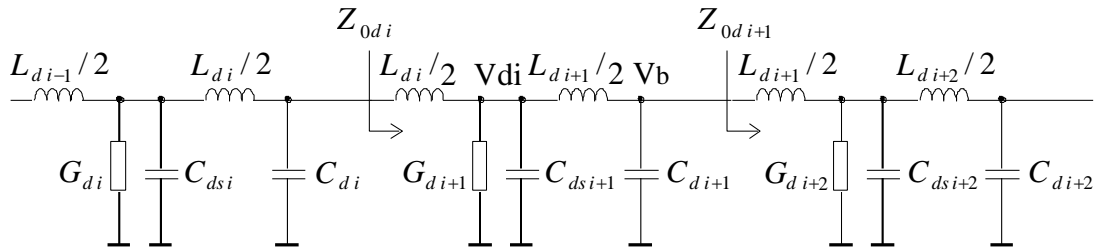


Рис.4

Короткие отрезки линии передачи в затворной и стоковой линиях моделируются симметричными T-схемами с индуктивностями  $L_{gi}/2, L_{di}/2$  и емкостями  $C_{gi}, C_{di}$ . Схемная модель усилителя при принятых допущениях представлена на рис. 5. Характеристическое сопротивление затворной линии в таком усилителе определяется по формуле [5]:

$$Z_{0g}(j\omega) = \sqrt{\frac{L_g}{C_{g1}}} \cdot \sqrt{\frac{1 + j\omega C_{gs} R_i}{1 + j\omega C_{g2} R_i} - \omega^2 \frac{L_g C_{g1}}{4}} = Z_g \psi_g(j\omega), \quad (1)$$

где  $C_{g1} = C_g + C_{gs}$ ;  $C_{g2} = \frac{C_{gs} C_g}{C_{gs} + C_g}$ ;  $Z_g = \sqrt{L_g / C_{g1}}$ ;

$$\psi_g(j\omega) = \sqrt{\frac{1 + j\omega C_{gs} R_i}{1 + j\omega C_{g2} R_i} - \omega^2 \frac{L_g C_{g1}}{4}}.$$

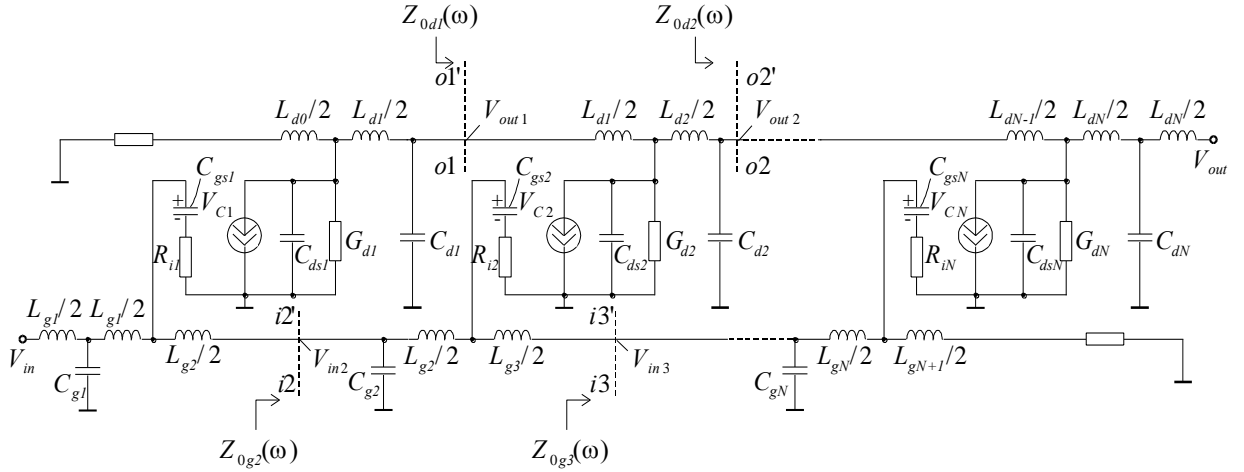


Рис.5

Аналогичное выражение для характеристического сопротивления стоковой линии запишется:

$$Z_{0d}(j\omega) = \sqrt{\frac{j\omega L_d}{G_d + j\omega C_{d1}} - \omega^2 \frac{L_d^2}{4}} = \sqrt{\frac{L_d}{C_{d1}}} \cdot \sqrt{\frac{j\omega C_{ds} R_{ds}}{1 + j\omega C_{ds} R_{ds}}} = Z_d \psi_d(j\omega), \quad (2)$$

$$\text{где } C_{1d} = C_d + C_{ds}; \quad Z_d = \sqrt{L_d / C_{d1}}; \quad \psi_d(j\omega) = \sqrt{\frac{j\omega C_{ds} R_{ds}}{1 + j\omega C_{ds} R_{ds}}}.$$

Так как нагрузки в конце затворной и стоковой линий должны полностью поглощать волны, распространяющиеся в прямом (для затворной линии) и в обратном (для стоковой линии) направлении, необходимо согласовать их с характеристическими сопротивлениями этих линий. Чаще всего используются либо отрезки микрополосковой линии передачи, либо Т-образная индуктивно-емкостная согласующая цепь с сосредоточенными параметрами [6], являющаяся элементом затворной линии передачи (рис. 4). Следует отметить, что при схемотехнических расчетах отрезки распределенной микрополосковой линии передачи могут замещаться именно такой схемной моделью. Это позволяет распространить полученные в работе соотношения на случай УРУ с отрезками микрополосковых линий передачи в цепях затвора и стока. При подключении к стандартным нагрузкам с сопротивлением 50 Ом из соотношений (1) и (2) получим следующие условия согласования:

$$\sqrt{\frac{L_g}{C_{g1}}} = \sqrt{\frac{L_d}{C_{d1}}} = 50. \quad (3)$$

Чтобы сигналы синфазно суммировались на выходе усилителя, фазовые сдвиги затворной и стоковой линий должны быть равны. Выражение для фазового сдвига в Т-секции можно записать в виде [5]:

$$\varphi(\omega) = \text{arctg} \left( \omega \sqrt{LC} \cdot \frac{\sqrt{1 - \omega^2 \frac{LC}{4}}}{1 - \omega^2 \frac{LC}{2}} \right) = \text{arctg} \left( \frac{2\omega}{\omega_c} \cdot \frac{\sqrt{1 - (\omega/\omega_c)^2}}{1 - 2(\omega/\omega_c)^2} \right)$$

Таким образом, чтобы выполнялось равенство  $\varphi_g = \varphi_d$ , достаточно иметь равенство частот отсечек этих линий:

$$\omega_{Cg} = \frac{2}{\sqrt{L_g C_{gs}}} = \omega_{Cd} = \frac{2}{\sqrt{L_d C_{ds}}} \quad (4)$$

Из (3) и (4) следует, что  $L_g = L_d$ ,  $C_{gs} = C_{ds}$ . Однако  $C_{gs}$  и  $C_{ds}$  являются параметрами схемной модели транзистора и  $C_{gs} \neq C_{ds}$ . Поэтому, обычно подключают к стоку каждого транзистора небольшую емкость для компенсации разницы между этими параметрами.

Все ячейки линий имеют различные параметры и характеристические сопротивления  $Z_{0gi}(\omega)$ ,  $Z_{0gi}(\omega)$ ,  $i = 1, 2, \dots, N$ . Примем допущение, что в каждой  $i$ -ой секции линия однородная и ее элементы – это элементы с сосредоточенными параметрами. Запишем уравнения Кирхгофа для каждой линии.

Уравнения для затворной линии	Уравнения для стоковой линии
$\begin{cases} Z_{0gi-1} = \frac{V_A}{I_{i1}} \\ V_A = V_i + \frac{j\omega L_{gi}}{2} \cdot I_i \\ V_i = \frac{j\omega L_{gi+1}}{2} \cdot I_{i+1} + Z_{0gi+1} \cdot I_{i+1} \\ I_{i1} = I_i + V_A \cdot j\omega C_{gi} \\ I_i = I_{i+1} + \frac{V_i}{R_{ii} + \frac{1}{j\omega C_{gsi}}} \end{cases}$	$\begin{cases} V_{di} = \left( Z_{0di} - \frac{j\omega L_{di}}{2} \right) \cdot I_{di} \\ V_B = V_{di} - \frac{j\omega L_{di+1}}{2} \cdot I_{di+1} \\ I_{di} = I_{di+1} + V_{di} \cdot (G_{di+1} + j\omega C_{dsi+1}) \\ I_{di+1} = I_{di1} + V_B \cdot j\omega C_{di+1} \\ Z_{0di+1} = \frac{V_B}{I_{di1}} \end{cases}$

В записанных уравнениях  $V_A, V_i, V_{di}, V_B$  – соответствующие узловые напряжения.

Решая эти системы уравнений, находим формулы для характеристического сопротивления затворной линии:

$$\frac{Z_{0gi}}{1 - j\omega \cdot C_{gi} \cdot Z_{0gi}} - \frac{j\omega L_{gi}}{2} = \frac{\left( R_{ii} + \frac{1}{j\omega C_{gsi}} \right) \cdot \left( \frac{j\omega L_{gi+1}}{2} + Z_{0gi+1} \right)}{R_{ii} + \frac{1}{j\omega C_{gsi}} + \frac{j\omega L_{gi+1}}{2} + Z_{0gi+1}}$$

и стоковой линии:

$$\frac{Z_{0di+1}}{1 + j\omega \cdot C_{di+1} \cdot Z_{0di+1}} + \frac{j\omega L_{di+1}}{2} = \frac{Z_{0di} - \frac{j\omega L_{di}}{2}}{1 - (G_{di+1} + j\omega C_{dsi+1}) \cdot \left( Z_{0di} - \frac{j\omega L_{di}}{2} \right)}$$

Вводя новые обозначения, находим регрессионные формулы для характеристических сопротивлений затворной и стоковой линий:

$$Z_{0gi+1} = g(\omega, R_{ii}, L_{gi}, L_{gi+1}, C_{gi}, C_{gsi}, Z_{0gi}),$$

$$Z_{0di+1} = h(\omega, L_{di}, L_{di+1}, G_{di+1}, C_{dsi+1}, Z_{0di}),$$

где  $g(\omega, R_{ii}, L_{gi}, L_{gi+1}, C_{gi}, C_{gsi}, Z_{0gi}) = \frac{g_1(\omega, R_{ii}, L_{gi}, L_{gi+1}, C_{gsi}, Z_{0gi})}{1 + j\omega C_{gi} \cdot g_1(\omega, R_{ii}, L_{gi}, L_{gi+1}, C_{gsi}, Z_{0gi})}$ ,

$$g_1(\omega, R_{ii}, L_{gi}, L_{gi+1}, C_{gsi}, Z_{0gi}) = \frac{\left( R_{ii} + \frac{1}{j\omega C_{gsi}} \right) \left( Z_{0gi} + \frac{j\omega L_{di}}{2} \right)}{R_{ii} + \frac{1}{j\omega C_{gsi}} + \frac{j\omega L_{di}}{2} + Z_{0gi}} + \frac{j\omega L_{gi}}{2},$$

$$h(\omega, L_{di}, L_{di+1}, C_{dsi+1}, G_{di+1}, C_{dsi+1}, Z_{0di}) = \frac{h_1(\omega, L_{di}, L_{di+1}, G_{di+1}, C_{dsi+1}, Z_{0di})}{1 + j\omega C_{di+1} \cdot h_1(\omega, L_{di}, L_{di+1}, G_{di+1}, C_{dsi+1}, Z_{0di})},$$

$$h_1(\omega, L_{di}, L_{di+1}, G_{di+1}, C_{dsi+1}, Z_{0di}) = \frac{Z_{0di} - \frac{j\omega L_{di}}{2}}{1 - (G_{di+1} + j\omega C_{dsi+1}) \cdot \left( Z_{0di} + \frac{j\omega L_{di}}{2} \right)} - \frac{j\omega L_{di+1}}{2}.$$

## Выходные частотные характеристики УРУ

Обозначим напряжение на входной емкости транзистора  $C_{gsi}$  через  $V_{Ci}$ . Рассчитаем выходное напряжение  $i$ -ой секции  $V_{out i}$  в зависимости от входного напряжения секции  $V_{in i}$ . Для дальнейшего анализа воспользуемся схемой ячейки усилителя, включая затворную и стоковую линии, показанную на рис. 6.

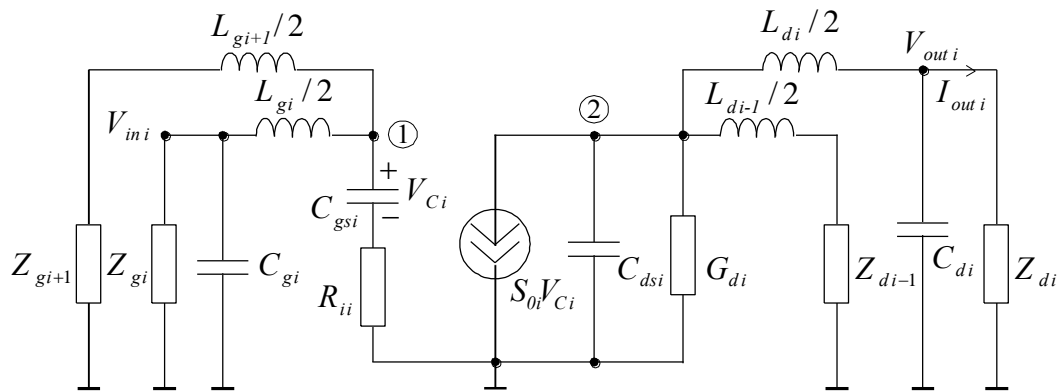


Рис.6

Применяя первый закон Кирхгофа для второго узла схемы и проделав соответствующие преобразования, получим:

$$V_{outi} = \frac{j\omega L_{di}}{2} \cdot \frac{S_{oi} \cdot V_{Ci}}{Q_i \cdot \left( (G_{di} + j\omega C_{dsi}) + \frac{1}{Z_{di-1} + \frac{j\omega L_{di-1}}{2}} + \frac{1}{Q_i} \right)}, \text{ где } Q_i = \frac{j\omega L_{di}}{2} + \frac{Z_{di} \cdot \frac{1}{j\omega C_{di}}}{Z_{di} + \frac{1}{j\omega C_{di}}}$$

Определим напряжение  $V_{Ci}$  через напряжение  $V_{ini}$  для подстановки в предыдущую формулу и определения выходного напряжения для  $i$ -ой секции:

$$V_{Ci} = \frac{1}{j\omega C_{gsi}} \cdot \frac{1}{R_{ii} + \frac{1}{j\omega C_{gsi}}} \cdot \frac{1}{1 - P_i} \cdot V_{ini}, \text{ где } P_i = \frac{\frac{j\omega L_{gi}}{2}}{\frac{j\omega L_{gi}}{2} + \frac{Z_{gi} \cdot \frac{1}{j\omega C_{gi}}}{Z_{gi} + \frac{1}{j\omega C_{gi}}}}$$

Так как рассматривается общий случай, когда все секции усилителя разные, для полного анализа необходимо учитывать многократное отражение волн напряжения и тока между секциями в каждой линии. Обозначим через  $\Gamma_{ii}, K_{ii}, \Gamma'_{ii}, K'_{ii}$  коэффициенты отражения и прохождения волн тока и напряжения в плоскости  $ii - ii'$  затворной линии в прямом ( $\Gamma_{ii}, K_{ii}$ ) и обратном ( $\Gamma'_{ii}, K'_{ii}$ ) направлении, где:

$$\Gamma_{ii} = \frac{Z_{0gi} - Z_{0gi-1}}{Z_{0gi} + Z_{0gi-1}}; \quad \Gamma'_{ii} = \frac{Z_{0gi-1} - Z_{0gi}}{Z_{0gi} + Z_{0gi-1}} = -\Gamma_{ii};$$

$$K_{ii} = \frac{2Z_{0gi}}{Z_{0gi} + Z_{0gi-1}}; \quad K'_{ii} = \frac{2Z_{0gi-1}}{Z_{0gi} + Z_{0gi-1}}.$$

Подобные соотношения можно записать и для коэффициентов  $\Gamma_{oi}, K_{oi}, \Gamma'_{oi}, K'_{oi}$  в плоскости  $oi - oi'$  стоквой линии. Запишем выражение для входного напряжения  $V_{ini}$ :

$$V_{ini} = V_{in} \cdot K_{ii-1} e^{\gamma_{gi}} \sum_{\substack{l,k=1 \\ l < k}}^{i-1} \left( \Gamma_{ik} \Gamma'_{il} \prod_{p=l+1}^k K_{ip} K'_{ip} e^{2\gamma_{gp}} \right).$$

Аналогичные выражения для выходной линии получим принимая во внимание, что все волны напряжения  $V_{outi}$  проходят стоквую линию и складываются на выходе:

$$V_{out} = \sum_{i=1}^N \left[ V_{outi} \left( \sum_{\substack{l,k=1 \\ l < k}}^{N-1} \Gamma_{ok} \Gamma'_{ol} \prod_{p=l+1}^k K_{op} K'_{op} e^{2\gamma_{dp}} \right) \cdot \prod_{j=i}^l K_{oj} e^{\gamma_{dj}} \cdot \prod_{j=k+1}^{N-1} K_{oj} e^{\gamma_{dj}} \right].$$

где  $\gamma_{gi}, \gamma_{di}$  – постоянные распространения волн тока и напряжения через  $i$ -ю секцию затворной и стоковой линий, которые можно также определить с помощью схемы секции, представленной на рис.6, где  $V_{ini}, V_{ini+1}, V_{outi}, V_{outi+1}$  рассчитываются без учета многократного отражения волн:

$$e^{\gamma_{gi}} = \frac{V_{ini+1}}{V_{ini}} = \frac{Z_{gi}}{Z_{gi} + \frac{j\omega L_{gi+1}}{2}} \cdot \frac{1}{1 - P_i}, \quad e^{\gamma_{di}} = \frac{V_{outi}}{V_{outi-1}} = \frac{Q_i - \frac{j\omega L_{di}}{2} Z_{di-1} + \frac{j\omega L_{di-1}}{2}}{Q_i Z_{di-1}}.$$

С учетом полученных формул для входного и выходного напряжения можно определить частотную характеристику коэффициента усиления по напряжению усилителя:  $K_U = V_{out} / V_{in}$ .

## Заключение

Проведен анализ моделей пассивных и активных цепей, входящих в состав усилителя СВЧ с распределенным усилением. Получены соотношения для анализа импедансных и усилительных частотных характеристик многосекционного УРУ с неоднородными секциями. Полученные аналитические соотношения позволяют решать задачи анализа и оптимизации параметров активных и пассивных компонентов УРУ, а также определения оптимального количества секций усилителя по заданным выходным частотным характеристикам.

## Литература

1. Bipul Agarwal, Adel E. Schmitz et al. 112-GHz, 157-GHz, and 180-GHz InP HEMT Travelling-Wave Amplifiers. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1998. – vol.46, № 12. – P.2553–2559.
2. K.W.Kobayashi, J.Cowles et al. A 50-MHz-55-GHz multidecade InP-based HBT distributed amplifier. // IEEE Microwave and Guided Wave Letters.- 1997.-vol.№10.-P.353-355.
3. J.Pusl, B.Agarwall et al. Capacitive-division traveling-wave amplifier with 340 GHz gain-bandwidth product. // Proc. IEEE MTT-S International Microwave Symp., Orlando, FL.-1995.-P.1661-1664.
4. Y.Baeyens, R.Pullela, H.-S.Tsai and Y.-K.Chen. A 74 GHz Bandwidth InAl/InGaAs-InP HBT Distributed Amplifier with 13-dB Gain. // IEEE Microwave and Guided Wave Letters.-1999.-vol.№9,-P.461-463.
5. Фан Хонг Фыонг. Расчет частотных характеристик СВЧ усилителей с распределенным усилением на идентичных каскадах. // Электроника и связь. –2000.-т.2, №8.-С.235-241.
6. James B. Beyer, S.N. Prasad et al. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.-1984.-vol.32, №3.- P.268-275.