

М.С. АЗОЯН, Т.М. АЗОЯН

**ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ КОЛЛЕКТОРНОЙ
ЦЕПИ ТРАНЗИСТОРНЫХ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ УМНОЖИТЕЛЕЙ
СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТ**

Наряду с развитием используемых классических методов теории преобразования сверхвысоких частот (СВЧ) сигналов для параметрических диодных устройств с каждым годом рождается много практических методов анализа и расчёта многих вариантов. Разработке общей теории преобразования сигналов СВЧ посвящено достаточно научных работ, полученные результаты которых упрощают процесс анализа и расчёта, а также увеличивают точность и надёжность системы. В работе предложен вариант решения поставленной задачи для СВЧ транзисторного параметрического умножителя (ТПУ), в котором, по существу, упрощен процесс анализа, что связано с решением нелинейного дифференциального уравнения n -го порядка с переменными коэффициентами.

Ключевые слова: аппроксимация, параметрический, умножитель, вольт-амперная и вольт-кулоновая характеристики (ВАХ и ВКХ).

Введение. К настоящему времени опубликовано значительное число работ [1,2], в которых описаны устройства ТПУ на сосредоточенных элементах и их экспериментально снятые характеристики. В связи с этим исследование коллекторной цепи ТПУ на полосковых радиочастотных линиях проводилось на действующем экспериментальном макете в диапазоне частот $0,5 \dots 1,5$ ГГц.

Методы исследования. Обобщенная принципиальная схема транзисторного параметрического преобразователя изображена на рис.1. Схема содержит цепь питания эмиттера, $C_1 D_{p1}$, исследуемый транзистор, цепь питания коллектора, колебательный контур входной частоты, образованный элементами $L_1 C_4 C_3$ и нелинейной емкостью коллекторного перехода, а также контур гармоника $L_2 C_5$. Входной сигнал подается на эмиттерный переход транзистора через разделительную емкость C_1 .

Умноженный по частоте сигнал снимается через выходной разъем от части витков индуктивности L_2 выходного контура. С помощью переменной емкости C_4 коллекторная цепь настраивается на входную частоту. Кратность умножения задается настройкой с помощью C_5 контура гармоника. Эмиттерный переход транзистора работает при нулевом начальном смещении. Выбор такой рабочей точки на входной характеристике транзистора обусловлен тем, что она обеспечивает условия работы усилителя, близкие к оптимальным.

Экспериментальный макет испытывался с транзисторами малой мощности типов ГТ-329Б, ГТ-330, КТ640А2 и т. д.

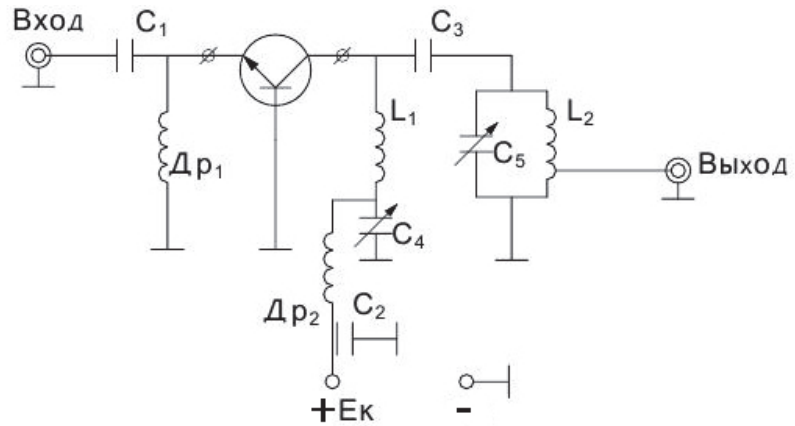


Рис. 1. Принципиальная схема экспериментального макета ТПУ

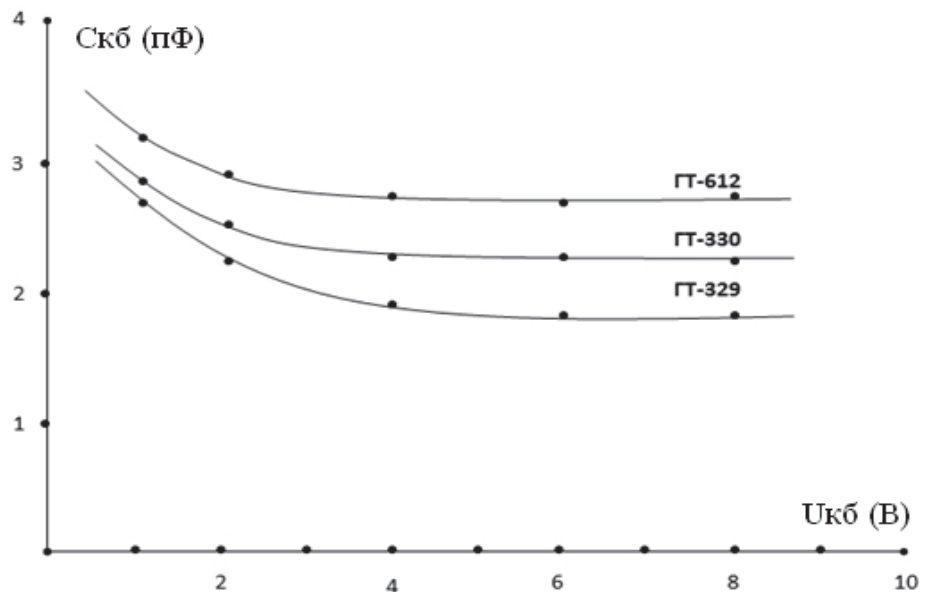


Рис. 2. Вольт-фарадные характеристики коллекторного перехода транзисторов ГТ329, ГТ330, ГТ612

Вольт-фарадные характеристики коллекторных переходов этих транзисторов, усредненные для небольших партий, представлены на рис.2.

Графическое дифференцирование этих характеристик (рис. 3), построенных в увеличенном масштабе, показывает, что ход первой производной и ход производных более высоких порядков в пределах рабочего участка выходных

характеристик обоих типов транзисторов примерно совпадают (имеется лишь небольшое расхождение при малых коллекторных напряжениях). Представлены графики первой и второй производных от емкости по напряжению для характеристики (рис. 3), которые использовались при расчете удвоителей и утроителей частоты.

Другим параметром, который необходим для расчета эффективности умножителя, является проводимость эквивалентных пассивных потерь коллекторного перехода. Точное определение величины этих потерь на СВЧ представляется весьма затруднительным, что объясняется сложностью эквивалентной схемы транзистора. Кроме того, такие потери у планарных СВЧ транзисторов зависят от частоты сигнала, что вынуждает использовать для расчета эффективности умножителя усредненное значение величины этих потерь, которое в первом приближении может быть определено из паспортного параметра, характеризующего постоянную времени цепи обратной связи, измеренную на высокой частоте.

$A_2, A_3 (нФ \cdot В^{-2}, нФ \cdot В^{-2})$

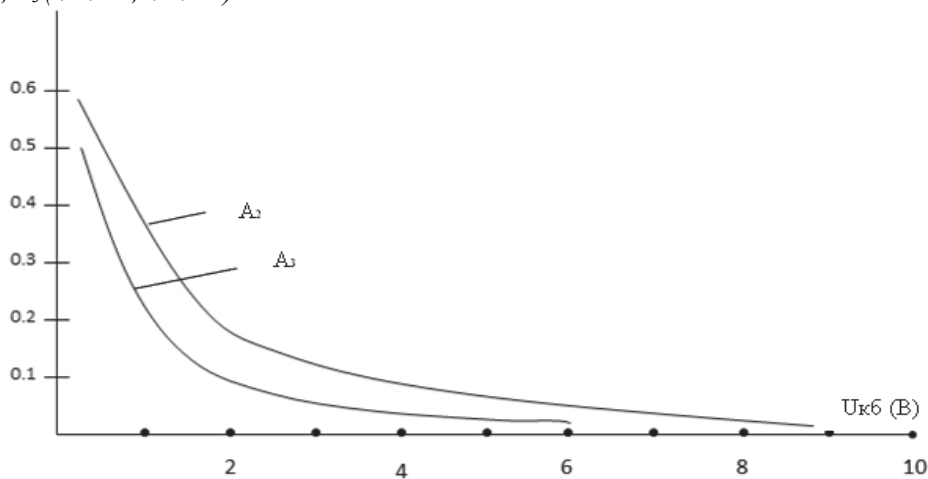


Рис. 3. Графики зависимости первой и второй производных от емкости по напряжению для транзистора ГТ-329Б

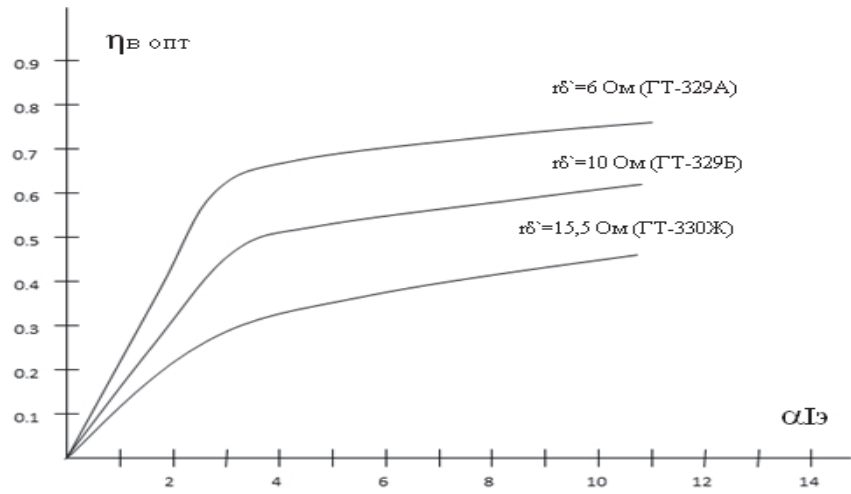


Рис. 4. Расчетные зависимости $\eta_{\text{опт}} = f(\alpha I_{\text{э}})$ при трех значениях распределенного сопротивления базы r_{δ}

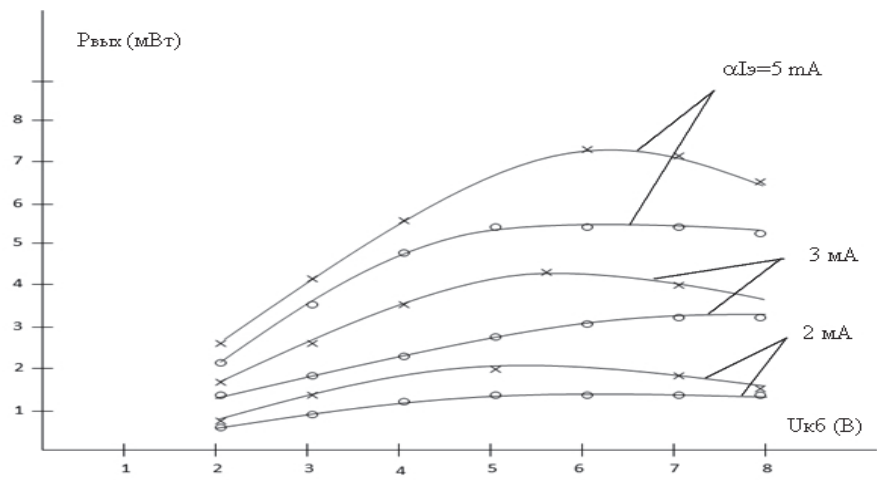


Рис. 5. Экспериментальные характеристики $P_{\text{вых}} = f(U_{\text{кб}})$ удвоителей частоты:
 -x---x---x- для транзисторов ГТ-329Б ($r_{\delta} = 10 \text{ Ом}$)
 -o---o---o- для транзисторов ГТ330Ж ($r_{\delta} = 15,5 \text{ Ом}$)

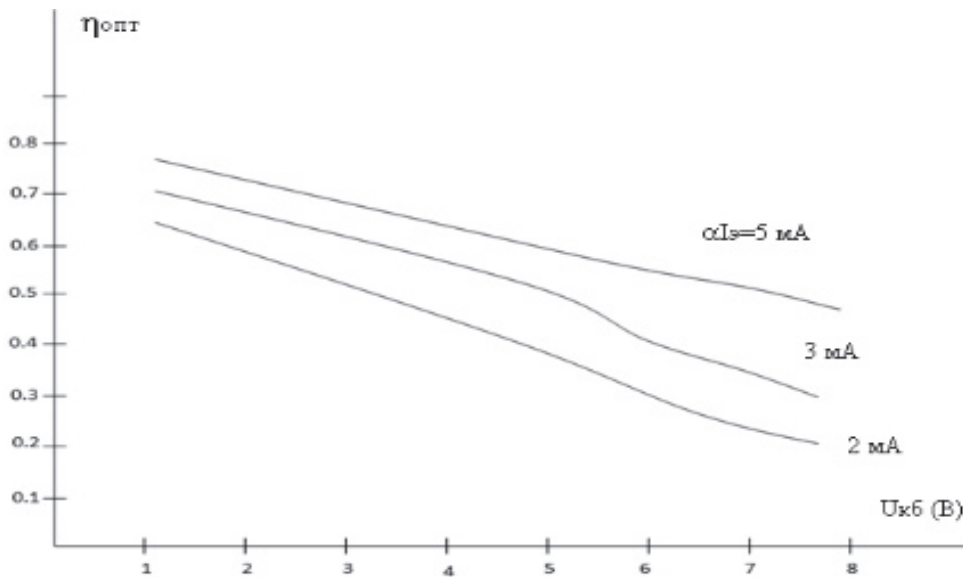


Рис. 6. Расчетные зависимости $\eta_{opt}=f(U_{кб})$

Значения этого параметра и емкости коллекторного перехода, измеренных при фиксированном напряжении коллектор – база ($U_{КБ}$), для транзисторов ГТ-329, КТ640А2 представлены в табл. 1 и 2. С другой стороны, это уточнение не всегда может понадобиться, так как эффективность умножителя η слабо зависит от величины пассивных потерь G_{s1} и G_{sn} , следовательно, от [3].

$$\eta = P_n / P_{вх} .$$

Это обстоятельство подтверждается расчетом, результаты которого для удвоителя частоты с $f_{вх} = 0,23$ ГГц при $U_{БК} = 5$ В представлены на рис. 4, где изображены зависимости оптимального КПД η_{opt} от αI_s при трех значениях сопротивления потерь U'_B , определенных из потерь для транзисторов ГТ-329 А, Б и КТ640 А 2. Из рис. 4 видно, что изменение величины U'_B от 6 до 10В дает разброс значения η_{opt} около 15%, что в ряде случаев может не приниматься во внимание при оценке η_{opt} в инженерных расчетах.

На рис.5 представлены типичные экспериментальные зависимости выходной мощности от напряжения на коллекторе для удвоителей частоты на транзисторах ГТ-329Б и ГТ-330Ж, имеющие, согласно таблицам параметров, разницу в величине U'_B . Из рис. 5 видно, что эффективность умножителей на транзисторах ГТ-329 Б в среднем на 15...20% выше, чем на транзисторах ГТ-329Ж, что согласуется с результатами расчета, представленными на рис.4.

Следует отметить, что аналогичные экспериментальные результаты для двух других типов транзисторов ГТ-311 и ГТ313, производимых по разной

технологии, были получены ранее в работе [4], где разница в эффективности умножителей качественно объяснялась различной величиной распределенного сопротивления базы этих двух типов транзисторов. На рис.6 представлены полученные с помощью графиков расчетные зависимости оптимального КПД – $\eta_{\text{опт}}$ от напряжения рабочей точки на ВКХ, объясняющие перегиб экспериментальных характеристик на рис. 5.

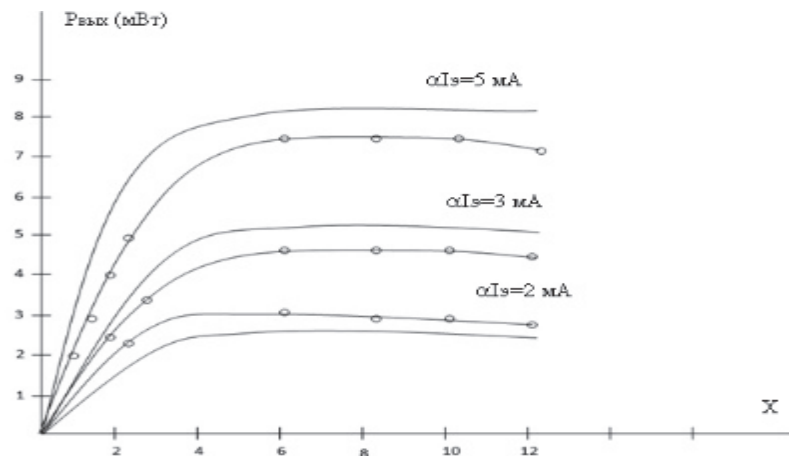


Рис. 7. Теоретические и экспериментальные нагрузочные характеристики удвоителя частоты:--- расчет, о – о эксперимент

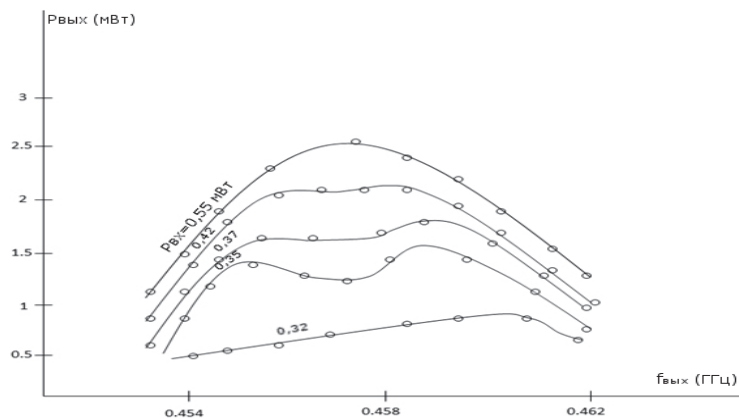


Рис. 8. Деформация амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) при изменении уровня входного сигнала

Для расчета были использованы усредненные параметры транзисторов ГТ-329Б. Из рис. 6 видно, что оптимальный КПД коллекторной цепи, а следовательно, и выходная мощность падают с ростом $U_{\text{БК}}$. Это следует из

графика на рис. 3, где представлена зависимость $A_1 = f(U_{БК})$, и объясняется смещением рабочей точки в область малых значений величины производной, от чего зависит эффективность умножителя.

С целью экспериментального подтверждения найденного теоретически характера влияния нагрузки на работу умножителя частоты были рассчитаны и сняты экспериментально нагрузочные характеристики удвоителя на транзисторе ГТ-329Б. Величина нагрузки в процессе эксперимента задавалась путем изменения коэффициента включения выходного коаксиального тракта с волновым сопротивлением 50 Ом в контур гармоники. При этом величина коэффициента включения изменялась в пределах от 0 до 1. В связи с тем, что точное экспериментальное определение параметра $\frac{G_H}{G_{sn}} = \chi$ связано с определёнными трудностями, которые обсуждались выше, сопоставление теории и эксперимента производилось путем совмещения по параметру χ одной из рассчитанных и экспериментально снятых кривых в точках, соответствующих коэффициентам включения $K_B \approx K_{B \text{ опт}}$, $K_B \approx 1$, $K_B \approx 0$. Промежуточные значения K_B , а следовательно, и χ для этой экспериментальной кривой фиксировались. Далее для этих фиксированных точек снималось значение выходной мощности при других значениях αI_3 , в результате чего было получено семейство экспериментальных и теоретических характеристик, которое изображено на рис. 7.

Из хода экспериментальных нагрузочных характеристик следует, что в соответствии с выводами теории выходная мощность умножителя вначале резко возрастает с ростом χ до некоторого оптимального значения, а затем медленно начинает уменьшаться. Это обстоятельство очень важно, и его необходимо учитывать при проектировании ТПУ, так как с ростом коэффициента включения нагрузки в выходной контур умножителя возрастает уровень побочных гармоник по отношению к уровню полезного сигнала. При этом, если необходимо получить более чистый спектр, следует, по-видимому, выбрать рабочую точку на нагрузочной характеристике слева от максимума. Если же к чистоте спектра нет повышенных требований, то выбор нагрузки не составит труда, так как выходная мощность правее максимума меняется незначительно. Это обстоятельство облегчает применение полосковых резонаторов без дополнительной подстройки коэффициента связи с нагрузкой.

Было теоретически установлено [5], что АЧХ умножителя в зависимости от инвариантов могут быть одногорбыми, уплощенными и двугорбыми, причем вид характеристик зависит от амплитуд, воздействующих на коллекторный переход сигналов. В связи с тем, что для умножителей частоты на нелинейной емкости это теоретическое исследование сделано впервые, необ-

ходимо было провести и экспериментальную проверку выводов, полученных на основании теории. С этой целью были исследованы АЧХ при различных параметрах коллекторной цепи и уровнях возбуждения.

Эксперимент показал, что в определенном диапазоне параметров x_0 и m_0 , которые задавались взаимной расстройкой контуров умножителя, при изменении уровня возбуждения наблюдаются все три вида АЧХ. На рис.8 изображено семейство АЧХ, снятых при различных уровнях внешнего сигнала, а также иллюстрирован переход АЧХ из одnogорбых и двугорбых.

В заключение отметим, что расчет ряда теоретических зависимостей проводился в предположении работы транзистора в недонапряженном или слабopенaпряженном режимах, то есть положение рабочей точки на нагрузочной характеристике транзистора исключало значительный заход амплитуды входного сигнала в область перенапряжения, что связывает амплитуду сигнала с параметрами коллекторной цепи и уровнем возбуждения соотношением [5]

$$U_n^2 = U_1^2 \frac{b_n}{b_1} \sqrt{\frac{(G_{\Sigma 1} - \frac{\alpha I_3}{U_1})^2 + (B_{\Sigma n} - \frac{\alpha I_3}{U_1})^2}{G_{\Sigma n}^2 + B_{\Sigma n}^2}}$$

Предварительный расчет показывает, что обычно хорошо выполняется условие малых потерь - G_{s1} . В этом случае справедливо приближенное соотношение

$$U_1 \simeq \sqrt{\frac{2^{2(n-1)} [(\Pi-1)]^2 (G_H + G_{Sn}) \alpha I_3}{\omega^2 A_n^2}}$$

С помощью этого выражения при известных параметрах G_H , G_{Sn} и уровне возбуждения αI_3 можно определить амплитуду U_1 , положение рабочей точки U_c на ВКХ и соответствующее значение производной от ВКХ - A_n . Определение величины A_n производится путем последовательных приближений. Вначале, при известном постоянном коллекторном напряжении, значение U_{KB} необходимо определить из графиков на рис.3, значение A_n - при $\frac{U_{KB}}{2}$, соответствующем критическому режиму:

$$\frac{\alpha I_3}{U_1} |_{кр} = \frac{1}{2} (G_{\Sigma 1} + B_{\Sigma 1}) \pm \frac{1}{2} \sqrt{(G_{\Sigma 1} + B_{\Sigma 1})^2 - 2(G_{\Sigma n} + B_{\Sigma n})^2}$$

После вычисления для этого значения A_n амплитуды U_1 находится новое положение рабочей точки на ВКХ, соответствующее $U_{KB} - U_1$, и новое значение A_n и т. д. При этом обычно приходится делать не более двух-трех приближений.

Таким образом, контролировалось условие $U_1 \leq U_0$, исключающее переход рабочей точки в область перенапряжения.

Заключение. Разработанный параметрический умножитель на мало-мощных транзисторах целесообразно применять в качестве простых и миниатюрных гетеродинов приемных устройств дециметрового диапазона. Показано удовлетворительное соответствие рассчитанных нагрузочных характеристик с результатами экспериментальных измерений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Азоян М.С.**, Вывод основных соотношений для полупроводникового параметрического делителя СВЧ //Вестник ГИУА (Политехник). Серия Инф. техн., электроника, радиотехника. -2015. – N1.- С.91-97.
2. **Nicholas A. Estep, Dimitrios L. Jacson** Soric and Andrea Alu Magnetic - free non Reciprocity and isolation based on parametrically modulated coupled-rezonator loops // Nature Physics Macmillan PublishrsLimited. – 2014.- 1-5.
3. **Каплан А.Е., Кравцов Ю.А., Рылов В.А.** Параметрические генераторы и делители частоты. – М.: Сов. Радио, 1998. - 329с.
4. **Альтман Ю.** Военные технологии. - М.:Техносфера, 2006.- 416с.
5. **Азоян М.С., Арустамян В.Е., Азоян Т.М.** Анализ энергетических характеристик параметрического делителя сверхвысоких частот //Вестник ГИУА (Политехник). Серия Информационные технологии, электроника, радиотехника. - 2014. - Вып. 17, N2. - С.95-99.

Մ.Ս. ԱԶՈՅԱՆ, Տ.Մ. ԱԶՈՅԱՆ

ՏՐԱՆԶԻՍՏՈՐԱՅԻՆ ՊԱՐԱՄԵՏՐԻԿ ԳԵՐՔԱՐԾՐ ՀԱՃԱԽՈՒԹՅԱՆ ԲԱԶՄԱՊԱՏԿՉԻ ԿՈՆԵԿՏՈՐԱՅԻՆ ՇՂԹԱՅԻ ՓՈՐՁՆԱԿԱՆ ՀԵՏԱՁՈՏՈՒՄԸ

Կիսահաղորդչային դիոդներով սարքերի գերբարձր հաճախությամբ (ԳԲՀ) ազդանշանի ձևափոխման տեսության դասական մեթոդները տարեցտարի զարգանում են՝ առաջացնելով վերլուծման և հաշվարկի մշակման նորանոր գործնական տարբերակներ, արդյունքում՝ հեշտացնելով վերլուծման հետագա ընթացքը և բարձրացնելով հաշվարկման ճշգրտությունն ու սարքի հուսալիությունը: Այս խնդիրը ներկայումս արդիական է, որին նվիրված է սույն աշխատանքը: Առաջարկվում է տրանզիստորային պարամետրիկ գերբարձր հաճախության բազմապատկչի փորձնական հետազոտման խնդրի լուծման տարբերակ է, որում, ըստ էության, պարզեցված է ծավալուն գործընթացը կապված n – րդ կարգի ոչ գծային դիֆերենցիալ, փոփոխական գործակիցներով հավասարման լուծման հետ:

Առանցքային բաներ. մոտարկում, պարամետրիկ, բազմապատկիչ, վոլտ- ամպերային, վոլտ- կոլոնային բնութագրեր:

M.S. AZOYAN, T.M. AZOYAN

AN EXPERIMENTAL STUDY OF COLLECTOR CIRCUIT TRANSISTOR PARAMETRIC MULTIPLIERS OF UHF

Together with the classical methods of the theory of transformation of SUPER FINE frequency (RF) signals for parametric diode devices, many practical methods are developed for analyzing and calculating the number of options each year. To the development of the general theory of the microwave signal conversion many scientific papers, are devoted whose results simplify the process of analysis and calculation, as well increase the accuracy and reliability of the system. An option to solve this problem for a microwave transistor parametric multiplier (TPU) is proposed which substantially simplifies the process of analysis, which is associated with the solution of nonlinear differential equations of the n-th order with variable coefficients.

Keywords: approximation, parametric, multiplier, volt-ampere, volt-Coulomb characteristic.

УДК 621.396.962.2

A.A. АВETИСЯН

ПРИЕМНИК СИГНАЛА ТЕРАГЕРЦОВОГО ДИАПАЗОНА

Рассматриваются проблемы приема сигнала в терагерцовом диапазоне частот. Показаны преимущества применения интерферометра Маха-Цендера в качестве смесителя супергетеродинного приемника в терагерцовом диапазоне. Исследуются вопросы концентрации энергии в электрооптическом модуляторе с использованием диэлектрического клина и передачи сигнала на малошумящий спутниковый конвертер.

Ключевые слова: терагерцовый диапазон, интерферометр Маха-Цендера, малошумящий спутниковый конвертер, диэлектрический клин.

Введение. Терагерцовый (ТГц) спектр находится между микроволновой и оптической областями [1,2]. Изучение миллиметровых и субмиллиметровых волн требует создания в этой области волноведущей системы, на основе которой можно создать функциональные элементы различного назначения. В работе [2] приведены основные технические характеристики полного комплекта волноводных функциональных элементов диапазона 120...150 ГГц, выполненных на основе волноводов класса "полый диэлектрический канал" (ДК-волновод), и показано, что в терагерцовом диапазоне наиболее оптимальными системами являются металлодиэлектрические волноводы. В качестве смесителя супергетеродинного приемника в терагерцовом диапазоне применяется интерферометр Маха-Цендера на основе металлодиэлектрического