

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ  
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение  
высшего профессионального образования  
«Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса»  
(ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС»)

*Н.Н. Прокопенко, Н.В. Ковбасюк, А.С. Будяков*

## **МЕТОДЫ ПОСТРОЕНИЯ АКТИВНЫХ УДВОИТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ**

**Учебно-методическое пособие**

для студентов, обучающихся по специальностям  
210601.65 «Радиоэлектронные системы и комплексы»,  
210302.65 «Радиотехника»,  
210303.65 «Бытовая радиоэлектронная аппаратура»,  
направлению подготовки бакалавров 210400.62 «Радиотехника»  
(профиль «Радиотехнические средства передачи,  
приёма и обработки сигналов»),  
программам магистерской подготовки  
по направлению 210400.68 «Радиотехника»,  
аспирантов, обучающихся по научной специальности  
05.13.05 «Элементы и устройства вычислительной техники  
и систем управления»

**Учебное электронное издание**



ШАХТЫ  
ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС»  
2013

УДК 621.375(07)  
ББК 32.846я73

*Рекомендовано в качестве самостоятельного электронного издания  
редакционно-издательским советом ЮРГУЭС*

**Рецензент:**

д.т.н., профессор **С.Г. Крутччинский**

**Прокопенко, Н.Н.**

Методы построения активных удвоителей частоты [Электронный ресурс] : учеб.-метод. пособие для студентов, обучающихся по специальностям 210601.65 «Радиоэлектронные системы и комплексы», 210302.65 «Радиотехника», 210303.65 «Бытовая радиоэлектронная аппаратура», направлению подготовки бакалавров 210400.62 «Радиотехника» (профиль «Радиотехнические средства передачи, приёма и обработки сигналов»), программа магистерской подготовки по направлению 210400.68 «Радиотехника», аспирантов, обучающихся по научной специальности 05.13.05 «Элементы и устройства вычислительной техники и систем управления» : учеб. электрон. издание / Н.Н. Прокопенко, Н.В. Ковбасюк, А.С. Будяков ; Федер. гос. бюджет. образоват. учреждение высш. проф. образования «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса» (ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС»). – Электрон. дан. (1,62 Мб). – Шахты : ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2013. – URL : <http://www.libdb.sssu.ru>. – Загл. с экрана. – № гос. регистрации 0321300971. ISBN 978-5-93834-811-0

Данное учебно-методическое пособие предназначено для студентов, изучающих дисциплины «Устройства генерирования и формирования сигналов», «Устройства приёма и обработки сигналов», и аспирантов, изучающих дисциплину «Элементы и устройства вычислительной техники и систем управления». Рассматриваются методы построения удвоителей частоты. Обсуждаются результаты компьютерного моделирования практических схем и эффективность подавления нежелательных спектральных составляющих.

Может быть полезно для курсового, дипломного проектирования и самостоятельной работы студентов, а также учебно-исследовательской и научно-исследовательской работы бакалавров, магистрантов и аспирантов, занимающихся разработкой электронной компонентной базы устройств автоматики и радиотехники в рамках диссертационных исследований.

Подготовлено в рамках гранта 14.В37.21.0781 «Разработка архитектурных, технологических и схемотехнических основ проектирования специализированных микросхем для обработки сигналов фотоприёмников нового поколения и мостовых резистивных датчиков» ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 гг.

© Прокопенко Н.Н., Ковбасюк Н.В., Будяков А.С., 2013  
© ФГБОУ ВПО «Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса», 2013

---

*Учебное электронное издание*

**Прокопенко** Николай Николаевич  
**Ковбасюк** Николай Васильевич  
**Будяков** Алексей Сергеевич

**МЕТОДЫ ПОСТРОЕНИЯ АКТИВНЫХ УДВОИТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ**

**Учебно-методическое пособие**

ФГБОУ ВПО «Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса»  
346500, г. Шахты, Ростовская обл., ул. Шевченко, 147

## ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ .....	4
1. АРХИТЕКТУРА ШИРОКОПОЛОСНЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СВЧ-УДВОИТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ (УДЧ).....	4
2. АНАЛОГОВЫЕ КВАДРАТОРЫ НА БАЗЕ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ КАСКАДОВ С НЕЛИНЕЙНОЙ КОРРЕКЦИЕЙ И УДВОИТЕЛИ ЧАСТОТЫ НА ИХ ОСНОВЕ .....	11
ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....	30
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК .....	31

## **ВВЕДЕНИЕ**

Умножение частоты является одной из достаточно важных задач в радиотехнических системах. В пособии рассматриваются методы удвоения частоты, основанные на нелинейном преобразовании входного сигнала.

[В начало к содержанию](#)

### **1. АРХИТЕКТУРА ШИРОКОПОЛОСНЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СВЧ-УДВОИТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ (УДЧ)**

Одним из основных способов для построения СВЧ УДЧ является метод двухполупериодного выпрямления сигнала, реализуемый как на основе диодов Шоттки [2], так и на основе биполярных транзисторов [3–6]. При построении УДЧ СВЧ-диапазона на основе диодов Шоттки, как правило, используются планарные трансформаторы, настроенные на входную и выходную частоту соответственно.

Общим недостатком для схем, построенных на этом принципе, является большой уровень гармонических составляющих в спектре выходного сигнала, что требует введения дополнительных фильтрующих цепей или схем для подавления нежелательных гармонических составляющих. Например, в УДЧ СВЧ-диапазона с рабочими частотами больше нескольких гигагерц для подавления входной частоты используются четверть волновые отрезки микрополосковых линий, при помощи которых осуществляется шунтирование сигнала входной частоты на выходе УДЧ. Недостатком такого способа являются ограничение диапазона рабочих частот и невозможность использования микрополосковых линий на более низких частотах из-за увеличения их габаритов.

Предлагаемый в [2–6] подход использования частотно-избирательных цепей на основе элементов с сосредоточенными параметрами также ограничен по диапазону рабочих частот (за счёт избирательности фильтров), а на низких частотах накладывает значительные ограничения, связанные с возможностью изготовления пассивных элементов ИМС в монолитном интегральном исполнении.

Основными требованиями, которые предъявляются к УДЧ, кроме общих требований, предъявляемых к СВЧ ИМС и СФ-блокам, являются:

- диапазон рабочих частот;
- диапазон входного и выходного сигнала;
- коэффициент преобразования;
- подавление гармоник на выходе;
- уровень фазовых шумов.

Ниже рассматривается архитектура УДЧ, в которой нет необходимости в частотно-избирательных цепях, что обеспечивает целый ряд преимуществ.

Рассмотрим характеристики транзисторного двухполупериодного выпрямителя, построенного на биполярных транзисторах, на примере схемы, изображённой на рис. 1, в которой применён дифференциальный каскад, построенный на транзисторах VT1 и VT2, имеющий дифференциальный вход и однофазный выход.

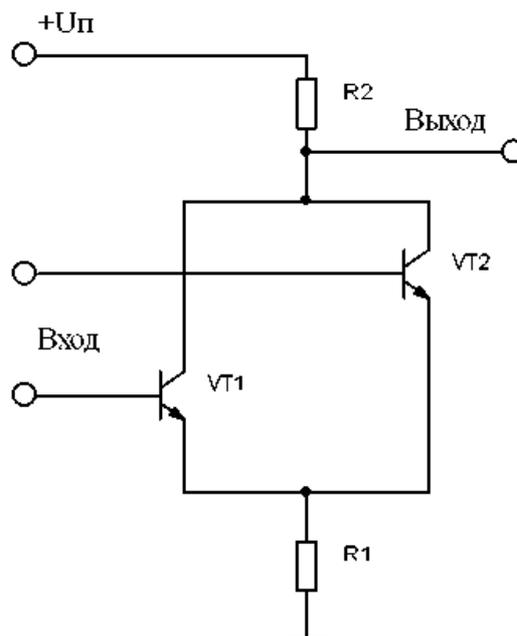


Рис. 1. УДЧ в режиме двухполупериодного выпрямителя

При использовании кремниевых биполярных транзисторов ФГУП НПП «Пульсар» был проведён анализ потерь преобразования и спектрального состава выходного сигнала этой схемы. Результаты моделирования представлены на рис. 2, при этом в состоянии покоя транзисторы находятся в режиме отсечки.

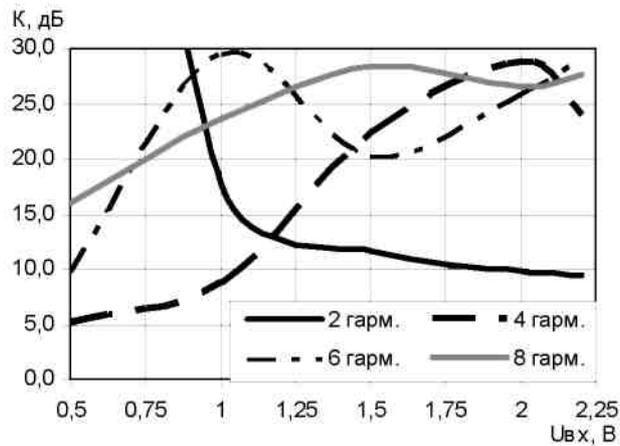


Рис. 2. Спектральный состав выходного сигнала УДЧ в режиме двухполупериодного выпрямителя

Следует отметить, что на рис. 2, иллюстрирующем спектральный состав выходного сигнала, кривая, соответствующая второй гармонике, показывает потери преобразования УДЧ, а высшие гармоники отсчитываются относительно уровня 2 гармоники.

При входных напряжениях меньше 0,5 В схема УДЧ, изображённая на рис. 1, практически перестаёт функционировать, что объясняется недостаточностью входного сигнала для открывания транзисторов.

Для того чтобы расширить нижнюю границу диапазона входных напряжений, необходимо подавать смещение на вход такого УДЧ. Для схемы, приведённой на рис. 1, был проведён анализ при подаче на вход напряжения смещения, равного 0,7 В, что обеспечило работу каскада в режиме микротоков. Результаты анализа представлены на рис. 3.

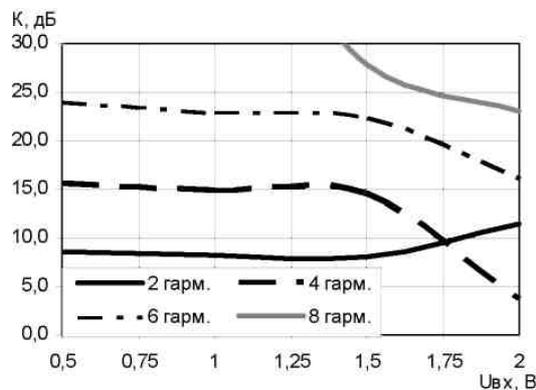


Рис. 3. Спектральный состав выходного сигнала УДЧ с дополнительным напряжением смещения на входе

Из проведённого анализа видно, что подача на вход дополнительного напряжения смещения приводит к уменьшению потерь преобразования и снижению в спектральном составе выходного сигнала высших гармоник в области малых входных напряжений. Ухудшение спектральной чистоты сигнала с ростом входного сигнала обусловлено превышением уровня допустимого входного сигнала.

По результатам моделирования видно, что вне зависимости от режима работы транзистора в состоянии покоя, наихудший уровень нежелательных гармоник относительно выходной частоты составляет 15–20 дБ, что в большинстве случаев требует применения дополнительных частотно-избирательных цепей.

Причиной возникновения большого количества паразитных гармоник на выходе УДЧ на основе двухполупериодного выпрямителя является переход транзисторов в нелинейный режим. Для того чтобы обеспечить минимальный уровень искажений выходного сигнала УДЧ, транзисторы должны работать в активном режиме, а изменения входного сигнала не должны приводить к переходу в нелинейный режим работы каскада.

Реализация этого принципа показана на схеме, приведённой на рис. 4, где режимный ток транзисторов VT1 и VT2 задаётся источником тока  $I_1$ , при этом для обеспечения наибольшей верхней границы диапазона рабочих частот транзисторы должны работать в режиме, оптимальном с точки зрения граничной частоты транзисторов.

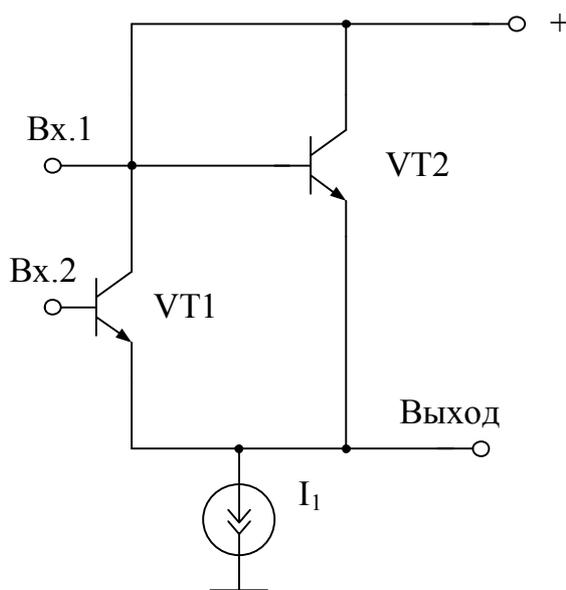


Рис. 4. Ядро УДЧ, используемого в линейном режиме

Выходом схемы является точка объединения эмиттеров транзисторов VT1, VT2, которая при больших входных сигналах имеет характеристику выпрямителя, однако при малых уровнях входных сигналов имеет параболическую форму, что обеспечивает удвоение частоты входного гармонического сигнала. Моделирование данной схемы было проведено на транзисторах с граничной частотой 20 ГГц, с размером эмиттеров  $0,6 \times 1,6 \text{ мкм}^2$ . Максимальное значение граничной частоты обеспечивается при режимном токе порядка 400 мкА. Для этой схемы было проведено моделирование потерь преобразования и спектрального состава выходного сигнала этой схемы. Результаты моделирования представлены на рис. 5.

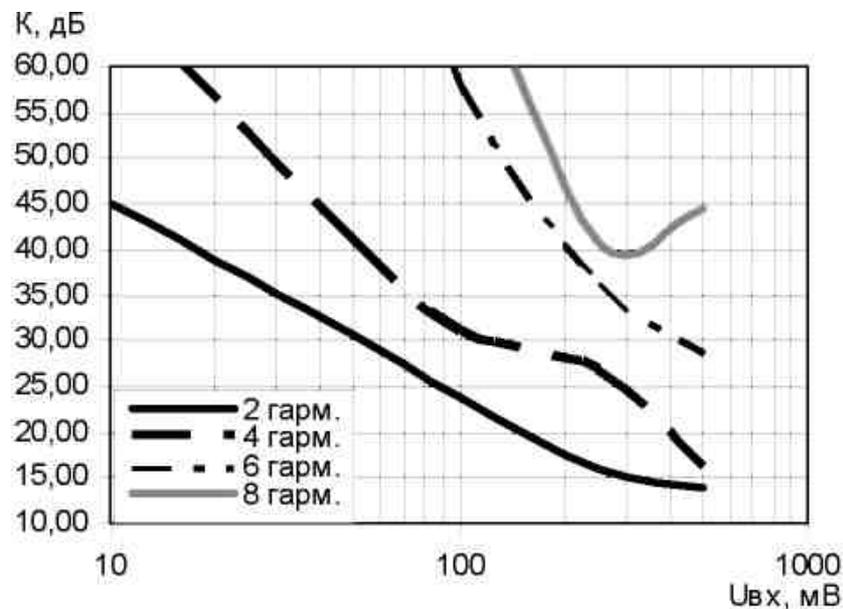


Рис. 5. Зависимость спектрального состава выходного сигнала УДЧ, работающего в линейном режиме от уровня входного сигнала

По результатам моделирования видно, что в достаточно широком диапазоне входных напряжений на выходе УДЧ обеспечивается очень низкое значение нежелательных спектральных составляющих, т.е. не требуется дополнительная фильтрация выходного сигнала.

Результаты моделирования в диапазоне рабочих частот при входном напряжении 50 мВ приведены на рис. 6.

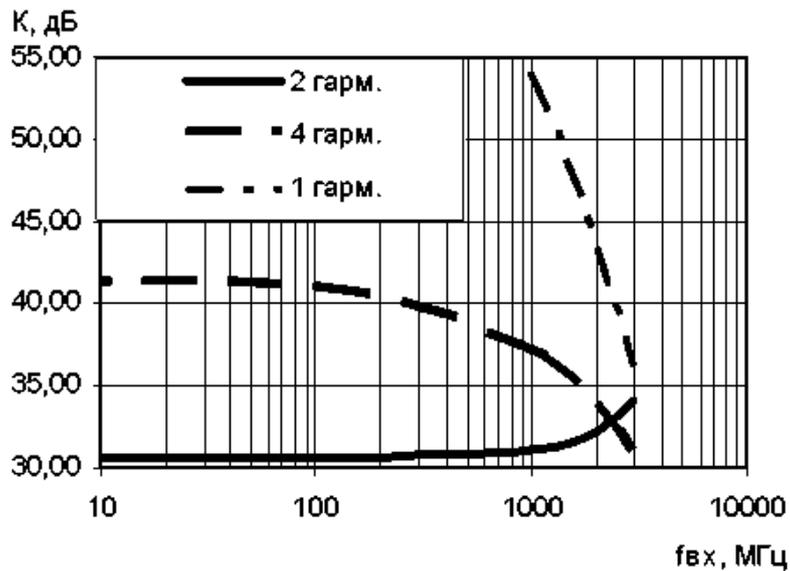


Рис. 6. Зависимость спектрального состава выходного сигнала УДЧ в линейном режиме от частоты входного сигнала

Они показывают, что вплоть до входной частоты 3 ГГц УДЧ, работающий в линейном режиме, обеспечивает значительно лучшие характеристики, чем УДЧ, работающий в режиме выпрямителя.

Для анализа шумовых свойств УДЧ было проведено моделирование фазовых шумов при различных уровнях входных сигналов (рис. 7) и в диапазоне рабочих частот (рис. 8) при фиксированном отступе по частоте, равном 10 кГц.

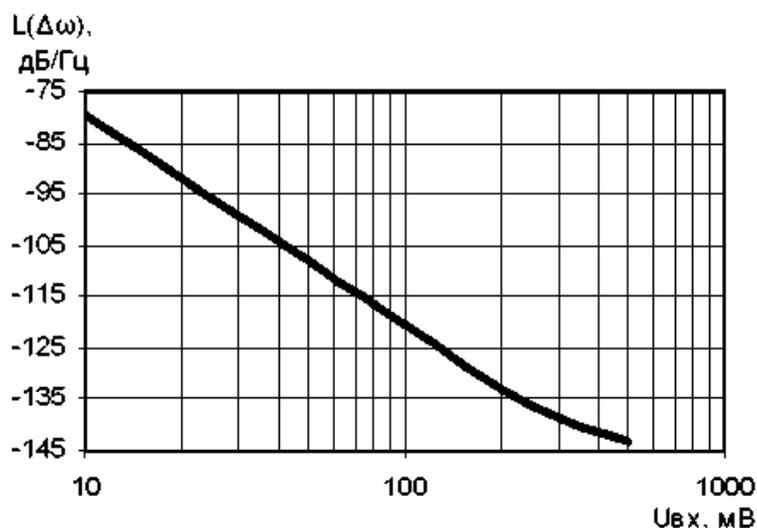


Рис. 7. Зависимость уровня фазовых шумов выходного сигнала УДЧ в линейном режиме от амплитуды входного сигнала

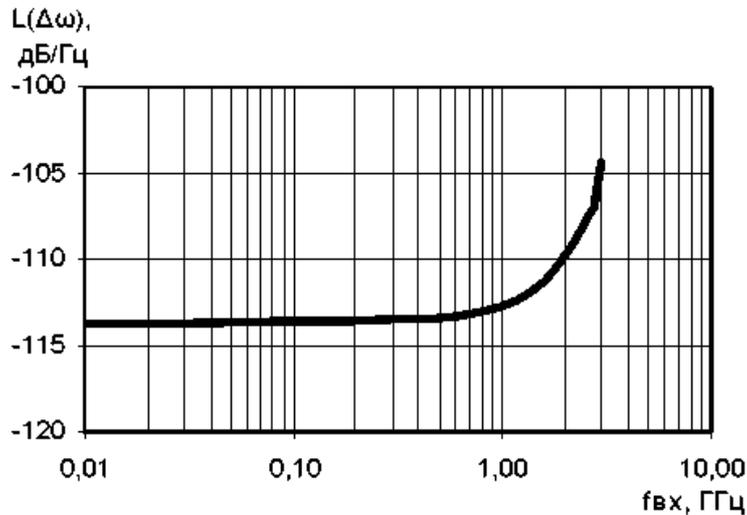


Рис. 8. Зависимость уровня фазовых шумов выходного сигнала УДЧ, используемого в линейном режиме от частоты входного сигнала

Приведённые результаты свидетельствуют о противоречии между уровнем фазовых шумов УДЧ и уровнем нежелательных спектральных составляющих выходного сигнала. В диапазоне рабочих частот УДЧ обеспечивает слабое изменение уровня фазовых шумов.

Необходимо отметить, что в сравнении с интегральными УДЧ, описываемыми в [7], данное решение обеспечивает существенную экономию площади кристалла, поскольку использует транзисторы с минимальными размерами, в то время как в [7] используются транзисторы с большим соотношением площади эмиттеров, что значительно увеличивает площадь кристалла, занимаемую ядром УДЧ. Кроме того, обеспечивается экономия по потребляемой мощности, т.к. транзисторам с большой площадью эмиттеров требуется существенно больший режимный ток для выхода в режим работы с максимальной граничной частотой. Размер, занимаемый на кристалле ядром УДЧ при использовании двух слоёв металлизации, составляет  $25 \times 35 \text{ мкм}^2$ , а ток потребления (с учётом источника опорного тока) составляет 1 мА.

Важным фактором для подавления основной гармоники входного сигнала является как степень симметрии дифференциальной пары транзисторов ядра УДЧ, что накладывает дополнительные требования на выбор технологического процесса и требует тщательной проработки топологического решения, так и степень симметричности входного дифференциального сигнала. По этой причине наиболее целесообразным при построении ИМС и СФ-блоков на основе описываемого ядра УДЧ является организация однофазного входа УДЧ с дальнейшим тщательным преобразованием однофазного сигнала в выходной дифференциальный, который непосредственно поступает на вход ядра УДЧ, обеспечивая необходимый уровень симметрии.

Одним из важных достоинств рассматриваемого ядра УДЧ является низкий уровень мощности входного сигнала, что обеспечивает создание экономичных радиоэлектронных систем с его использованием.

Рассматриваемый УДЧ может быть реализован как в виде СФ-блока, встраиваемого в универсальные и специализированные СБИС, изготавливаемые по БиКМОП технологии, так и в виде самостоятельной универсальной СВЧ ИМС. При реализации в виде СФ-блока наиболее целесообразным является организация дифференциального токового выхода, к которому при необходимости могут быть подключены нагрузочные резисторы, а при реализации УДЧ в виде самостоятельной СВЧ ИМС накладываются дополнительные требования по обеспечению согласованного входного и выходного сопротивлений, а также требования по минимизации числа выводов. По этим причинам для ИМС УДЧ наиболее целесообразна организация однофазного выхода. При этом возможна реализация в миниатюрных четырёхвыводных корпусах, в которых наиболее часто выпускаются как СВЧ-транзисторы, так и ИМС широкополосных СВЧ усилительных блоков.

Отсутствие частотно-избирательных цепей выделения второй гармоники сигнала в составе УДЧ обеспечивает широкий диапазон рабочих частот, который сверху ограничивается частотными свойствами элементной базы, а ограничения снизу по частоте практически отсутствуют, что значительно расширяет области применения таких УДЧ как в виде самостоятельных ИМС, так и в виде СФ-блоков. Реализация УДЧ с внешним заданием уровня потребляемой мощности обеспечит возможность его применения как в СВЧ-трактах, так и в микромощных трактах более низкой частоты.

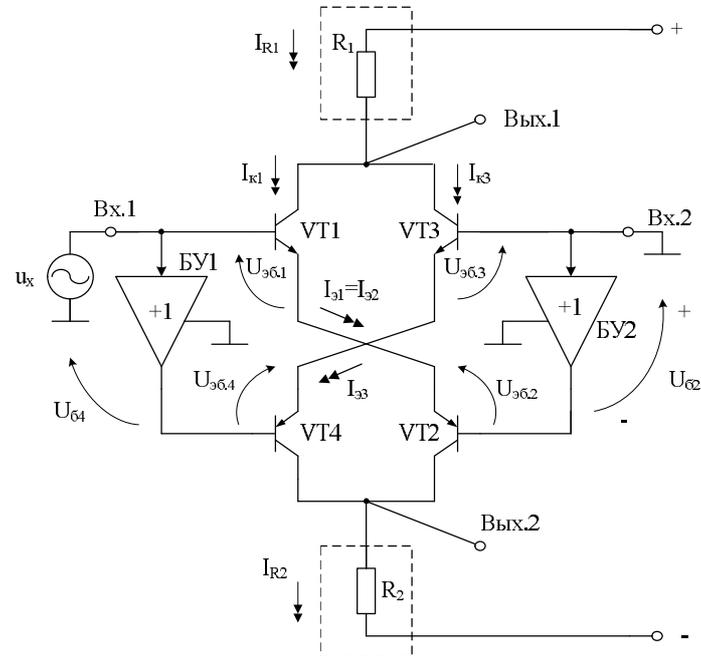
[В начало к содержанию](#)

## **2. АНАЛОГОВЫЕ КВАДРАТОРЫ НА БАЗЕ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ КАСКАДОВ С НЕЛИНЕЙНОЙ КОРРЕКЦИЕЙ И УДВОИТЕЛИ ЧАСТОТЫ НА ИХ ОСНОВЕ**

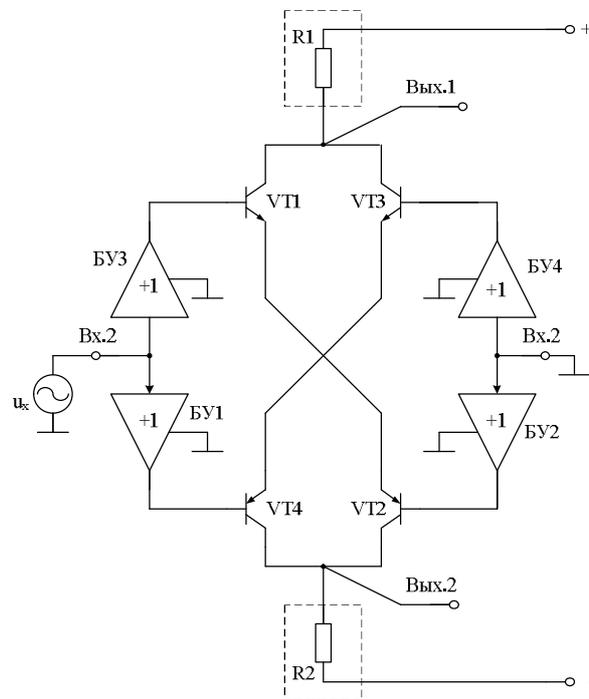
Анализ свойств дифференциальных каскадов (ДК) с нелинейной коррекцией проходной характеристики (ПХ) показывает, что при исключении линеаризующих ПХ резисторов на их основе возможен синтез аналоговых квадраторов напряжения [1]. Данная концепция построения АК, несколько отличающаяся от ранее рассмотренной [8], позволяет реализовать широкую гамму АК с набором различных

свойств по усилению, энергопотреблению, подавлению нежелательных спектральных составляющих, требованиями к симметрии входных сигналов и входным фазорасщепителям.

Базовая архитектура квадраторов данного подкласса приведена на рис. 9.



а)



б)

Рис. 9. Функциональные схемы аналоговых квадраторов на базе ДК с нелинейной коррекцией при несимметричном (а) и симметричном (б) управлении транзисторами VT1–VT4

На основании второго закона Кирхгофа при  $u_x=0$  можно записать следующие уравнения для входных цепей АК рис. 9а:

$$U_{\delta 4} = U_{\delta 6.4} + U_{\delta 6.3}, \quad (1)$$

$$U_{\delta 2} = U_{\delta 6.2} + U_{\delta 6.1}, \quad (2)$$

где  $U_{\delta 4}$ ,  $U_{\delta 2}$  – статические напряжения на базах транзисторов VT4 и VT2;

$U_{\delta 6.i}$  – напряжение эмиттер-база  $i$ -го транзистора.

В статическом режиме ( $u_x=0$ ) при идентичных р-п переходах транзисторов за счёт схемотехники повторителей напряжения БУ1 и БУ2 обеспечивается равенство

$$U_{\delta 4} = 2U_{\delta 6}^0 = U_{\delta 2}, \quad (3)$$

где  $U_{\delta 6}^0$  – напряжение эмиттер-база транзисторов при  $I_{\delta} = I_{\delta.p}$ ;

$I_{\delta.p}$  – статический ток эмиттера транзисторов.

При произвольном токе эмиттера  $I_{\delta i} \neq I_{\delta.p}$  напряжение на эмиттерном переходе  $i$ -го транзистора отличается от  $U_{\delta 6}^0$  в статическом режиме:

$$U_{\delta 6.i} = U_{\delta 6}^0 + \varphi_T \ln \frac{I_{\delta i}}{I_{\delta.p}}, \quad (4)$$

где  $\varphi_T \approx 26$  мВ – температурный потенциал.

Если на вход Вх.1 подаётся небольшое напряжение  $u_x < \varphi_T$ , то из уравнений (1), (2), (3), (4) можно получить следующие зависимости:

$$\begin{cases} u_x = 2\varphi_T \ln \frac{I_{\delta 1}}{I_{\delta.p}} \\ I_{\delta 1} = I_{\delta.p} \exp \frac{u_x}{2\varphi_T} \end{cases}, \quad (5)$$

$$\begin{cases} u_x = 2\varphi_T \ln \frac{I_{\delta.p}}{I_{\delta 3}} \\ I_{\delta 3} = I_{\delta.p} \exp -\frac{u_x}{2\varphi_T} \end{cases}. \quad (6)$$

Таким образом, при  $u_x > 0$  ток коллектора транзистора VT1 возрастает по экспоненте, а ток коллектора транзистора VT5 уменьшается по экспоненте относительно статического значения  $I_{\delta.p}$ . В результате ток в цепи нагрузки  $R_1$  является суммой двух экспонент:

$$I_{R1} = I_{\kappa 1} + I_{\kappa 3} = I_{\delta.p} \left( \exp \frac{u_x}{2\varphi_T} + \exp -\frac{u_x}{2\varphi_T} \right), \quad (7)$$

где  $I_{\kappa 1}$  – коллекторный ток транзистора VT1;

$I_{\kappa 3}$  – коллекторный ток транзистора VT3.

Функцию (7) можно представить в виде нормированной зависимости:

$$f_1 = \frac{I_{R1}}{I_{э.р}} = e^x + e^{-x}, \quad (8)$$

где  $x = \frac{u_x}{2\varphi_T}$  – относительный переменный параметр.

Сумма двух экспонент  $e^x$  и  $e^{-x}$  может быть представлена в виде ряда

$$e^x + e^{-x} = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{x^k}{k!} + \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-x)^k}{k!} = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{x^{2n} \cdot 2}{(2n)!} = 2 \left( 1 + \frac{x^2}{2} + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{x^{2n}}{(2n)!} \right). \quad (9)$$

Найдём в общем виде разницу между суммой экспонент  $e^x + e^{-x}$  и простейшей аппроксимирующей квадратичной функцией  $f_2 = (2+x^2)$ :

$$\Delta = e^x + e^{-x} - (2 + x^2) = 2 \sum_{n=2}^{\infty} \frac{x^{2n}}{(2n)!}. \quad (10)$$

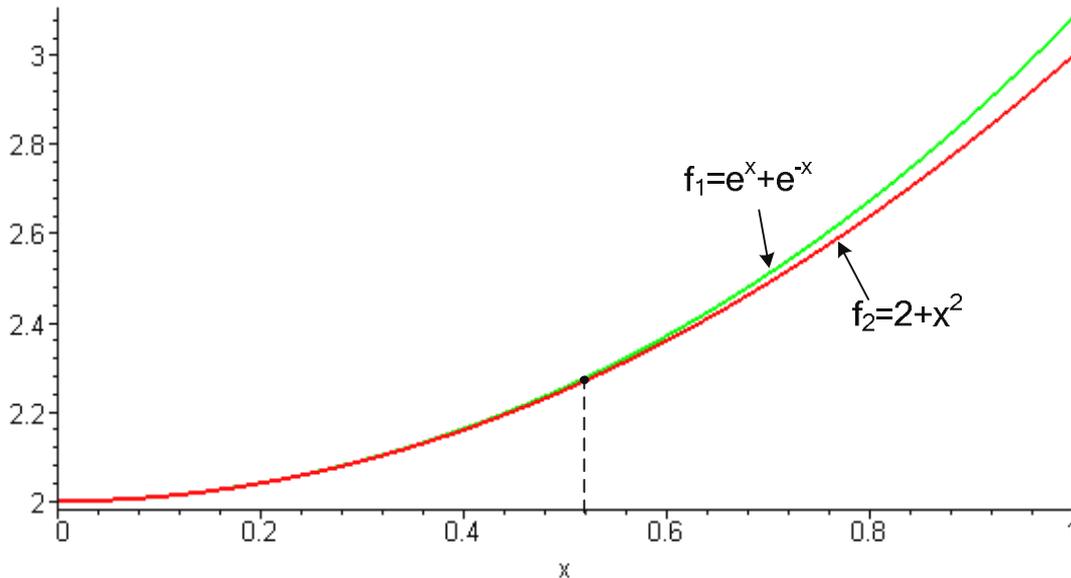


Рис. 10. График функций  $f_1$  и её аппроксимации  $f_2$

При  $0 \leq x \leq 1$  получим, что абсолютная разница функций  $f_1$  и  $f_2$

$$\Delta = |f_1 - f_2| = |e^x + e^{-x} - (2 + x^2)| = \sum_{n=2}^{\infty} \frac{2 \cdot x^{2n}}{(2n)!} \leq \sum_{n=2}^{\infty} \frac{2}{(2n)!}. \quad (11)$$

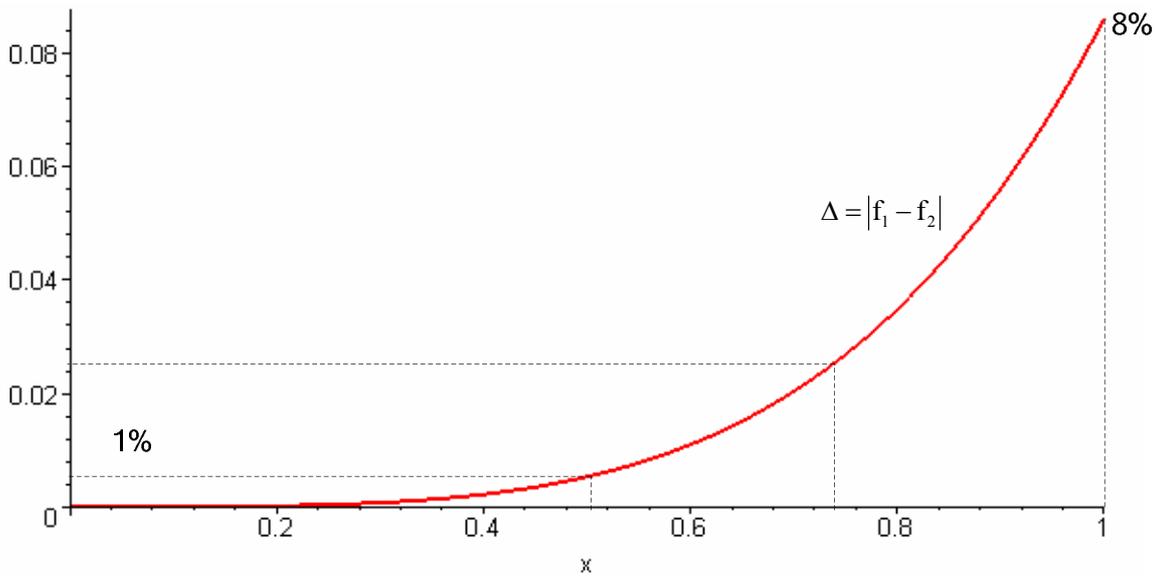


Рис. 11. Абсолютная погрешность квадрирования при разных  $X$

Определим предельное значение суммы (11):

$$\sum_{n=2}^{\infty} \frac{1}{(2n)!} = \frac{1}{4!} + \frac{1}{4! \cdot 5 \cdot 6} + \frac{1}{4! \cdot 5 \cdot 6 \cdot 7 \cdot 8} + \dots + \frac{1}{4! \cdot 5 \cdot 6 \cdot 7 \cdot 8 \cdot \dots \cdot (2n-1) \cdot (2n)} + \dots < \quad (12)$$

$$< \frac{1}{4!} \left[ 1 + \frac{1}{5 \cdot 6} + \frac{1}{(5 \cdot 6)^2} + \dots + \frac{1}{(5 \cdot 6)^{n-1}} + \dots \right] = \frac{1}{4!} \cdot \frac{1}{1 - \frac{1}{5 \cdot 6}} = \frac{30}{24 \cdot 29} = \frac{5}{4 \cdot 29}.$$

Таким образом, абсолютная погрешность возведения в квадрат при  $0 < x \leq 1$  не превышает величины 0,0862 (или 8,62 %):

$$\Delta = \left| e^x + e^{-x} - (2 + x^2) \right| < \frac{5 \cdot 2}{4 \cdot 29} \approx 8,62 \%.$$

Если  $0 \leq x \leq 0,5$ , то ошибка квадрирования не более 1 % (рис. 11).

Таким образом, если  $x \leq 0,5$  ( $u_x \leq 13$  мВ), то погрешность возведения в квадрат, которую обеспечивает схема рис. 1а,  $\Delta < 0,01$  (или 1 %).

Более точное соответствие функций  $f_1$  и  $f_2^*$  может быть получено, если обеспечить аппроксимацию суммы экспонент  $f_1$  более сложной функцией вида  $f_2^* = 2 + \alpha x^2$  (рис. 12), где  $\alpha$  – постоянный множитель при  $x^2$ .

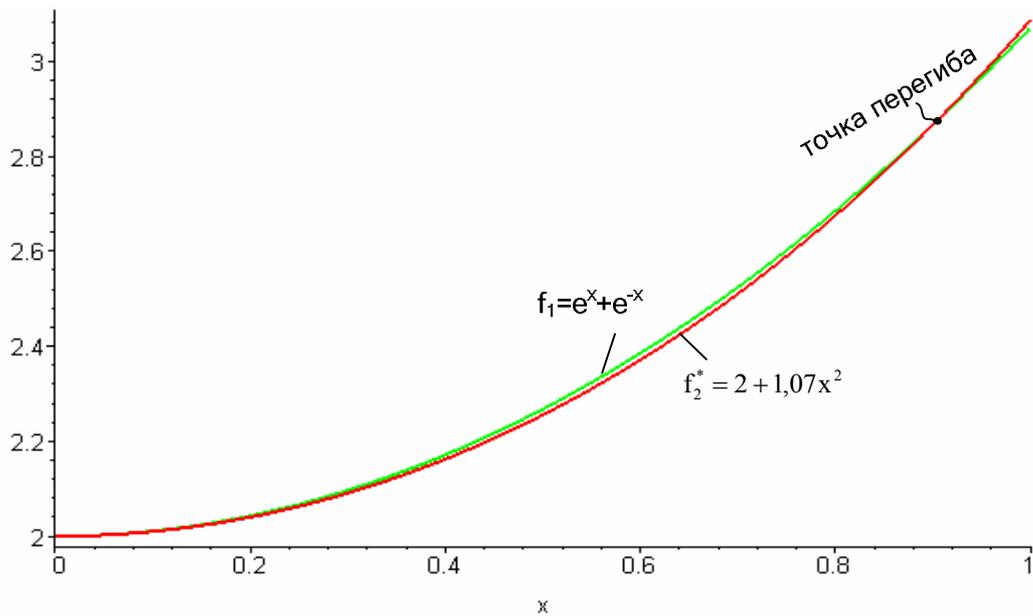


Рис. 12. Графики функции  $f_1$  и  $f_2^*$

При этом погрешности квадрирования, например при  $\alpha=1,07$ , оказываются несколько меньше, чем для аппроксимирующей функции вида  $(2+x^2)$  рис. 11.

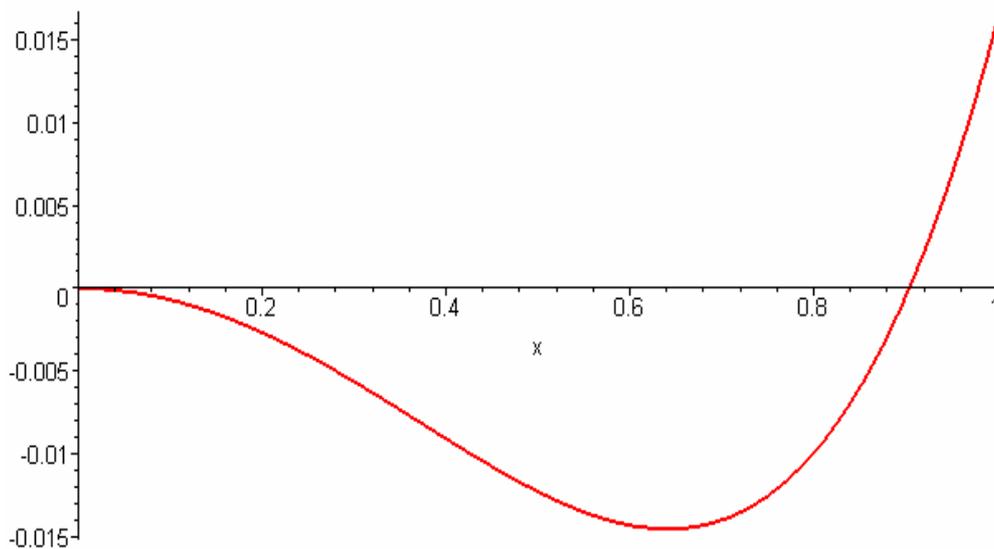


Рис. 13. Погрешность квадрирования при введении коэффициента  $\alpha=1,07$  в модифицированную аппроксимирующую функцию

$$f_2^* = 2 + \alpha x^2$$

При  $0 \leq x < 1$  ошибка не превышает 1,5 % (рис. 13).

Таким образом, ток в цепях нагрузки  $R_1$  и  $R_2$  АК рис. 9а содержит составляющую, пропорциональную квадрату входного напряжения  $u_x$ . Следовательно, схема рис. 9а выполняет функцию преобразования  $u_x$  в выходное напряжение, пропорциональное  $u_x^2$ . Это позволяет использовать АК в качестве удвоителя частоты  $\omega_x = 2\pi f_x$ . Действительно, при синусоидальном входном сигнале  $u_x = U_x \sin \omega_x$  переменный выходной сигнал  $u_{\text{ВЫХ}}$  не содержит (в идеальном случае) первой гармоники  $u_x$  и имеет удвоенную частоту  $2\omega_x$ :

$$u_{\text{ВЫХ}} = K_1 u_x^2 = -K_1 U_x^2 \cos 2\omega_x t, \quad (13)$$

где  $K_1$  – коэффициент пропорциональности.

При выполнении АК по схеме рис. 14 увеличивается коэффициент пропорциональности  $K_1$  в формуле (13).

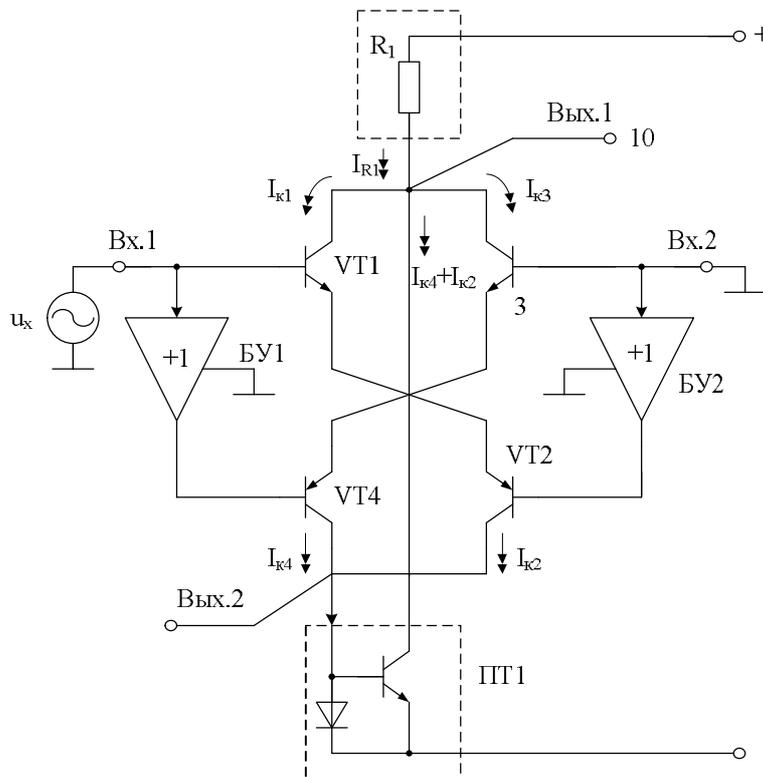


Рис. 14. Архитектура аналогового квадратора с повышенной крутизной

Схемотехническое решение рис. 15 позволяет получить напряжение в нагрузке ( $R_H$ ), «привязанной» к общей шине источников питания. Это создаёт существенное преимущество схемы рис. 15 по сравнению с рис. 9а и рис. 14.

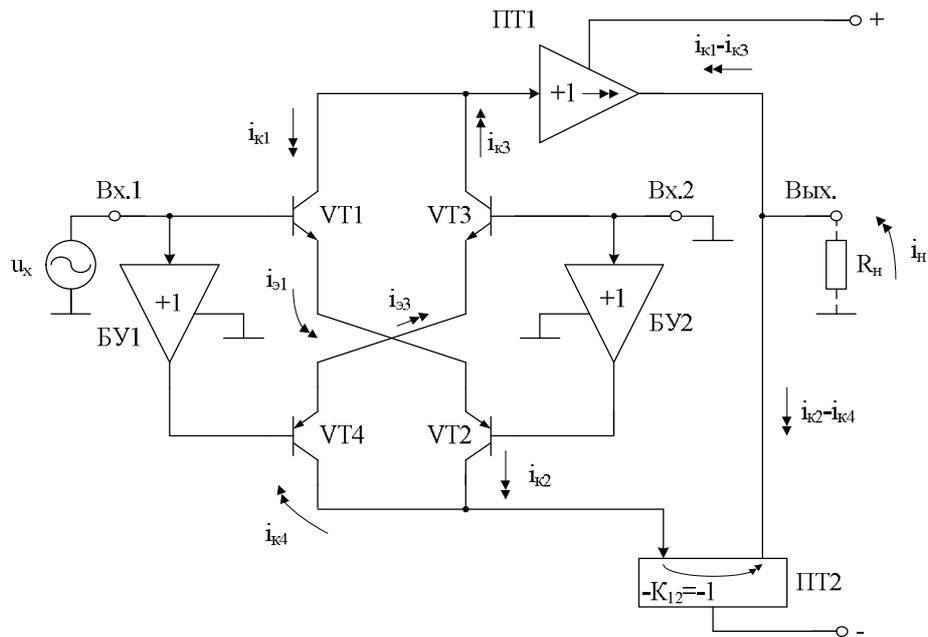


Рис. 15. Аналоговый квадратор с «привязанной» к общей шине сопротивления нагрузки  $R_H$

Таким образом, схема рис. 9а и её модификации рис. 9б, рис. 14, рис. 15 выполняют функцию квадратора входных сигналов и могут использоваться в структуре удвоителей частоты.

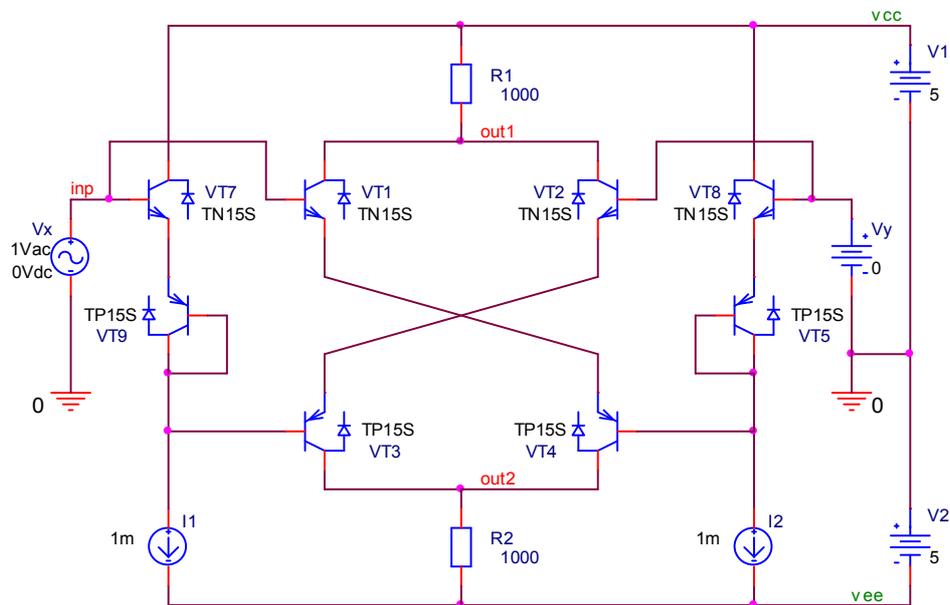


Рис. 16. Компьютерная модель АК рис. 9а в среде PSpice на основе интегральных транзисторов ФГУП НПП «Пульсар»

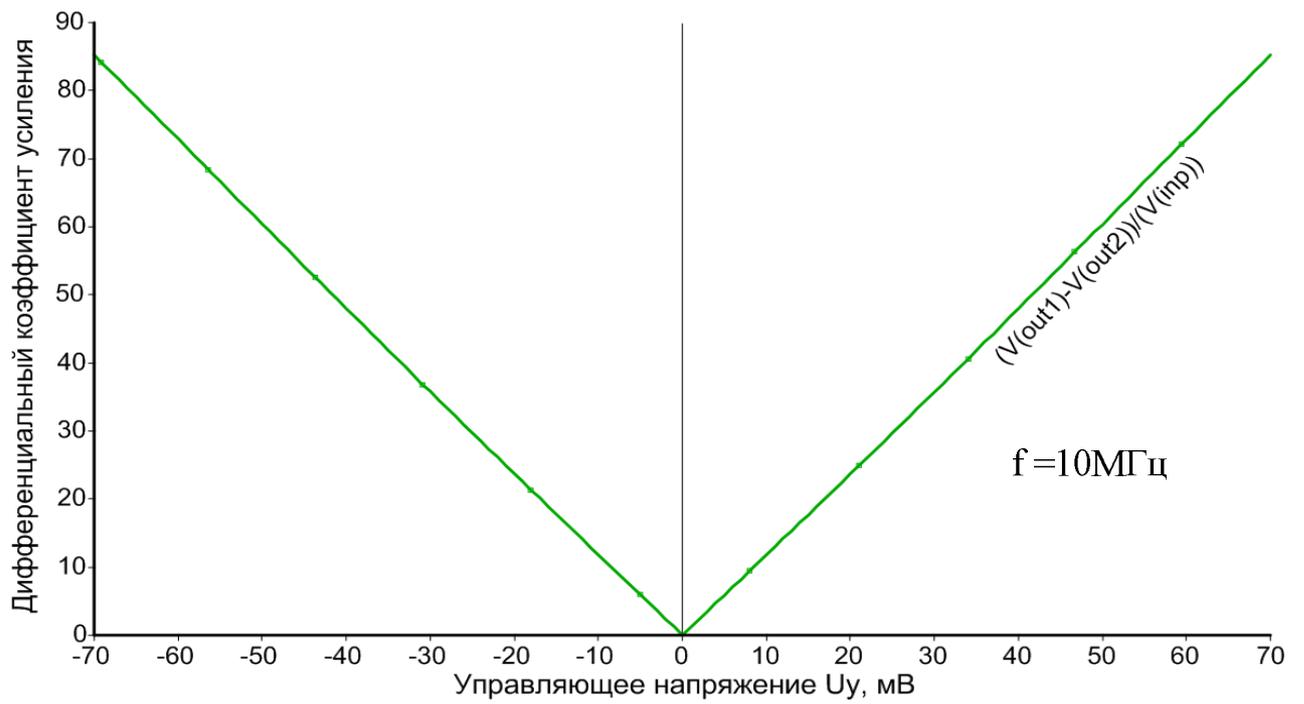


Рис. 17. Зависимость модуля коэффициента усиления квадратора рис. 16 от управляющего напряжения  $U_y$

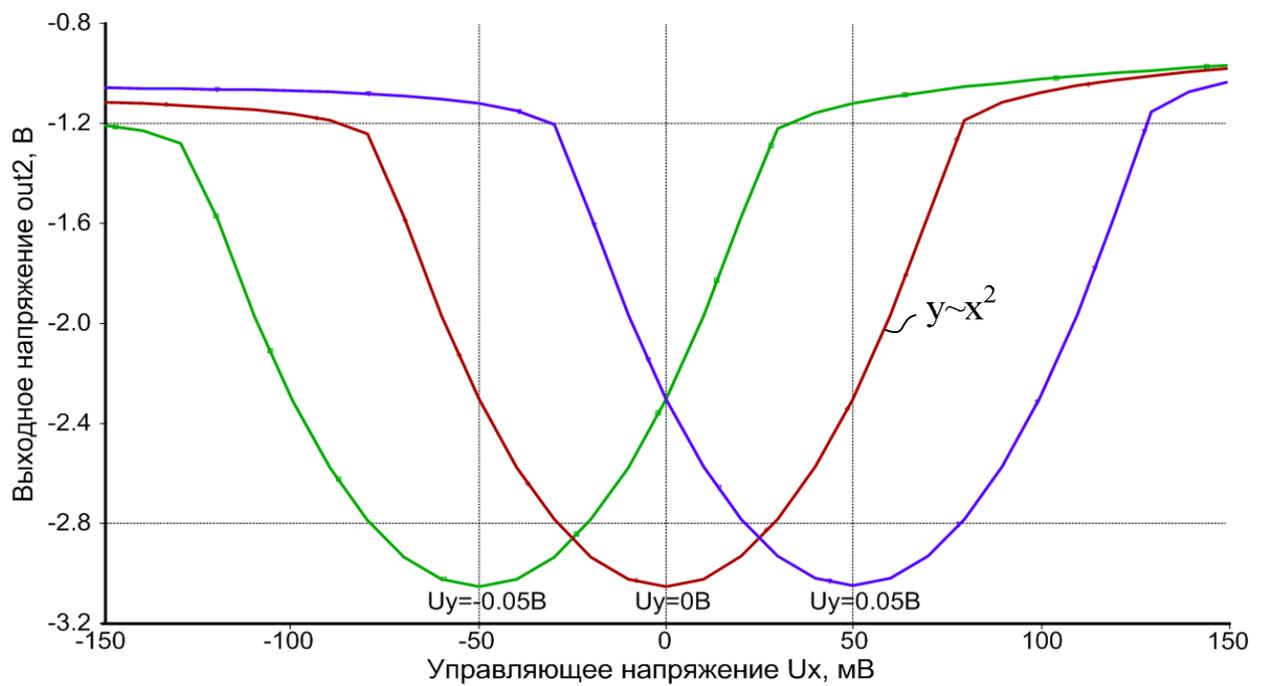


Рис. 18. Зависимость входного напряжения квадратора рис. 16 от  $U_x$

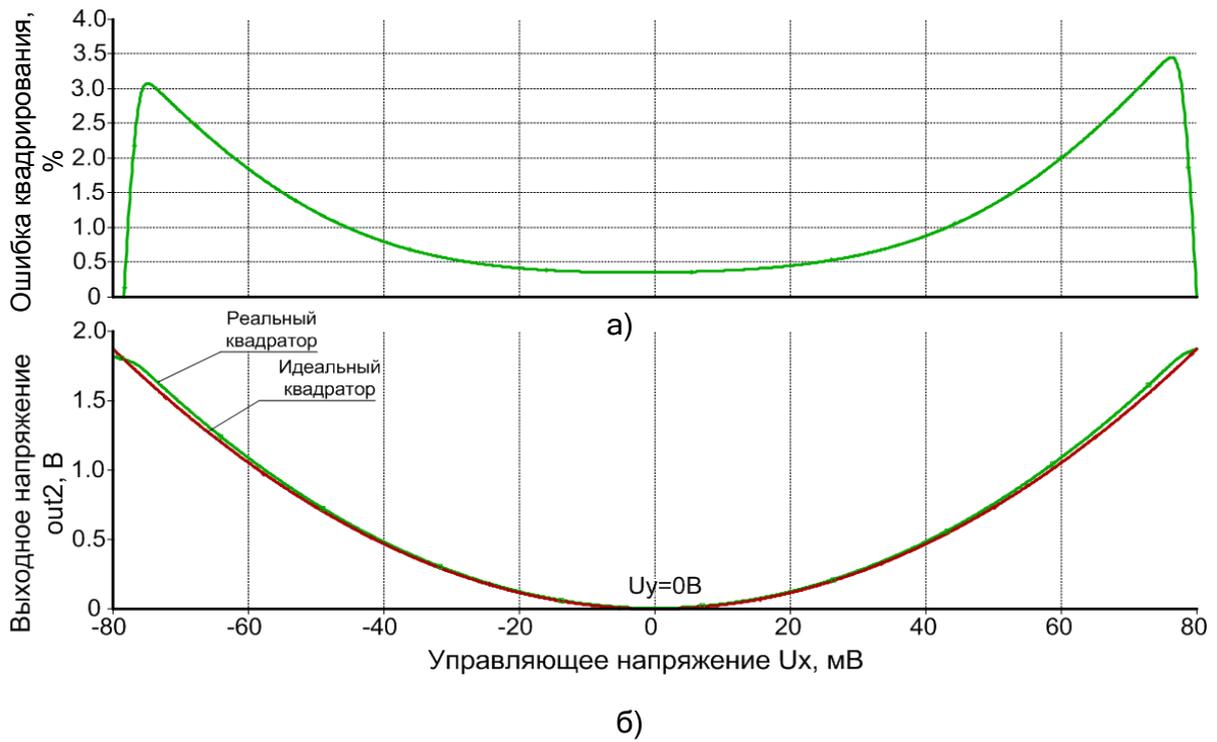


Рис. 19. Ошибки квадрирования АК рис. 16: относительная (а) и абсолютная (б)

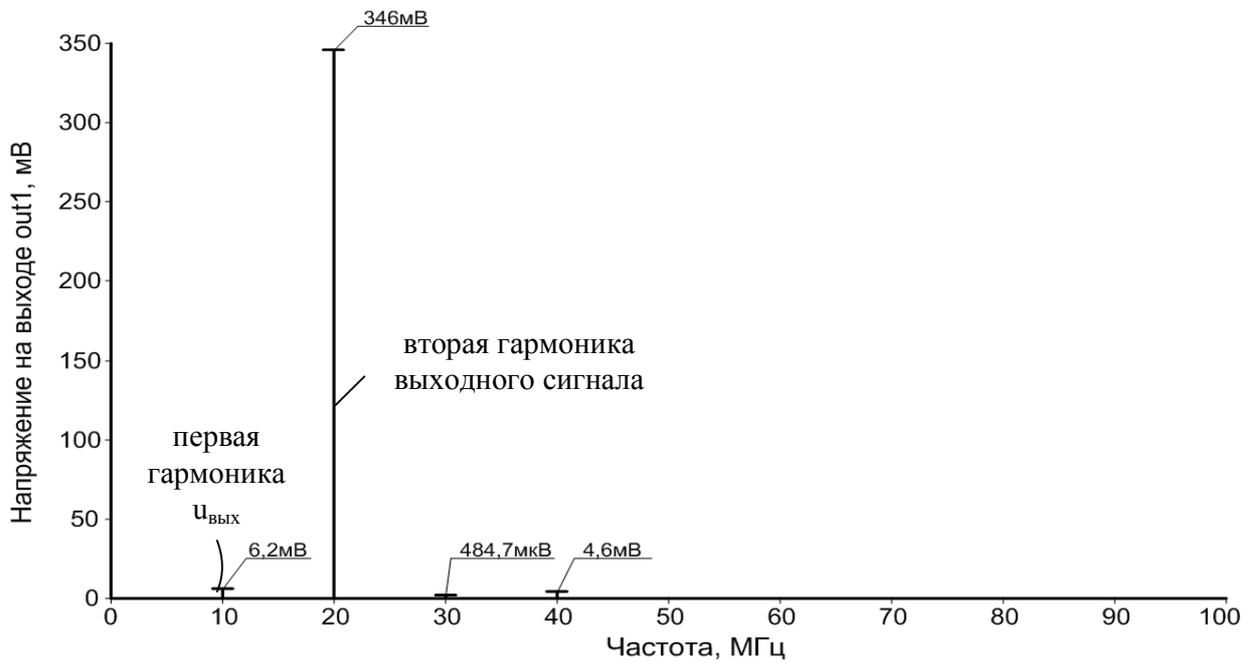


Рис. 20. Спектр выходных сигналов АК рис. 9а в режиме удвоителя частоты  $f_x = 10$  МГц при  $U_x = 50$  мВ,  $U_y = 0$

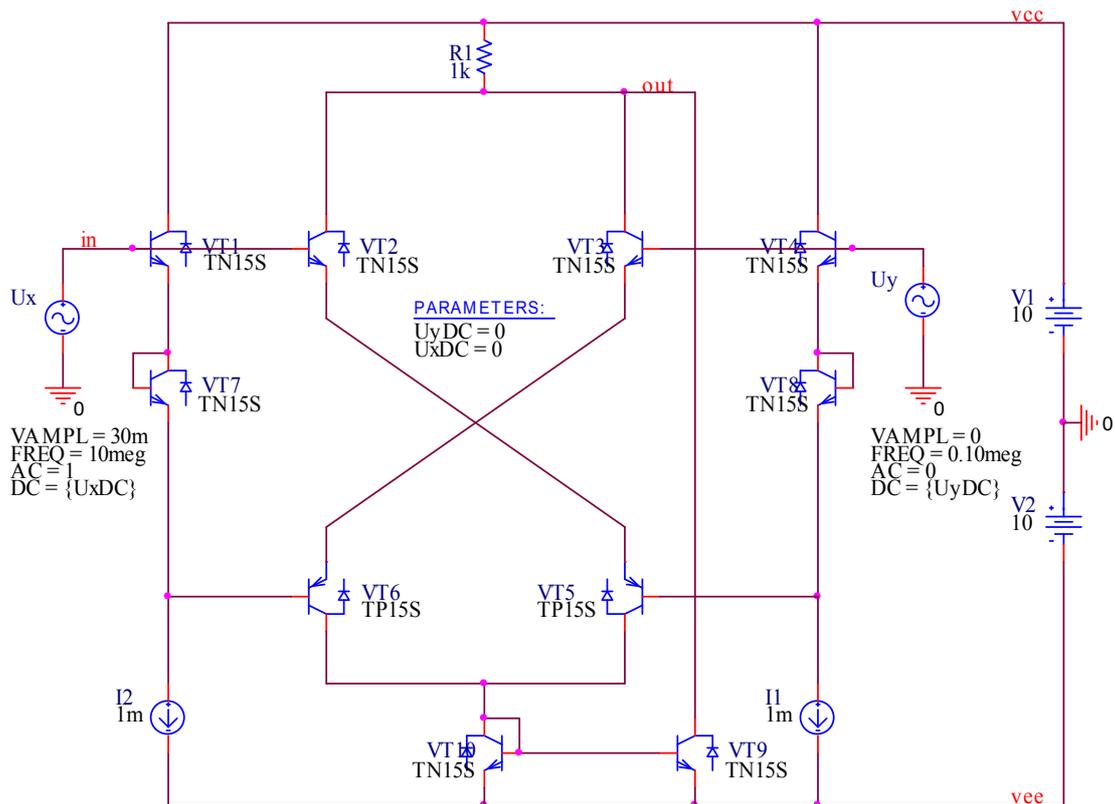


Рис. 21. Схема квадратора рис. 14 в среде PSpice на моделях интегральных транзисторов ФГУП НПП «Пульсар»

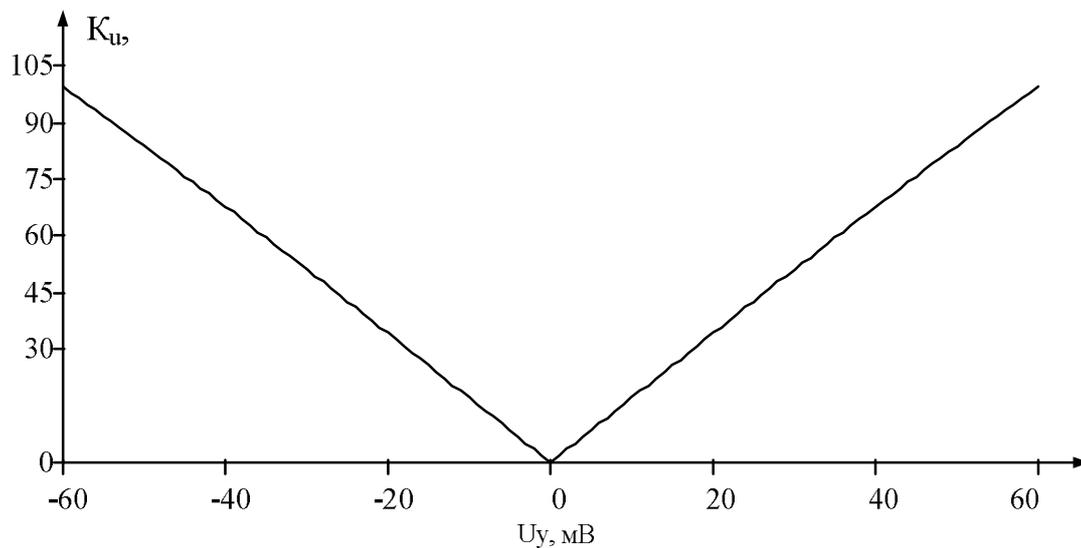


Рис. 22. Зависимость модуля коэффициента усиления АК рис. 21 от  $U_y$

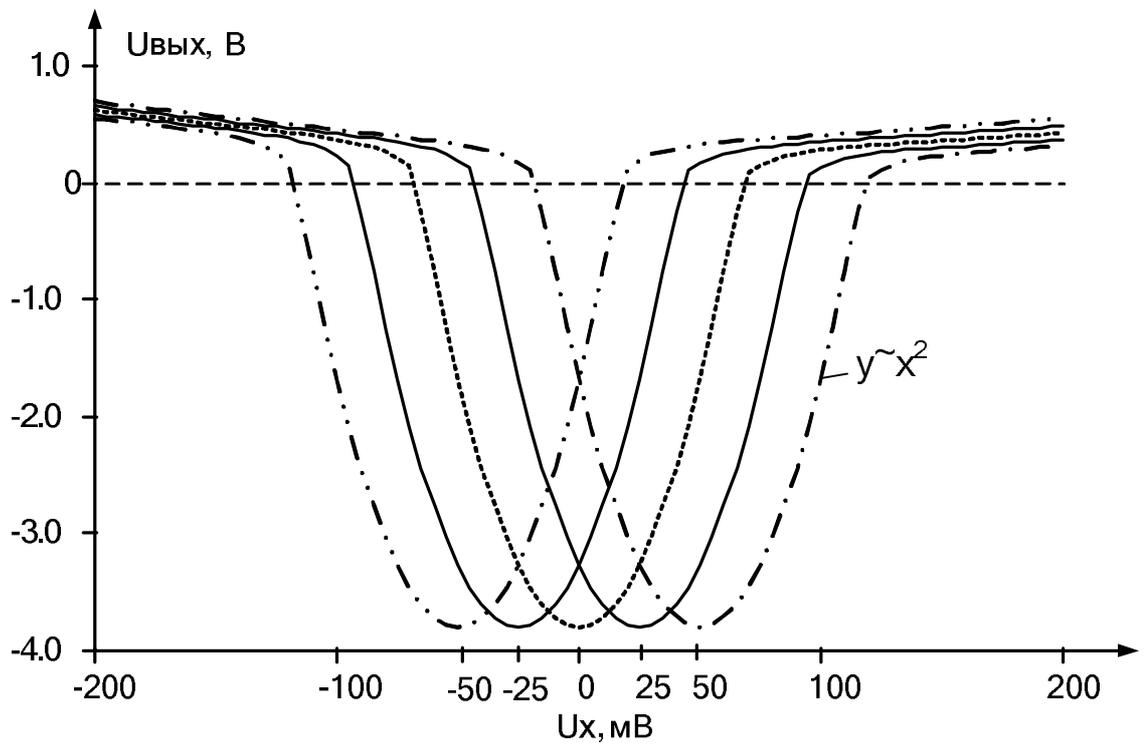


Рис. 23. Зависимость выходного напряжения АК рис. 21 от  $U_x$

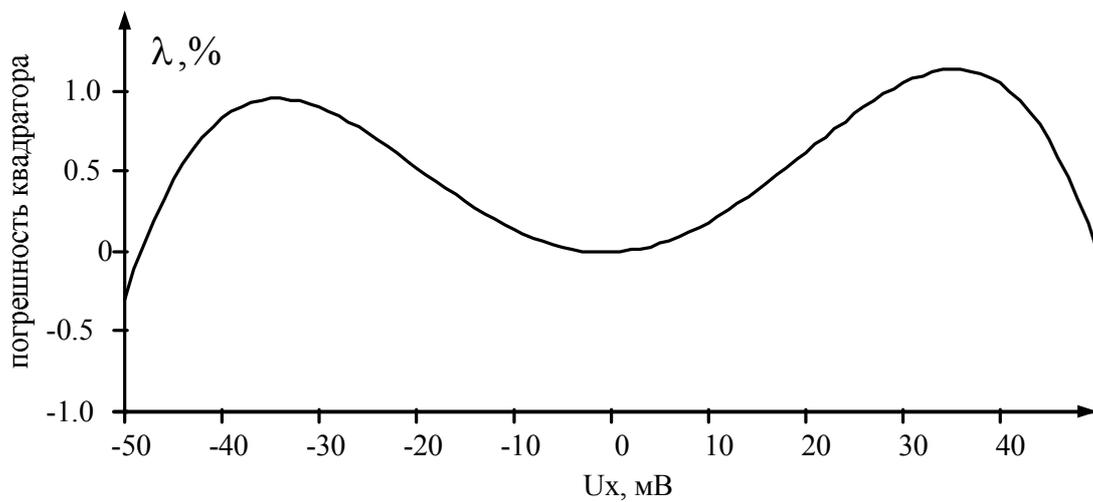


Рис. 24. Погрешности квадрирования  $U_x$  схемы рис. 21

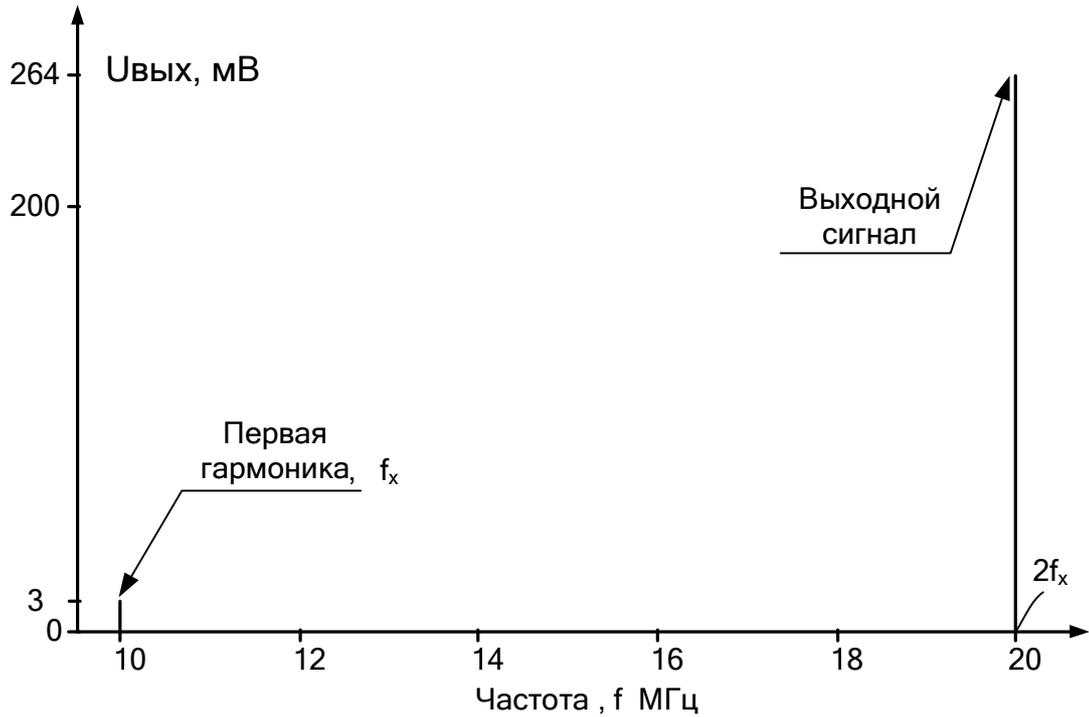


Рис. 25. Спектр выходного напряжения схемы АК рис. 21 в режиме удвоителя частоты или  $f_x=10$  МГц  $U_x=30$  мВ

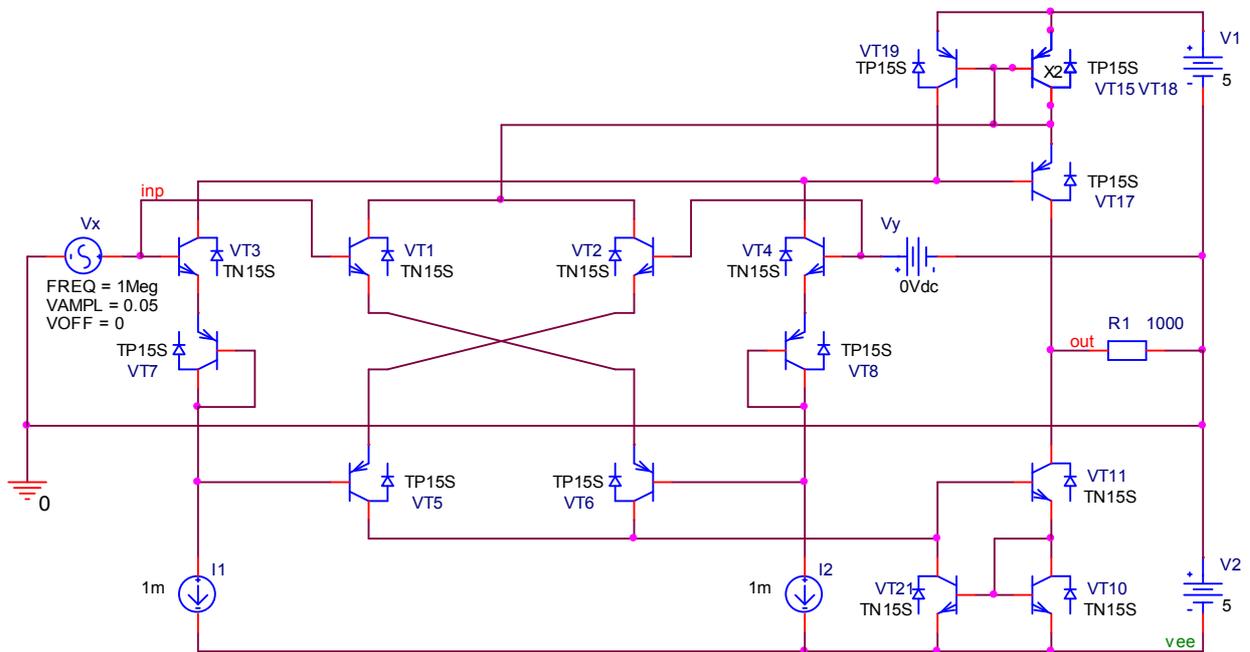


Рис. 26. Схема АК рис. 15 в среде PSpice на моделях интегральных транзисторов ФГУП НПП «Пульсар»

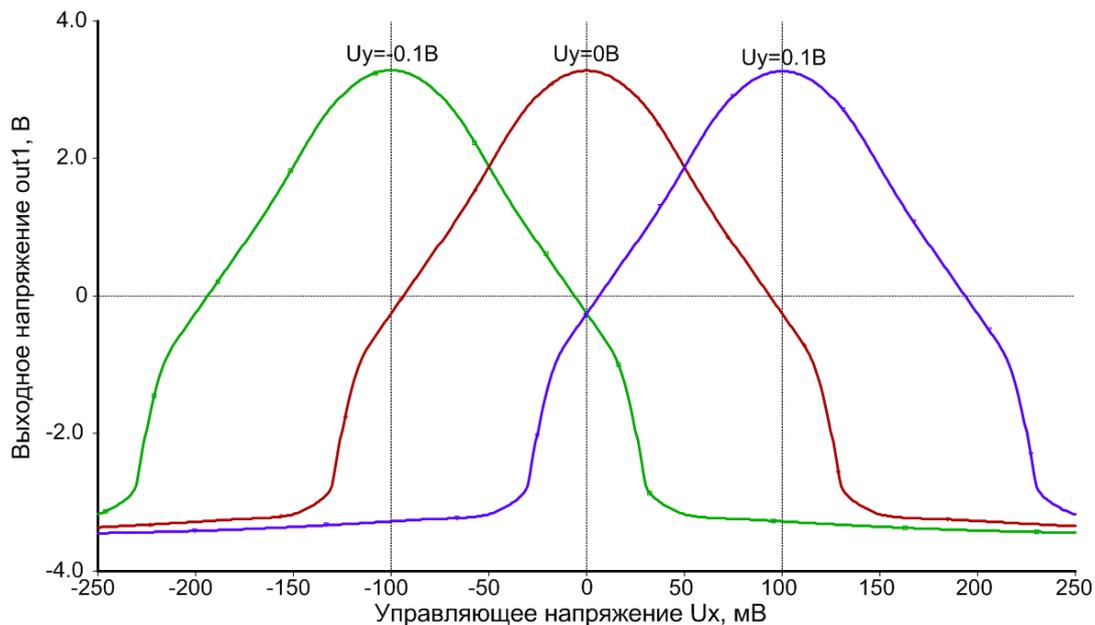


Рис. 27. Зависимость выходного напряжения АК рис. 26 от  $U_x$

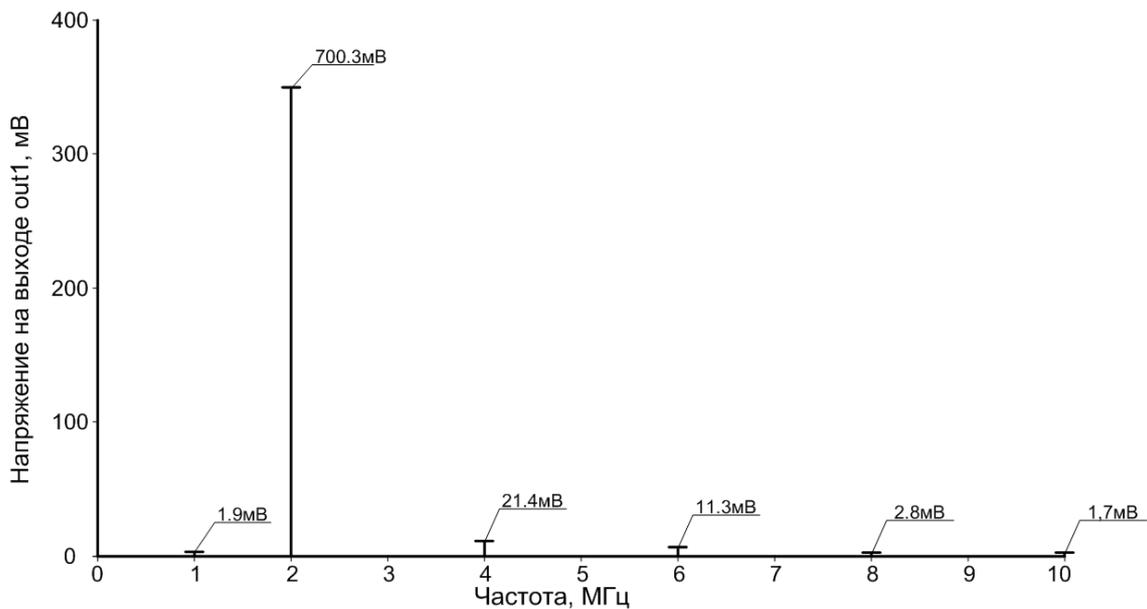


Рис. 28. Спектр выходного напряжения квадратора рис. 26 в режиме удвоителя частоты при  $f = 1\text{ МГц}$ ,  $U_x = 0,05\text{ В}$

Рассмотренные выше схемы квадраторов реализованы на базе несимметричной структуры рис. 9а. В этой связи представляет интерес исследование симметричных практических схем квадраторов и умножителей частоты (рис. 9б).

Практическая схема квадратора, соответствующая обобщённой схеме рис. 9б, приведена на рис. 29.

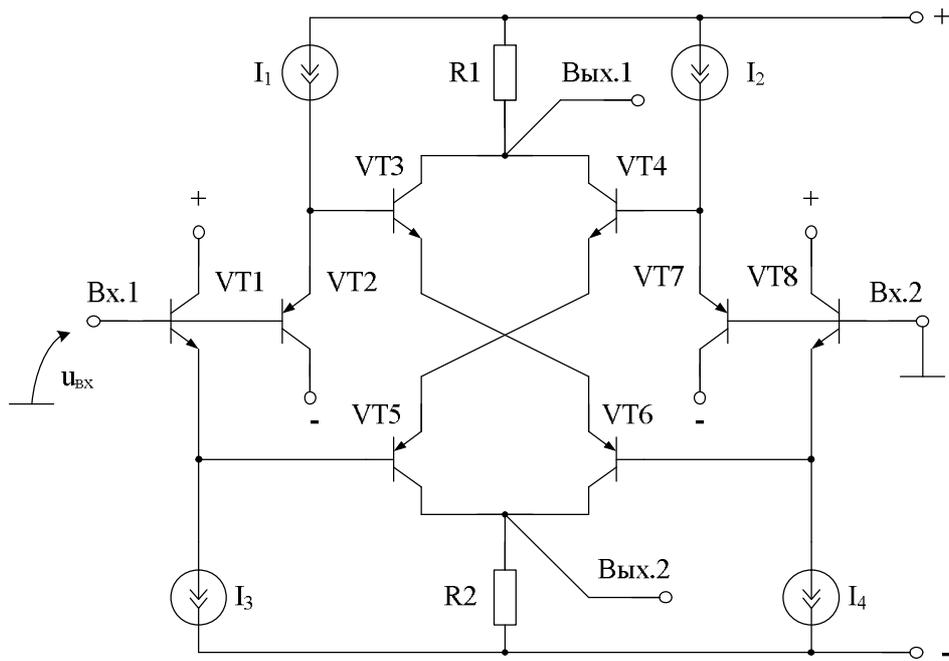


Рис. 29. Симметричный квадратор

Соответствующая компьютерная модель показана на рис. 30. Здесь приняты дополнительные меры по исключению динамической перегрузки входных эмиттерных повторителей большим входным сигналом – предусмотрены корректирующие конденсаторы  $C_1=C_2$ .

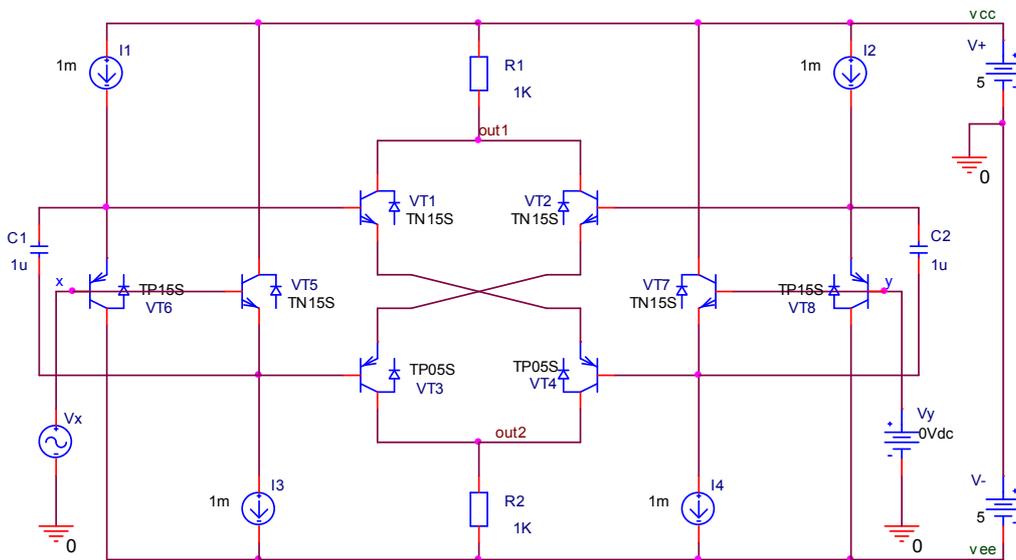


Рис. 30. Схема устройства

Зависимость дифференциального коэффициента усиления квадратора рис. 30 в режиме управляемого усилителя приведена на рис. 31 и 32.

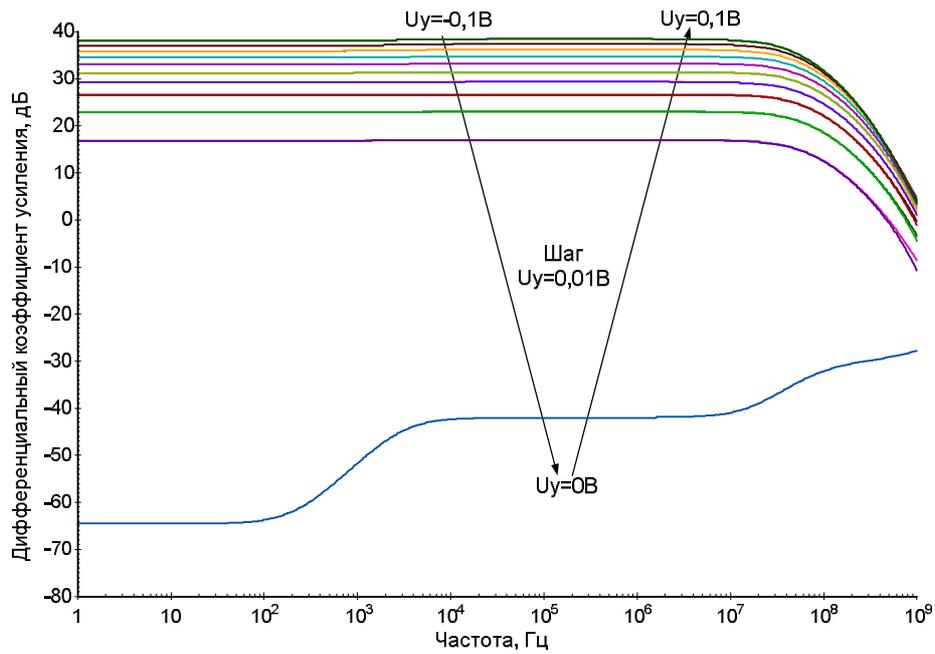


Рис. 31. Дифференциальный коэффициент усиления (дБ) от частоты (Гц) при разных значениях напряжения  $U_y$  от -0,1 до 0,1В с шагом 0,01 В

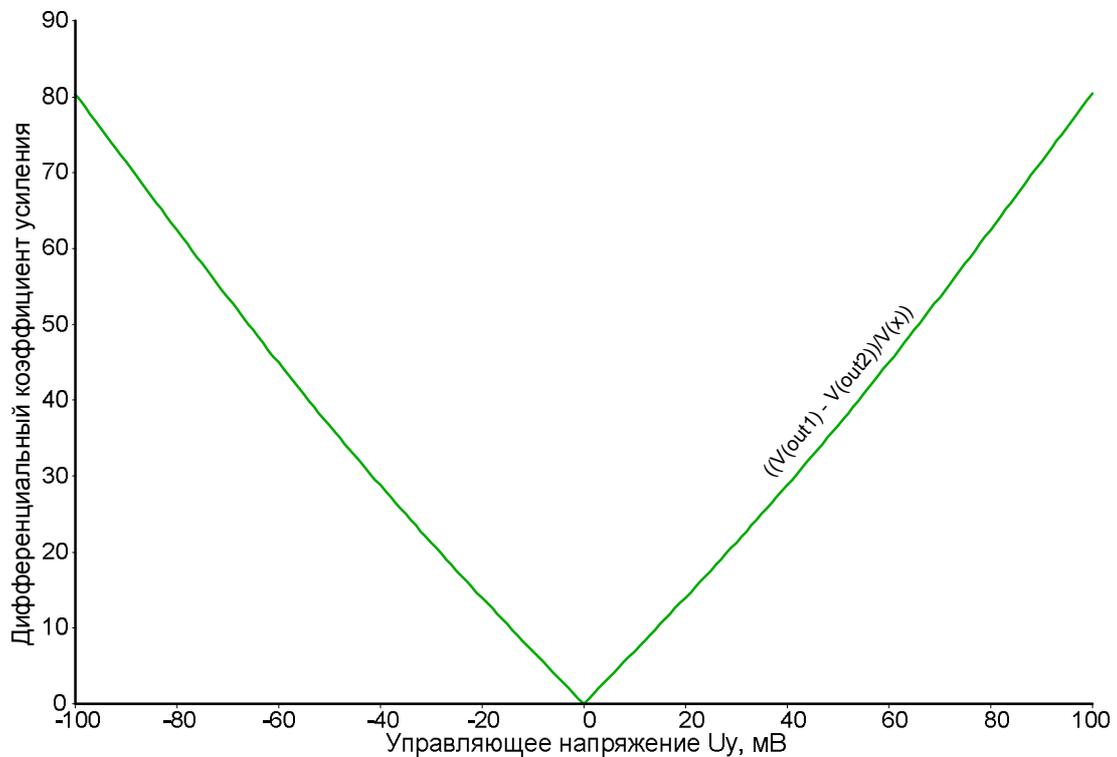


Рис. 32. Зависимость дифференциального коэффициента усиления от управляющего  $U_y$  от -0,1 до 0,1 В с шагом 0,001 В на частоте 10 МГц

Основная характеристика квадратора показана на рис. 33.

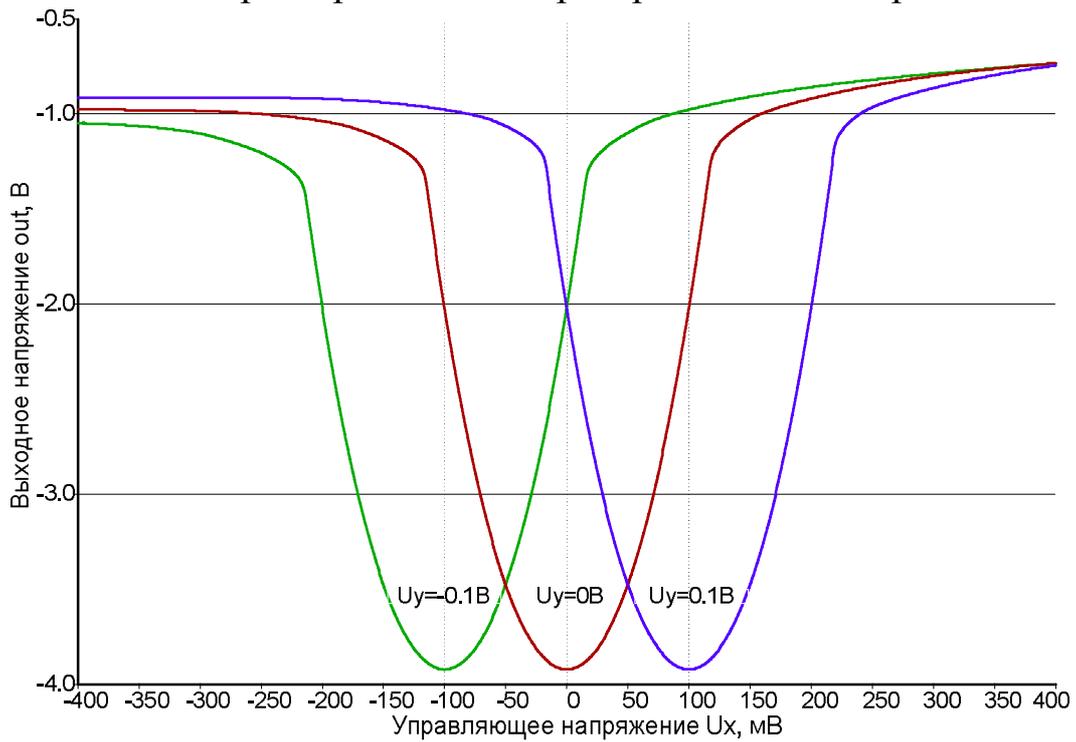


Рис. 33. Напряжение на выходе от напряжения  $U_x$  при разном напряжении  $U_y$

Погрешности квадрирования приведены на рис. 34.

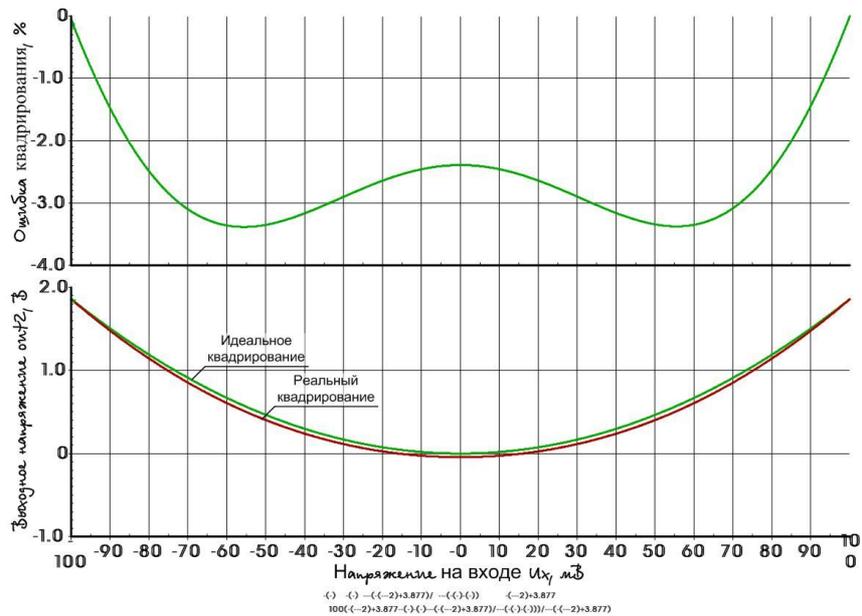


Рис. 34. Проходная характеристика квадратора – реального и идеального (внизу), относительная ошибка квадрирования (вверху) при  $U_y=0$  В,  $C_1=C_2 \neq 0$ ,  $U_{пит}=\pm 5$  В

Особенности работы симметричного квадратора в режиме удвоителя частоты характеризуют рис. 35–38.

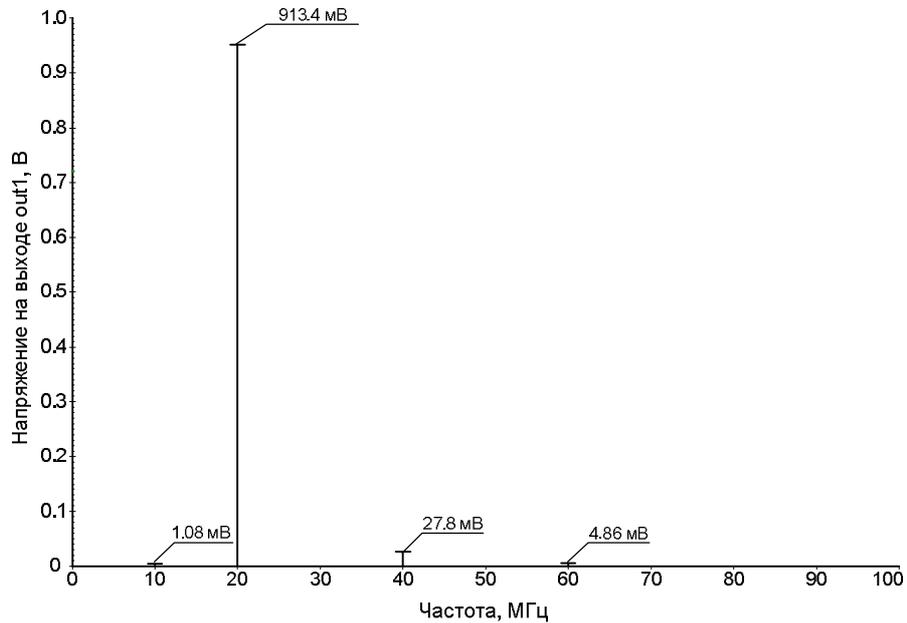


Рис. 35. Спектр выходного сигнала устройства в режиме удвоителя частоты при  $U_x=10$  МГц с амплитудой 100 мВ и управляющем напряжении  $U_y=0$   $C1=C2=0$ ,  $U_{пит}=\pm 5$  В)

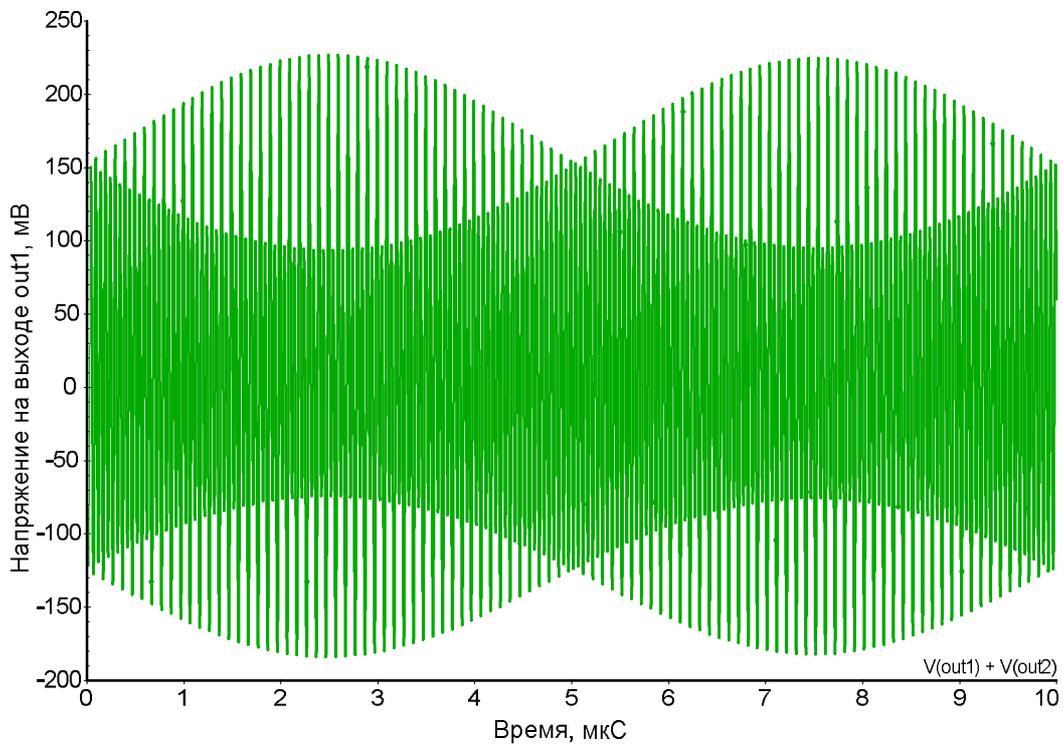


Рис. 36. Сумма выходных сигналов out1, out2 устройства в режиме смесителя сигналов при  $U_x=10$  МГц с амплитудой 100 мВ и  $f_y=0,1$  МГц с амплитудой 25 мВ (ёмкости  $C1=C2 \neq 0$ ,  $U_{пит}=\pm 10$  В)

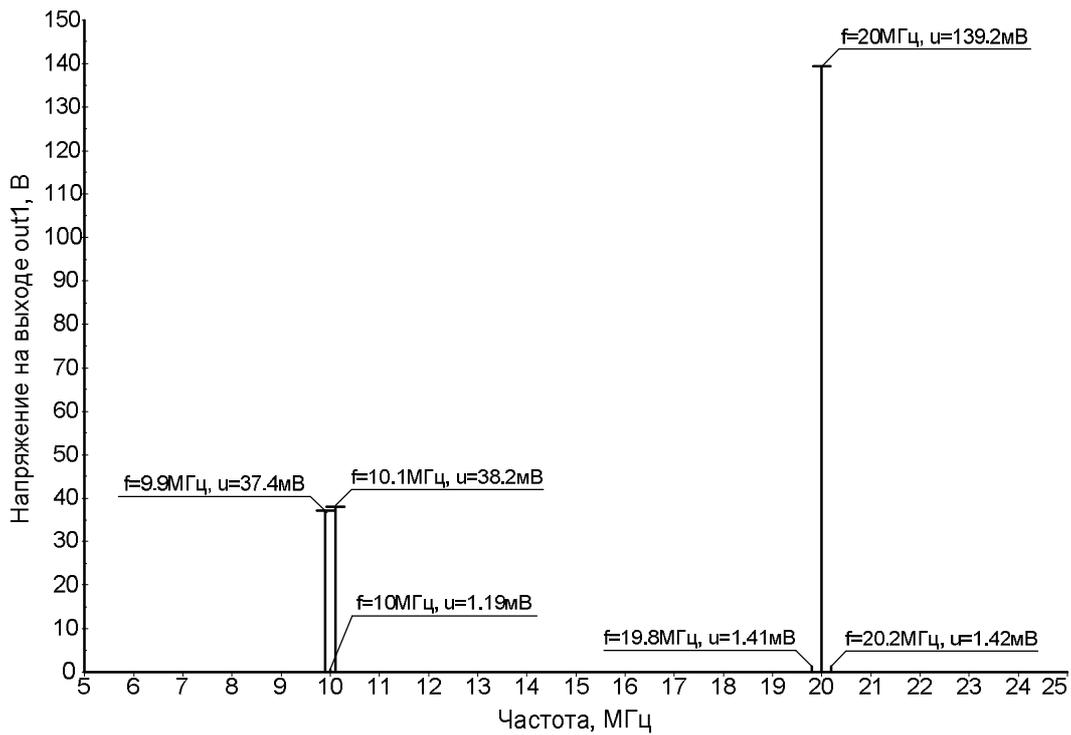


Рис. 37. Спектр выходных сигналов устройства в режиме смесителя сигналов при  $U_x=10$  МГц с амплитудой 100 мВ и  $f_y=0,1$  МГц с амплитудой 25 мВ ( $C_1=C_2 \neq 0$ ,  $U_{пит}=\pm 10$  В)

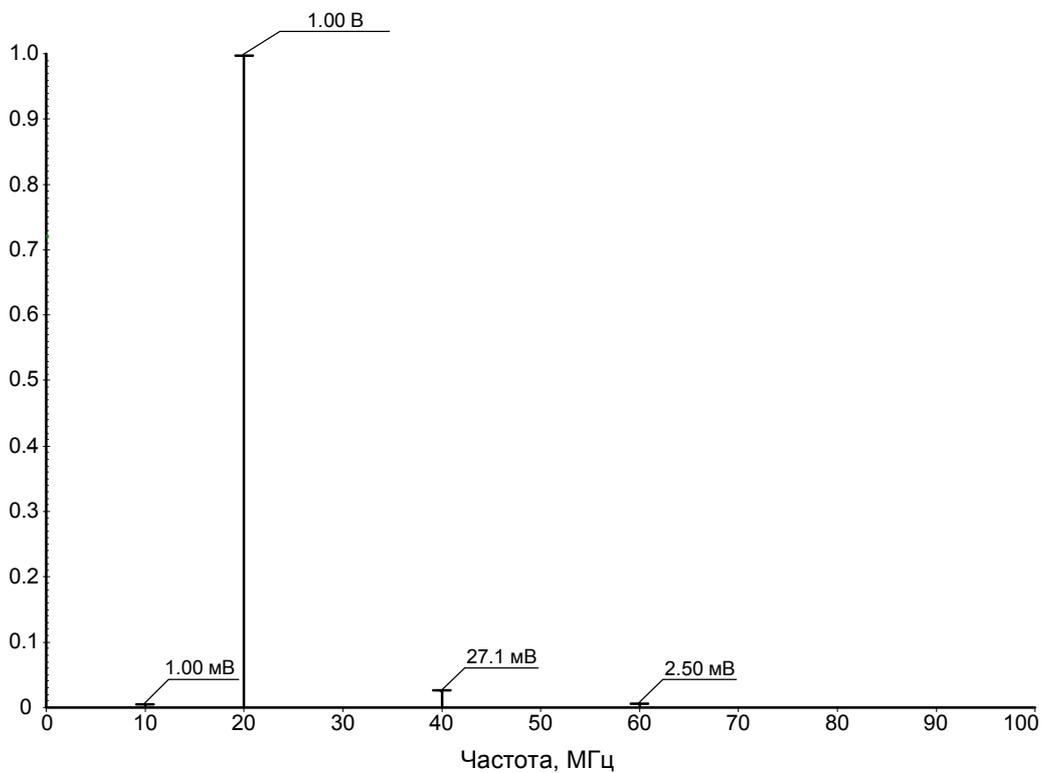


Рис. 38. Спектр выходного сигнала в режиме удвоителя частоты при  $U_x=10$  МГц с амплитудой 100 мВ ( $U_y=0$  В;  $C_1=C_2 \neq 0$ ,  $U_{пит}=\pm 10$  В)

Таким образом, квадраторы на основе дифференциальных каскадов с нелинейной коррекцией обеспечивают достаточно эффективное нелинейное преобразование сигналов, в том числе удвоение частоты.

[В начало к содержанию](#)

## **ЗАКЛЮЧЕНИЕ**

1. Метод построения СВЧ интегрального удвоителя частоты, основанный на нелинейном преобразовании входного сигнала, не требует частотно-избирательных цепей для выделения второй гармоники сигнала, что обеспечивает широкий диапазон рабочих частот и минимальную занимаемую площадь на кристалле.

При этом на основе кремниевых биполярных транзисторов с граничной частотой 20 ГГц возможно создание СВЧ-удвоителей частоты с диапазоном входных и выходных частот до 3 и 6 ГГц соответственно, уровнем ослабления нежелательных спектральных составляющих более 40 дБ относительно выходного сигнала и уровнем фазовых шумов до -144 дБ/Гц.

Ещё большие перспективы по использованию СВЧ УДЧ на основе рассмотренного метода открываются при использовании транзисторов на основе SiGe-технологии.

2. Описана методика расчёта квадратора на базе дифференциальных каскадов с нелинейной коррекцией и проведено компьютерное моделирование базовых схемотехнических решений. Показано, что данный способ построения удвоителей частоты имеет ряд преимуществ и обеспечивает достаточно эффективное нелинейное преобразование сигналов.

[В начало к содержанию](#)

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

### Основная литература

1. Аналоговый квадратор напряжения: заявка на патент Российской Федерации ; МПК8 H03F 3/45 / Прокопенко Н.Н., Конев Д.Н., Серебряков А.И. – № 2008148671/09 ; заявл. 09.12.2008.
2. US Patent 5,434,522 Frequency doubler circuit having a diode quad with a grounded port / Fikart J.L. et al. – 1995.
3. US Patent 5,815,014 Transistor based frequency multiplier / Zhang et al. – 1998.
4. US Patent 4,639,679 Frequency-doubling circuit / Kasperkovitz et al. – 1987.
5. US Patent 6,664,824 Frequency doubler circuit arrangement / Laws. – 2003.
6. US Patent 6,882,191 Rectifier type frequency doubler with harmonic cancellation / Kwok. – 2005.
7. Kimura, K. A bipolar four-quadrant analog quarter-square multiplier consisting of unbalanced emitter-coupled pairs and expansion of its input ranges / К. Kimura // IEEE Journal of solid-state circuits. – 1994. – V. 29, No 1. – PP. 46–55.
8. Прокопенко, Н.Н. Архитектура и схемотехника быстродействующих операционных усилителей : монография / Н.Н. Прокопенко, А.С. Будяков ; Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса. – Шахты : ЮРГУЭС, 2006. – 231 с.
9. Теоретические основы проектирования нелинейных и управляемых СФ-блоков для СВЧ-систем связи и телекоммуникаций нового поколения»: отчёт по НИР (промежут.): ЮРГУЭС-1.09.Ф / Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса (ЮРГУЭС) ; рук. Н.Н. Прокопенко ; исполн. : Е.И. Старченко, В.Г. Манжула, А.Н. Береза [и др.]. – Шахты : ЮРГУЭС, 2009. – Ч. 1. – 364 с. – Библиогр. : с. 337–354. – № ГР 01.2.00 951315.
10. Алексенко, А.Г. Применение прецизионных аналоговых ИС / А.Г. Алексенко. – М. : Сов. радио, 1980. – 223 с. : ил.
11. Белов, Л.А. Синтезаторы частот и сигналов : учеб. пособие для вузов / Л.А. Белов. – М. : Сайнс-пресс, 2002. – 80 с. : ил. – (Конспекты лекций по радиотехническим дисциплинам. Вып. 9). – Библиогр. : с. 79.
12. Рыжков, А.В. Синтезаторы частот в технике радиосвязи / А.В. Рыжков. – М. : Радио и связь, 1991. – 264 с. : ил.

### Дополнительная литература

13. Волгин, Л.И. Аналоговые операционные преобразователи для измерительных приборов и систем / Л.И. Волгин. – М. : Энергоатомиздат, 1983. – 208 с. : ил.
14. Теоретические основы проектирования нелинейных и управляемых СФ-блоков СВЧ-систем связи и телекоммуникаций нового поколения : отчёт по проекту № 2.1.2/9532 (2.1.2/1127) аналитической ведомственной целевой программы «Развитие научного потенциала высшей школы (2009–2011 годы)» : (промежут.) ЮРГУЭС -1.09Ф / рук. Н.Н. Прокопенко; исполн. : Е.И. Старченко

[и др.] ; Федер. гос. бюджет. образоват. учреждение высш. проф. образования «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса» (ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС»). – Шахты : ЮРГУЭС, 2011. – 463 с. : ил.

15. Херпи, М. Аналоговые интегральные схемы = Analog Integrater Circuits : операционные усилители и аналоговые перемножители / М. Херпи ; пер. с англ. С.Я. Борисова и В.В. Иванова ; под ред. Г.М. Крылова. – М. : Радио и связь, 1983. – 416 с. : ил.

16. Забродин, Ю.С. Промышленная электроника : учебник для вузов / Ю.С. Забродин. – М. : Высш. шк., 1982. – 496 с. : ил.

17. Петров, Б.Е. Радиопередающие устройства на полупроводниковых приборах : учеб. пособие для вузов / Ю.Е. Петров. – М. : Высш. шк., 1989. – 232 с. : ил.

18. "122 GHz ISM-band transceiver concept and silicon ICs for low-cost receiver in SiGe BiCMOS" : IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT), Anaheim, CA / K. Schmalz, W. Winkler, J. Borngraber, W. Debski, B. Heinemann, J.C. Scheytt. – 2010. – Pp. 1332–1335.

19. "High-power high-efficiency SiGe Ku- and Ka-band balanced frequency doublers," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques / Juo-Jung Hung; T.M. Hancock, G.M. Rebeiz. – Feb. 2005. – Vol. 53, no.2. – Pp. 754–761,

20. "A 36–80 GHz High Gain Millimeter-Wave Double-Balanced Active Frequency Doubler in SiGe BiCMOS," IEEE Microwave and Wireless Components Letters / A.Y.-K. Chen, Y. Baeyens, Young-Kai Chen, Jenshan Lin. – Sept. 2009. – Vol. 19, no 9. – Pp. 572–574.

### **Электронные образовательные ресурсы**

21. Белов, Л. Преобразователи частоты. Современные ВЧ-компоненты / Л. Белов // Электроника: наука, технология, бизнес. – 2004. – № 2. – URL : <http://www.radiocomp.ru/joom/images/storage/docs/articles/preobrazov-chastoty-vch-components.pdf>

22. Белов, Л. Европейские микросхемы на частоту до 100 ГГц / Л. Белов // Электроника: наука, технология, бизнес. – 2010. – № 6. – URL: [http://www.electronics.ru/files/article\\_pdf/0/article\\_107\\_796.pdf](http://www.electronics.ru/files/article_pdf/0/article_107_796.pdf)

23. Белов, Л. СВЧ-компоненты компании MITEQ. Электроника: наука, технология, бизнес / Л. Белов. – 2005. – № 4. – URL: <http://www.radiocomp.ru/joom/images/storage/docs/articles/miteq.pdf>

24. Казарновский, Д.М. Ёмкостные преобразователи частоты. Библиотека по автоматике / Д.М. Казарновский. – Вып. 314. – М. : Энергия, Ленинградское отделение, 1968. – URL : <http://www.nppsaturn.ru/kazarnovskiDM.htm>

25. Горошков, Б.И. Радиоэлектронные устройства: справочник / Б.И. Горошков. – М. : Радио и связь, 1984. – С. 17–21. – URL : <http://do.gendocs.ru/docs/index-79992.html?page=17>

[В начало к содержанию](#)