

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ ПОСТРОЕНИЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ПЕРЕМНОЖИТЕЛЕЙ СИГНАЛОВ*

А.Ф. УЛЯШИН¹, А.А. ВЕЛИЧКО²

¹ 630073, РФ, г. Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20, Новосибирский государственный технический университет, магистрант кафедры полупроводниковых приборов и микроэлектроники. E-mail: ulyashin_2018@mail.ru

² 630073, РФ, г. Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20, Новосибирский государственный технический университет, профессор кафедры полупроводниковых приборов и микроэлектроники. E-mail: Velichko@amber.ref.nstu.ru

Настоящая работа посвящена сравнительному анализу современных интегральных перемножителей. На сегодняшний день ряд зарубежных компаний, таких как Texas Instruments и Analog Devices, выпускают аналоговые перемножители сигналов (АПС) в интегральном исполнении. Российской промышленностью выпускаются микросхемы серии 525ПС и 174ХА. Каждый производитель использует собственную методику реализации устройства. Основной задачей таких устройств является вычисление действующего напряжения, фазы, экспоненциальных и трансцендентных функций. Широкую применимость АПС в интегральном исполнении нашли в устройствах аналоговой обработки и преобразования сигналов связной и радиотехнической аппаратуры, в устройствах автоматического управления бортовой и наземной радиоаппаратуры. Очень важной характеристикой такой аппаратуры является динамический диапазон. Динамический диапазон приемника – это диапазон амплитуд входного сигнала, при которых обеспечивается требуемое качество воспроизведения принятого сообщения. Нижняя граница динамического диапазона определяется уровнем собственных шумов или внешних помех в устройстве, а верхняя – перегрузочной способностью устройства. Связи с этим перед производителями перемножителей стоит задача максимально увеличить напряжение, которое можно подавать на его входы. Сложность состоит в том, что верхняя граница динамического диапазона задается нелинейными искажениями. Нелинейность перемножителя является составляющей погрешности перемножения и характеризует предельные возможности входов АПС. В настоящей работе проведен сравнительный анализ основных видов интегральных перемножителей, предложенных на рынке, с целью выявления наилучшего метода построения для достижения значения динамического диапазона перемножителя в 90 дБ при высокой точности перемножения, что позволит применить такой перемножитель в современной радиоаппаратуре.

Ключевые слова: функциональный преобразователь, перемножитель сигналов, динамический диапазон, сигнал / шум, точность перемножения, полевой транзистор, биполярный транзистор, аналоговый сигнал, системы телекоммуникации

* Статья получена 14 декабря 2020 г.

ВВЕДЕНИЕ

Во многих современных вычислительных и счетно-решающих устройствах используются функциональные преобразователи (ФП), которые выполняют как линейные, так и нелинейные операции. Такие преобразователи делятся на цифровые и аналоговые. При обработке цифрового сигнала на входе и выходе применение цифрового ФП чаще всего оправданно. В случае если входные и выходные сигналы аналоговые, то использование цифрового ФП приводит к ряду существенных неудобств, основным из которых является потребность в присутствии входного аналого-цифрового преобразователя (АЦП) в составе проектируемой системы, а также цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) на выходе. Поэтому целесообразнее использовать в таком случае аналоговый ФП, который обеспечит полную совместимость информационных сигналов в системе. Применение аналоговых ФП особенно оправданно при создании информационно-вычислительных и измерительных систем, работающих в реальном масштабе времени. Техническую основу аналоговых ФП составляют аналоговые блоки различного назначения и различной точности выполнения линейных и нелинейных операций. В период развития аналоговых и гибридных вычислительных машин особенно необходимой стала разработка аналоговых блоков ФП для выполнения нелинейных операций.

В последнее время весьма широкое распространение получили интегральные нелинейные аналоговые преобразователи, предназначенные для выполнения операций умножения, деления, возведения в квадрат, извлечения квадратного корня и других. Одним из самых распространенных по применимости среди нелинейных аналоговых преобразователей является аналоговый перемножитель сигналов (АПС). Совместно с другими ФП (ОУ, фильтрами, логарифмическими преобразователями) АПС выполняет задачи вычисления действующего напряжения, фазы, экспоненциальных и трансцендентных функций, корреляционных зависимостей. При использовании АПС в связной аппаратуре можно реализовать все виды детекторов (линейные, квадратичные, синхронные, фазовые, частотные и др.) и модуляторов-демодуляторов (амплитудные, балансные, синхронные, бифазные, частотные и другие). Помимо этого, на основе перемножителей возможно построение различных устройств автоматической регулировки усиления (устройства АРУ, компрессоры и экспандеры) и перестраиваемых напряжением фильтров и управляемых генераторов. Основная суть работы АПС состоит в перемножении двух аналоговых величин – токов или напряжений. В системах автоматического регулирования они могут выполнять функции перемножения и возведения в квадрат, а совместно с операционными усилителями выполнять деление, из-

влечение корней и выделение тригонометрических функций. На рынке универсальных устройств аналоговые перемножители занимают одно из ведущих мест, поэтому их совершенствование идет постоянно [1].

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Аналоговый перемножитель сигналов – традиционный элемент аналоговой вычислительной техники, который применяется для выполнения операций умножения, деления, возведения в степень и извлечения квадратного корня. В состав АПС входит два входа и один выход, напряжения на котором пропорционально произведению напряжений на входе U_x и U_y :

$$U_{\text{вых}} = k_0 U_x U_y, \quad (1)$$

где k_0 – масштабный коэффициент; U_x – напряжение на входе x ; U_y – напряжение на входе y .

Так как данный вид аналоговых устройств является универсальным, то для более полной совместимости и взаимозаменяемости морально устаревших схемотехнических конфигураций более новыми необходимо соблюдение такого параметра, как четырехквадрантность. Это означает, что обе входные величины могут принимать как положительные, так и отрицательные значения. Таким образом, если одну входную величину отложить по оси X декартовой системы координат, а вторую – по оси Y , то перемножитель должен нормально функционировать во всех четырех квадрантах получившейся системы.

Эталонный АПС должен иметь бесконечное входное сопротивление по обоим входам, выходное сопротивление, равное нулю, и максимальную точность выполнения приведенного выше уравнения в любом диапазоне входных и выходных напряжений и частот. Напряжение на выходе идеального АПС должно быть равно нулю, если напряжение на любом из входов равно нулю, т. е. у эталонного АПС должны отсутствовать напряжение смещения, дрейф и шум. Известно, что настоящие АПС не имеют идеальных характеристик, т. е. приведенные выше свойства эталонного аналогового перемножителя воспроизводятся с какой-то степенью приближения, описываемой системой электрических параметров АПС. Иначе говоря, реальные АПС обладают конечными (ненулевыми) значениями напряжения смещения, дрейфа и шума, и, что самое важное, коэффициент масштабного коэффициента зависит от входных напряжений и частоты [1, 2].

В общем и целом аналоговый перемножитель представляет собой нелинейную схему. Но если мы подадим на один из входов постоянный сигнал

($U_x = a_x = \text{const}$), а на другой – изменяющийся по амплитуде (или во времени) сигнал ($U_y = u_y(t)$), то на выходе перемножителя реализуется функция, которая будет линейно зависеть от изменяющего входного сигнала:

$$U_{\text{вых}} = k_0 a_x u_y(t) = k_1 u_y(t). \quad (2)$$

В настоящее время, несмотря на широкое применение цифровых устройств обработки информации, аналоговые интегральные микросхемы находят применение в различных электронных устройствах. Среди ИМС выделяется класс схем, выполняющих функции перемножения сигналов, – аналоговые перемножители. На данный момент производители используют следующие способы построения аналоговых перемножителей:

- перемножители логарифмического типа;
- перемножители на дифференциальных транзисторных парах.

Задача настоящей работы состоит в исследовании каждого из методов с целью выявления наиболее простого способа построения перемножителя, удовлетворяющего требованиям современной радиоаппаратуры.

2. ПЕРЕМНОЖИТЕЛИ ЛОГАРИФМИЧЕСКОГО ТИПА

Структурная схема перемножителя логарифмического типа показана на рис. 1. В данной схеме используются логарифмические и антилогарифмические усилители. Схема обеспечивает логарифмирование входных сигналов X и Y с их последующим суммированием и потенцированием (антилогарифмированием) этой суммы. В результате по законам логарифмирования получается сигнал, пропорциональный произведению двух входных сигналов [2].

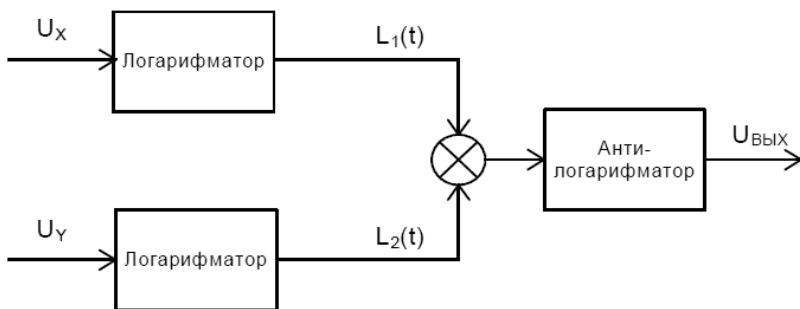


Рис. 1. Структурная схема логарифмического перемножителя

Для обозначений, принятых на рис. 1, имеем

$$\begin{aligned} L_1(t) &= k \ln U_x, \\ L_2(t) &= k \ln U_y. \end{aligned} \quad (3)$$

Тогда напряжение на выходе схемы

$$U_{\text{вых}} = ne^{kL_1(t)+kL_2(t)} = ne^{k \ln U_x U_y} = KU_x U_y, \quad (4)$$

где k – коэффициент, обусловленный особенностями работы логарифматора; $K = ne^k$ – конечный коэффициент, вносимый логарифматорами и антилогарифматорами.

В качестве логарифматоров / антилогарифматоров используют логарифмические свойства диодов. Вольт-амперную характеристику идеального логарифмического диода (рис. 2) можно описать следующим уравнением:

$$I = I_0(e^{qV/kT} - 1). \quad (5)$$

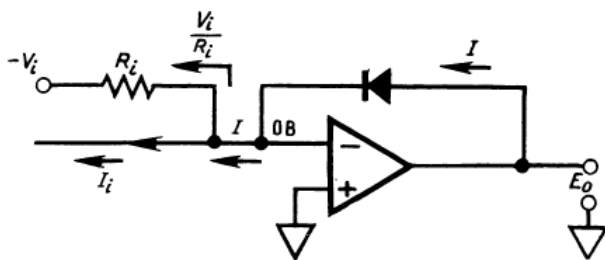


Рис. 2. Принципиальная схема логарифмического усилителя

При включении такого диода в цепь обратной связи ОУ напряжение на его выходе равно

$$E_0 = \frac{kT}{q} \ln \frac{I}{I_0} = \frac{kT}{q} \ln 10 \lg \frac{I}{I_0}, \quad I_0 \gg 1, \quad (6)$$

где q – постоянная, равная единице заряда $1,60219 \cdot 10^{-19}$ К; k – постоянная Больцмана, $1,38062 \cdot 10^{-23}$ Дж/К; T – абсолютная температура, 273 К; I_0 – экстраполированный ток.

К сожалению, для большинства диодов, выполненных в виде двухполусоединений, область логарифмической зависимости напряжения от тока ограничена. В области больших токов характеристика отклоняется от логарифмической из-за падения напряжения на объемном омическом сопротивлении [3]:

$$V = \frac{kT}{q} \ln \frac{I}{I_0} + IR_B. \quad (7)$$

В области малых токов происходит однократное или многократное изменение наклона характеристики за счет изменения коэффициента m ($1 \leq m \leq 4$):

$$V = m \frac{kT}{q} \ln \frac{I}{I_0}. \quad (8)$$

Отсюда следует, что обычные диоды не подходят для выполнения точных логарифмических операций в диапазоне одной-двух декад, несмотря на возможность создания схемы компенсации влияния объемного омического сопротивления.

К недостаткам такого типа перемножителей можно отнести низкое быстродействие, а также то, что входные напряжения не могут быть разнополярными. Кроме того, логарифмические свойства диодов не сохраняются в диапазоне более двух декад изменения тока, поэтому необходимо либо снижать динамический диапазон по входным сигналам, либо мириться с относительно большой погрешностью преобразования.

Моделирование перемножителя логарифмического типа показало, что минимальная погрешность перемножения наблюдается при напряжении от -1 до 1 В (рис. 3).

Динамический диапазон схемы (рис. 4) рассчитывается по формуле

$$D = 20 \lg \frac{U_1}{U_0}, \quad (9)$$

где U_1 – напряжение на выходе; U_0 – номинальное напряжение.

Как видно из рис. 5, напряжение на выходе при нулевых напряжениях на входах равно $1,728$ мВ. При подаче на входы перемножителя 1 В получаем выходное напряжение, равное $3,093$ В.

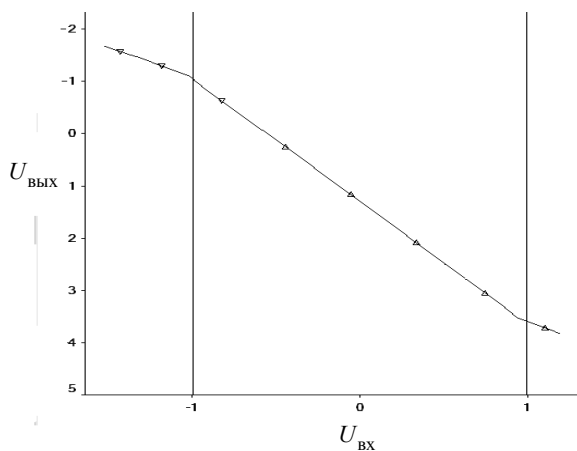


Рис. 3. Зависимость выходного напряжения от входного
 $U_{ВЫХ} = f(U_1)$ при $U_2 = \text{const} = 1 \text{ В}$

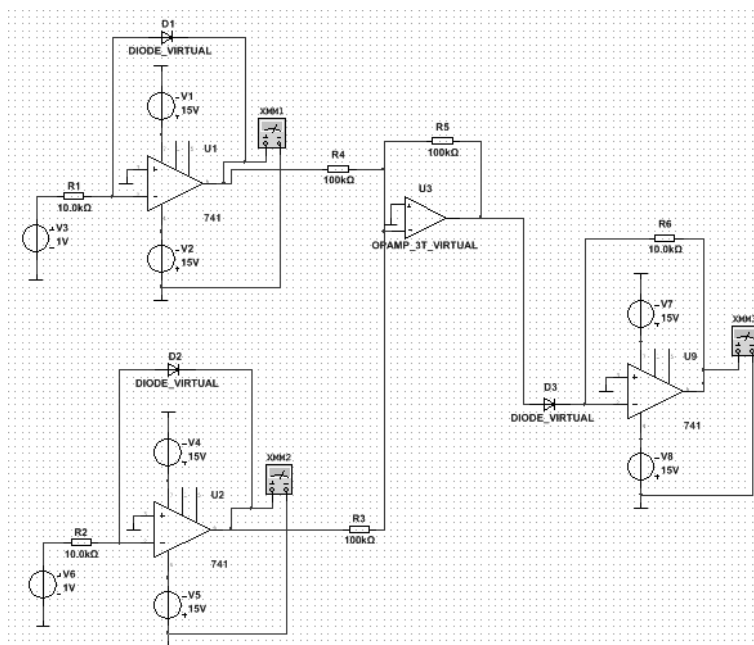


Рис. 4. Принципиальная схема перемножителя логарифмического типа

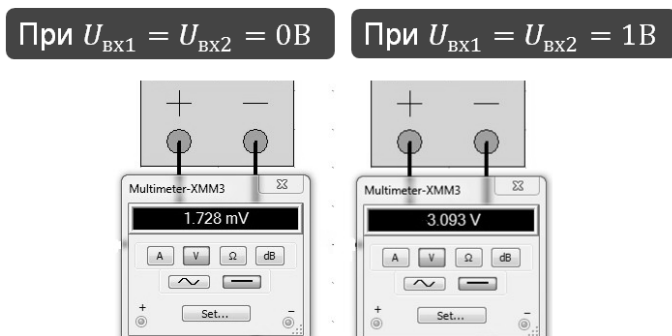


Рис. 5. Шум и полезный сигнал логарифмического перемножителя

Динамический диапазон перемножителя будет равен

$$D = 20 \lg \frac{U_1}{U_0} = 20 \lg \frac{3,093}{1,728 \cdot 10^{-6}} = 65 \text{ дБ.}$$

Значение динамического диапазона в 65 дБ является неплохим показателем, но не полностью соответствует современным требованиям.

3. ПЕРЕМНОЖИТЕЛИ НА ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ ТРАНЗИСТОРНЫХ ПАРАХ

Простейшей моделью перемножителя, построенного на дифференциальных транзисторных парах, является дифференциальный усилитель (рис. 6).

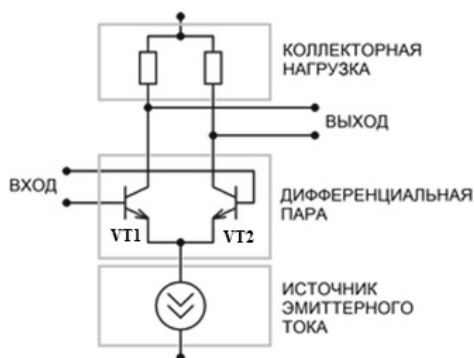


Рис. 6. Управляемый напряжением дифференциальный делитель тока

Данный метод обладает следующими преимуществами:

- 1) высокая точность перемножения (погрешность перемножения 0,25...2 %);
- 2) широкая полоса пропускания (до нескольких десятков мегагерц);
- 3) простота реализации в интегральном исполнении.

Однако простейшая модель перемножителя, созданного на основе данного метода (рис. 6), обладает рядом недостатков [4], к которым относятся:

1) невысокая температурная стабильность в сравнении с логарифмическими перемножителями;

2) возможность работы только в двух квадрантах;

3) небольшой диапазон входных сигналов (напряжение U_x не должно превышать несколько милливольт).

Невысокая температурная стабильность обусловлена зависимостью характеристик транзисторов от температуры. Однако использование в дифференциальном каскаде идеально подобранной пары интегральных транзисторов позволяет значительно уменьшить температурные погрешности данных перемножителей (дрейф погрешности может быть сведен к 0,01 % / °C).

Работа перемножителя лишь в двух квадрантах возникает по причине того, что эмиттерный ток I_0 не может быть отрицательным. Коллекторные токи симметричного дифференциального усилителя на основе равенств и при условии идентичности транзисторов могут быть представлены в виде

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{I_0}{2} \left(1 + th \frac{U_x}{2\varphi_T} \right), \\ I_2 &= \frac{I_0}{2} \left(1 - th \frac{U_x}{2\varphi_T} \right), \end{aligned} \quad (10)$$

где I_1 и I_2 – коллекторные токи; I_0 – эмиттерный ток; th – гиперболический тангенс; $\varphi_T = mkT / q$ – температурный потенциал, равный 26 мВ при 300 К.

Тогда выходное напряжение дифференциального усилителя

$$U_z = -R_n(I_1 - I_2) = -R_n I_0 th \frac{U_x}{2\varphi_T}, \quad (11)$$

где U_z – напряжение на выходе; R_n – сопротивление нагрузки.

При малых входных сигналах ($|U_x| \ll 2\varphi_T$) выходное напряжение U_z (параметр Z) дифференциального усилителя равно произведению входного напряжения U_x (параметр X) и управляющего тока I_y (параметр Y), т. е.

$$Z = k_1 XY \quad \text{или} \quad U_z = \frac{-R_H}{2\varphi_T} U_x I_0, \quad (12)$$

где $k_1 = -R_H / 2\varphi_T$ – масштабный коэффициент перемножителя.

Перемножитель, построенный на основе трех дифференциальных усилителей, каждый из которых также работает в режиме управляемого напряжения делителя тока (рис. 7), может умножать во всех четырех квадрантах [4].

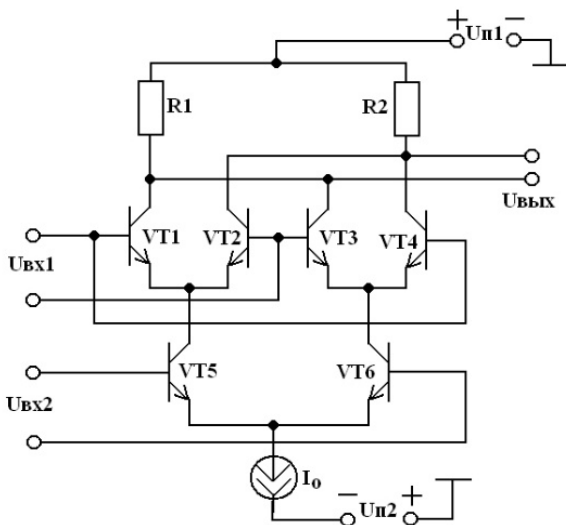


Рис. 7. Управляемый напряжением дифференциальный делитель тока на трех дифференциальных усилителях

Выходное напряжение данного перемножителя

$$U_z = -R_H I_0 \operatorname{th} \frac{U_x}{2\varphi_T} \operatorname{th} \frac{U_y}{2\varphi_T}. \quad (13)$$

Линейность таких перемножителей из-за гиперболической зависимости (13) ограничена малыми уровнями входных сигналов U_x и U_y . Если погрешность перемножения менее 1 %, то входные напряжения сравнимы с напряжением смещения нуля дифференциального усилителя.

На рис. 8 представлены характеристики выше приведенного перемножителя, полученные экспериментально.

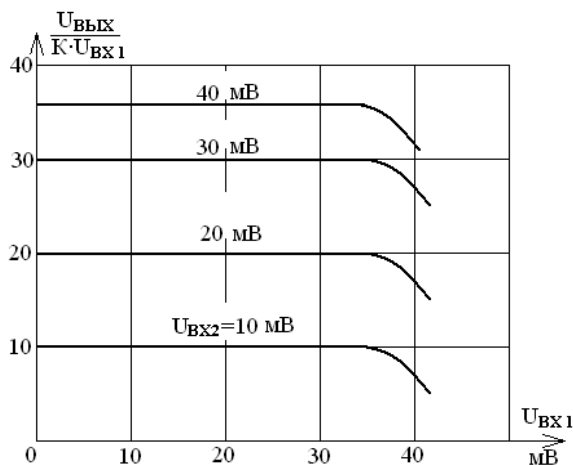


Рис. 8. Зависимость сигнала на выходе от входного сигнала

Как видно из рис. 8, при $U_{ВХ1} = 35$ мВ характеристика уже имеет нелинейный характер, так как ток коллектора нелинейно зависит от напряжения на базе. На практике это приводит к тому, что при перемножении гармонических сигналов кроме суммарной и разностной частот всегда имеются другие гармоники довольно значительной амплитуды.

Данный недостаток обусловлен использованием в качестве транзисторной пары биполярных транзисторов, что приводит к необходимости в использовании каскада предварительного искажения сигнала. Теория преобразования сигналов для качественного перемножения требует нелинейных элементов с квадратичной характеристикой. В наибольшей мере этому отвечают полевые транзисторы. В настоящей работе использован полевой транзистор (ПТ) отечественного производства с управляющим p - n -переходом и каналом n -типа – КП303А.

В области насыщения полевой транзистор удобно моделировать передаточной характеристикой – зависимостью тока стока I_c от напряжения затвор–исток $U_{з.и}$ при постоянном напряжении сток–исток $U_{с.и}$ [5]:

$$I_c = f(U_{з.и}) \text{ при } U_{с.и} = \text{const}, \quad (14)$$

где I_c – ток стока; $U_{з.и}$ – напряжение затвор–исток; $U_{с.и}$ – напряжение сток–исток.

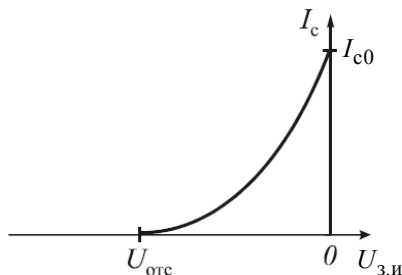


Рис. 9. Передаточная характеристика полевого транзистора с управляющим p – n -переходом и каналом n -типа

Передаточная характеристика n -канального полевого транзистора с управляющим p – n -переходом показана на рис. 9.

Передаточная характеристика полевого транзистора описывается уравнением

$$I_c = I_{с0} \left(1 - \frac{U_{з.и}}{U_{отс}} \right)^2, \quad (15)$$

где I_c – ток стока; $I_{с0}$ – ток стока при $U_{з.и} = 0$; $U_{з.и}$ – напряжение затвор–исток; $U_{отс}$ – напряжение отсечки.

Как видно из уравнения (15), передаточная характеристика носит квадратичный характер. Эта особенность проходной характеристики используется в преобразователях частоты для уменьшения перекрестной модуляции и помех от гармоник гетеродина [6].

В биполярном же транзисторе передаточная характеристика (см. рис. 10) (зависимость тока коллектора от напряжения база–эмиттер $I_k(U_{б.э.})$) имеет экспоненциальный характер:

$$I_k = I_{к0} e^{\frac{U_{б.э.}}{\varphi_T}}, \quad (16)$$

где $I_{к0}$ – тепловой ток коллекторного перехода; I_k – ток коллектора; $U_{б.э.}$ – напряжение база–эмиттер; $\varphi_T = mkT/q$ – температурный потенциал, равный 26 мВ при 300 К; q – заряд электрона, равный $1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл; T – абсолютная температура; m – постоянная, примерно равная единице; k – постоянная Больцмана, равная $1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К.

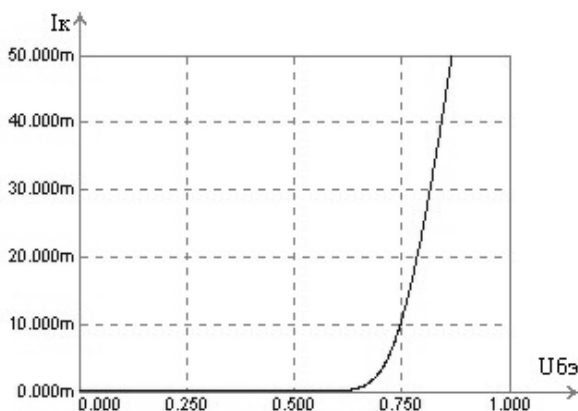


Рис. 10. Передаточная характеристика биполярного n - p - n -транзистора

Другими словами, линейный участок передаточной характеристики полевого транзистора гораздо шире, нежели у передаточной характеристики биполярного транзистора. Соответственно, гораздо шире диапазон входных напряжений, при котором будет сохраняться линейность характеристики $U_{\text{вых}} = f(U_1)$ при ($U_2 = \text{const}$).

Исходя из вышеизложенного можно сделать вывод, что наиболее совершенный перемножитель должен быть построен на полевых транзисторах и содержать три дифференциальных каскада.

В качестве полевого транзистора был выбран КП303А с управляющим p - n -переходом и каналом n -типа.

Также важным параметром полевого транзистора является крутизна характеристики, определяемая как отношение приращения тока стока ΔI_c к приращению напряжения затвор–исток $\Delta U_{з.и}$:

$$S = \frac{\Delta I_c}{\Delta U_{з.и}} = \frac{dI_c}{dU_{з.и}}. \quad (17)$$

Крутизна полевых транзисторов с управляющим p - n -переходом может изменяться от 1...2 мА/В у маломощных приборов до единиц А/В у силовых транзисторов. Максимальное значение крутизна имеет при $U_{з.и} = 0$. С увеличением напряжения на затворе крутизна уменьшается и при $U_{з.и} = U_{\text{отс}}$ становится равной нулю [7, 8].

4. РЕЗУЛЬТАТЫ РАБОТЫ

С учетом всего вышеизложенного была смоделирована схема перемножителя, построенного на дифференциальных транзисторных парах, с использованием полевых транзисторов (рис. 11).

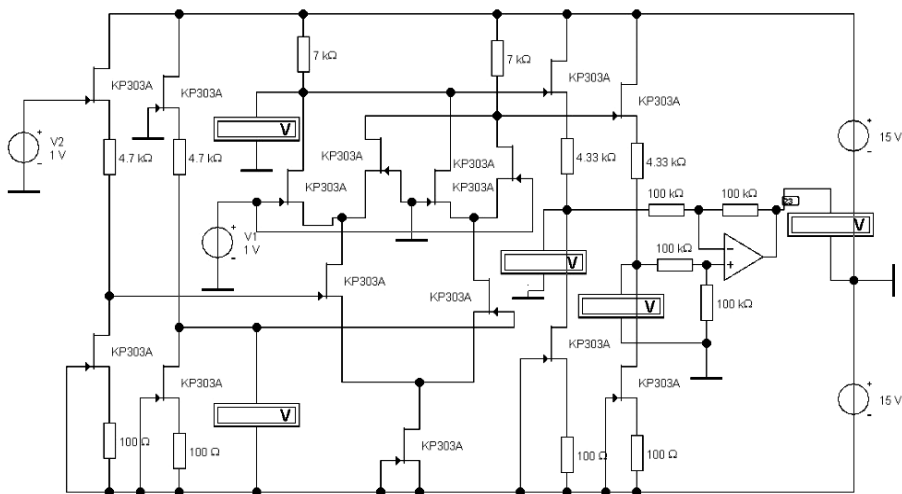


Рис. 11. Принципиальная схема перемножителя на дифференциальных транзисторных парах с использованием ПТ с управляющим $p-n$ -переходом

При идентичности транзисторов, используемых в схеме, мы можем добиться линейности характеристики $U_{\text{вых}} = f(U_1)$ при ($U_2 = \text{const} = 1 \text{ В}$) в диапазоне от $-0,5$ до $0,5 \text{ В}$ (рис. 12).

При подаче же больших напряжений на вход U_1 характеристика уже становится нелинейной (рис. 13).

В этом случае стоит прибегнуть к такому важному параметру полевого транзистора, как крутизна характеристики (17). К трем транзисторным парам от источника тока поступает ток стока I_{c0} , который соответствует самой верхней точке на передаточной характеристике (рис. 14), на нижнем каскаде ток становится равным $I_{c0} / 2$, а на верхних каскадах он и вовсе равен $I_{c0} / 4$. Соответственно и крутизна на уровнях должна быть разной. Выставляем на верхних каскадах $S = 0,0002 \text{ А/В}$, а на нижнем $S = 0,00025 \text{ А/В}$. Крутизну на источнике тока оставляем неизменной, т. е. равной $0,0005 \text{ А/В}$.

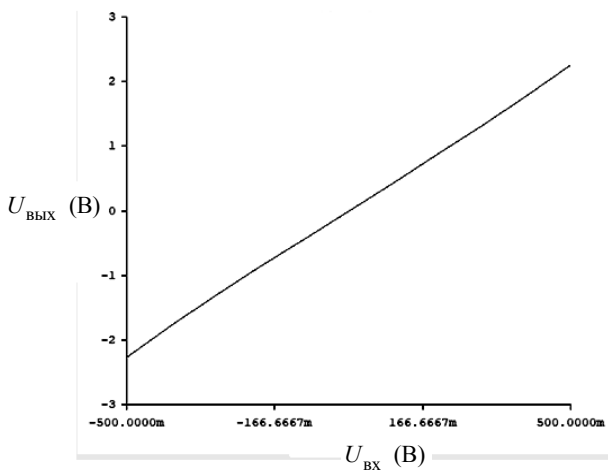


Рис. 12. Зависимость выходного напряжения от входного $U_{\text{вых}} = f(U_1)$ при $U_2 = \text{const} = 1$ В в диапазоне от $-0,5$ до $0,5$ В

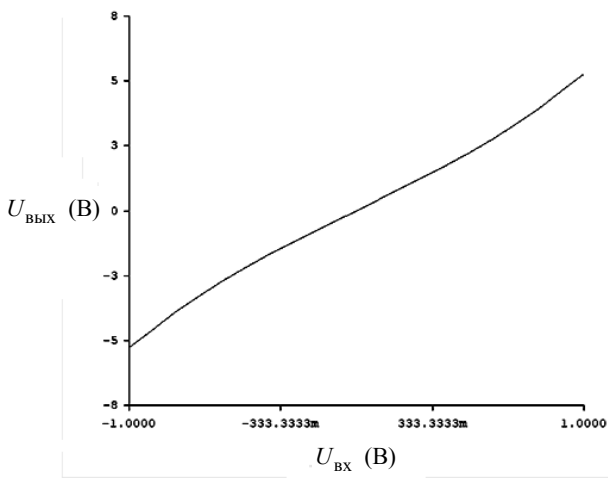


Рис. 13. Зависимость выходного напряжения от входного $U_{\text{вых}} = f(U_1)$ при $U_2 = \text{const} = 1$ В в диапазоне от -1 до 1 В

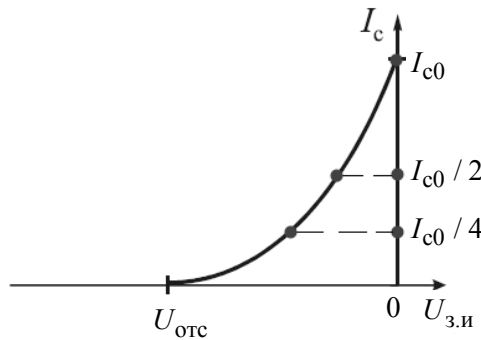


Рис. 14. Передаточная характеристика полевого транзистора с p - n -переходом и каналом n -типа

В итоге имеем линейную характеристику $U_{\text{вых}} = f(U_1)$ при $U_2 = \text{const} = 1 \text{ В}$ в диапазоне от -1 до 1 В (рис. 15).

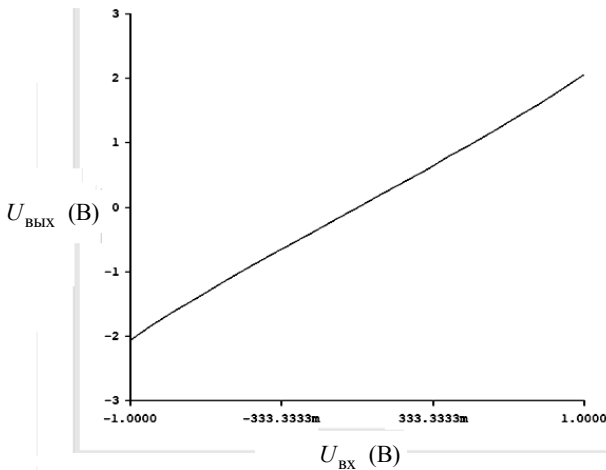


Рис. 15. Зависимость выходного напряжения от входного $U_{\text{вых}} = f(U_1)$ при $U_2 = \text{const} = 1 \text{ В}$ в диапазоне от -1 до 1 В

Как видно из рис. 16, напряжение на выходе при нулевых напряжениях на входах равно $47,27 \text{ мкВ}$. При подаче на входы перемножителя 1 В получаем выходное напряжение, равное $2,057 \text{ В}$.

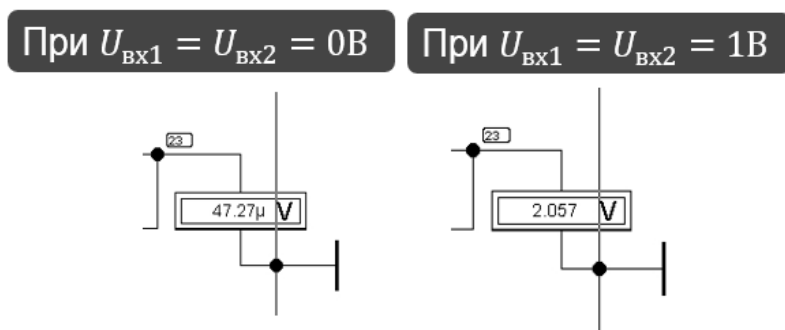


Рис. 16. Шум и полезный сигнал логарифмического перемножителя

Динамический диапазон перемножителя соответственно будет равен

$$D = 20 \lg \frac{U_1}{U_0} = 20 \lg \frac{2,057}{47,27 \cdot 10^{-6}} = 4,63 \cdot 20 = 92,6 \text{ дБ}.$$

Получаем динамический диапазон, превышающий 90 дБ, что удовлетворяет требованиям.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенный в настоящей работе метод позволяет обеспечить необходимые характеристики перемножителя и в дальнейшем использовать его в современной аппаратуре. Проведен сравнительный анализ методов построения интегральных перемножителей, применяющихся в настоящее время, и был определен наиболее удачный способ достижения высокого значения динамического диапазона, а именно способ построения на дифференциальных транзисторных парах. Выбор в его пользу был сделан по причине простоты реализации в интегральном исполнении и других многочисленных преимуществ. Также было произведено сравнение данного типа перемножителя на биполярных и полевых транзисторах. Подобраны идеальные параметры транзисторов, для динамического диапазона перемножителя. Предложенный подход может применяться при создании измерительных систем, радио-и звуковой аппаратуры.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Тимонтеев В.Н., Величко Л.М., Ткаченко В.А. Аналоговые перемножители сигналов в радиоэлектронной аппаратуре: учебное пособие. – М.: Радио и связь, 1982. – 112 с.
2. Старченко Е.И. Аналоговые перемножители напряжения: монография. – Шахты: ЮРГУЭС, 2006. – 56 с.
3. Справочник по нелинейным схемам: Проектирование устройств на базе аналоговых функциональных модулей и интегральных схем: справочник / под ред. Д.Х. Шейнголда. – М.: Мир, 1977. – 529 с.
4. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: пер. с англ. – Изд. 2-е. – М.: БИНОМ, 2014. – 704 с.
5. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. В 2 т. Т. 1. – М.: Додэка, 2008. – 827 с.
6. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. В 2 т. Т. 2. – М.: Додэка, 2008. – 941 с.
7. Борисенко А.Л. Схемотехника аналоговых электронных устройств. Функциональные узлы: учебное пособие для вузов. – М.: Юрайт, 2019. – 126 с.
8. Якубовский С.В. Аналоговые и цифровые интегральные схемы: справочник. – М.: Советское радио, 2008. – 336 с.
9. Шац С.Я., Ламекин В.Ф., Майборода А.Н. Элементы теории операционных усилителей. Ч. 2 // Зарубежная радиоэлектроника. – 1979. – № 2. – С. 97–116.
10. Babanezhad J.N., Temes G.C. A 20-V four-quadrant CMOS analog multiplier // IEEE Journal of Solid-State Circuit. – 1985. – Vol. 20 (6). – P. 1158–1168.
11. Микросхемы для бытовой радиоаппаратуры: справочник / И.В. Новаченко, В.М. Петухов, И.П. Блудов, А.В. Юровский. – М.: Радио и связь, 1989. – 383 с.
12. Атаев Д.И., Болотников В.А. Аналоговые интегральные микросхемы для бытовой радиоаппаратуры: справочник. – М.: Изд-во МЭИ, 1991. – 136 с.
13. Волович Г.И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств. – М.: Додэка-XXI, 2005. – 530 с.
14. Павлов В.Н. Схемотехника аналоговых электронных устройств. – М.: Академия, 2008. – 288 с.

Уляшин Александр Федорович, магистрант кафедры полупроводниковых приборов и микроэлектроники Новосибирского государственного технического университета. Основное направление научных исследований – системы

обработки сигналов, измерительные устройства. Имеет 2 публикации. E-mail: ulyashin_2018@mail.ru

Величко Александр Андреевич, доктор технических наук, профессор кафедры полупроводниковых приборов и микроэлектроники Новосибирского государственного технического университета. Основное направление научных исследований – системы обработки сигналов, измерительные устройства. Имеет более 50 публикаций. E-mail: Velichko@amber.ref.nstu.ru

DOI: 10.17212/2307-6879-2021-1-21-41

Comparative analysis of analog parameters signal multipliers by differential transistor pairs*

A.F. Ulyashin¹, A.A. Velichko²

¹ *Novosibirsk State Technical University, 20 Karl Marx Prospekt, Novosibirsk, 630073, Russian Federation, master student of the department of semiconductor devices and microelectronics. E-mail: ulyashin_2018@mail.ru*

² *Novosibirsk State Technical University, 20 Karl Marx Prospekt, Novosibirsk, 630073, Russian Federation, professor of the department of semiconductor devices and microelectronics. E-mail: Velichko@amber.ref.nstu.ru*

This paper is devoted to the comparative analysis of modern integral variables. Today, a number of foreign companies, such as Texas Instruments and Analog Devices, produce analog signal multipliers (APS) in integrated design. Russian industry produces chips of the 525PS and 174HA series. Each manufacturer uses its own method of implementing the device. The main task of such devices is to calculate the current voltage, phase, exponential and transcendental functions. Wide applicability of APS in integrated design was found in devices for analog processing and conversion of signals of communication and radio equipment, in devices for automatic control of onboard and ground radio equipment. A very important characteristic of such equipment is the dynamic range. The dynamic range of the receiver is the range of input signal amplitudes that provide the required quality of reproduction of the received message. The lower limit of the dynamic range is determined by the level of internal noise or external interference in the device, and the upper limit is determined by the device's overload capacity. In this regard, manufacturers of multipliers are faced with the task of maximizing the voltage that can be applied to its inputs. The difficulty is that the upper limit of the dynamic range is set by non-linear distortions. The non-linearity of the multiplier is a component of the multiplication error and characterizes the limiting capabilities of the APS inputs. In this paper, a comparative analysis of the main types of integral multipliers offered on the market is carried out in order to identify the best construction method for achieving the value of the dynamic range of the multiplier in 90 dB with high multiplication accuracy, which will allow using such a multiplier in modern radio equipment.

* Received 14 December 2020.

Keywords: functional Converter, signal multiplier, dynamic range, signal / noise, multiplication accuracy, field-effect transistor, bipolar transistor, analog signal, telecommunication systems

REFERENCES

1. Timonteev V.N., Velichko L.M., Tkachenko V.A. *Analogovye peremnozhiteli signalov v radioelektronnoi apparature* [Analog multiplier products of signals in electronic apparatus]. Moscow. Radio i svyaz' Publ., 1982. 112 p.
2. Starchenko E.I. *Analogovye peremnozhiteli napryazheniya* [Analog voltage multipliers]. Shakhty, YuRGUES Publ., 2006. 56 p.
3. Sheingold D.H., ed. *Nonlinear circuits handbook: designing with analog function modules and IC's*. Norwood, MA, Analog Devices, inc., 1976 (Russ. ed.: *Proektirovanie ustroystv na baze analogovykh funktsional'nykh modulei i integral'nykh skhem: spravochnik*. Ed. by D.Kh. Sheingold. Moscow, Mir Publ., 1977. 529 p.).
4. Horowitz P., Hill U. *The art of electronics*. 2nd ed. New York, Cambridge University Press, 1998 (Russ. ed.: Khorovits P., Khill U. *Iskusstvo skhemotekhniki*. 2nd ed. Moscow, BINOM Publ., 2014. 704 p.).
5. Tittse U., Schenk K. *Poluprovodnikovaya skhemotekhnika*. V 2 t. T. 1 [Semiconductor circuitry. In 2 vol. Vol. 1]. Moscow, Dodeka Publ., 2008. 827 p. (In Russian).
6. Tittse U., Schenk K. *Poluprovodnikovaya skhemotekhnika*. V 2 t. T. 2 [Semiconductor circuitry. In 2 vol. Vol. 2]. Moscow, Dodeka Publ., 2008. 941 p. (In Russian).
7. Borisenko A.L. *Skhemotekhnika analogovykh elektronnykh ustroystv. Funktsional'nye uzly* [Circuitry of analog electronic devices. Functional nodes: a textbook for universities]. Moscow, Yurait Publ., 2019. 126 p.
8. Yakubovskii S.V. *Analogovye i tsifrovye integral'nye skhemy* [Analog and digital integrated circuits]. Moscow, Sovetskoe radio Publ., 2008. 336 p.
9. Shats S.Ya., Lamekin V.F., Maiboroda A.N. *Elementy teorii operatsionnykh usilitelei*. Ch. 2 [Elements of the theory of operational amplifiers. Pt. 2]. *Zarubezhnaya radioelektronika = Foreign radio electronics*, 1979, no. 2, pp. 97–116.
10. Babanezad J.N., Temes G.C. A 20-V four-quadrant CMOS analog multiplier. *IEEE Journal of Solid-State Circuit*, 1985, vol. 20 (6), pp. 1158–1168.
11. Novachenko I.V., Petukhov V.M., Bludov I.P., Yurovskii A.V. *Mikroskhemyy dlya bytovoi radioapparatury* [Microchips for household radio equipment]. Moscow, Radio i svyaz' Publ., 1989. 383 p.

12. Ataev D.I., Bolotnikov V.A. *Analogovye integral'nye mikroskhemy dlya bytovoi radioapparatury* [Analog integrated circuits for household radio equipment]. Moscow, MEI Publ., 1991. 136 p.

13. Volovich G.I. *Skhemotekhnika analogovykh i analogo-tsifrovyykh elektronnykh ustroystv* [Circuitry of analog and analog-digital electronic devices]. Moscow, Dodeka-XXI Publ., 2005. 530 p.

14. Pavlov V.N. *Skhemotekhnika analogovykh elektronnykh ustroystv* [Circuitry of analog electronic devices]. Moscow, Akademiya Publ., 2008. 288 p.

Для цитирования:

Ульяшин А.Ф., Величко А.А. Сравнительный анализ методов построения интегральных перемножителей сигналов // Сборник научных трудов. – 2021. – № 1 (100). – С. 21–41. – DOI: 10.17212/2307-6879-2021-1-21-41.

For citation:

Ulyashin A.F., Velichko A.A. Sravnitel'nyi analiz metodov postroeniya integral'nykh peremnozhitel' signalov [Comparative analysis of analog parameters signal multipliers by differential transistor pairs]. *Sbornik nauchnykh trudov Novosibirskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta* = *Transaction of scientific papers of the Novosibirsk state technical university*, 2021, no. 1 (100), pp. 21–41. DOI: 10.17212/2307-6879-2021-1-21-41.