

5. Семенщев Е.А., Марчук В.И., Шерстобитов А.И. Исследование эффективности модифицированного метода сглаживания результатов измерений на основе двухкритериальной целевой функции //Материалы Международной научной конференции «Статистические методы в естественных гуманитарных и технических науках». – Таганрог, 2006. – С. 35-37.

Семенщев Евгений Александрович

Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса»

E-mail: sea.sea@mail.ru

346500, Шевченко, 147, Шахты. Тел: 88636 22-20-37

Марчук Владимир Иванович

E-mail: marchuk@sssu.ru

Тел: 8-918-508-82-73

Semenishev Evgeni Alexandrovich

State educational institution of the higher vocational training «South Russian State University of Economics and Service»

E-mail: sea.sea@mail.ru

147, Shevchenko, Shakhti, 346500, Phone: 88636 22-20-37

Marchuk Vladimir Ivanovich

E-mail: marchuk@sssu.ru

Phone: 8-918-508-82-73

УДК 621.317

А.И. Гавлицкий

**ОСОБЕННОСТИ СХЕМОТЕХНИКИ СВЕРХНИЗКОВОЛЬТНЫХ
ПРЕЦИЗИОННЫХ АНАЛОГОВЫХ ПЕРЕМНОЖИТЕЛЕЙ
НАПРЯЖЕНИЯ**

Рассматриваются точностные параметры низковольтных аналоговых перемножителей напряжения для систем формирования, передачи, приема и обработки сигналов.

Параметр; систем; прием.

A.I. Gavlicky

**EXTRA LOW-VOLTAGE PRECISION ANALOGOUS VOLTAGE
MULTIPLIERS CIRCUIT TECHNIQUE FEATURES**

Precision parameters of extra low-voltage analogous voltage multipliers for data processing and transmission systems are considered.

Parameter; system; transmission.

Системная интеграция смешанной системы на кристалле (СНК) выдвигает жесткие требования к аналоговой части, отвечающей за усиление, обработку и преобразование входных сигналов. Следует отметить, что при определении точ-

ностных параметров СНК доминирующим фактором оказывается линейность проходных характеристик ключевых сложнофункциональных (СФ) блоков.

Для качественного формирования, обработки и выделения полезного сигнала зачастую требуются такие СФ блоки, как квадратурные модуляторы, демодуляторы и фильтры с ортогональным преобразованием сигналов. Необходимость получения качественного перемножения аналоговых сигналов в таких СФ - блоках делает аналоговый перемножитель напряжения (АПН) [1, 2] ключевым элементом, определяющим качественные параметры узлов, его содержащих. Также АПН может служить универсальным СФ-блоком, на основе которого возможно построение управляемых емкостей, усилителей-аттенюаторов и других устройств [3].

Требования повышения производительности вычислительного ядра, а также понижение энергопотребления параллельно с переходом на современную элементную базу зачастую требуют понижения питающего напряжения. Однако требования к амплитудам входных и выходных сигналов как СФ-блоков, так и микросхем в целом остались на прежнем уровне или понизились несоразмерно со снижением напряжения питания. С точки зрения проектирования АПН, снижение питающего напряжения при неизменном динамическом диапазоне приводит к резкому повышению нелинейности проходной характеристики перемножителя. Так как на максимальное входное напряжение биполярного множительного ядра [1] напряжение питания оказывает слабое влияние, то основной вклад в нелинейность проходной характеристики вносят входные логарифмирующие усилители.

Входные логарифмирующие усилители АПН состоят из преобразователей напряжение-ток (ПНТ) и логарифмирующих диодов, служащих нагрузкой каскада. Упрощенная схема наиболее часто применяемого ПНТ [1] приведена на рис. 1,а, а его проходная характеристика – на рис. 1,б.

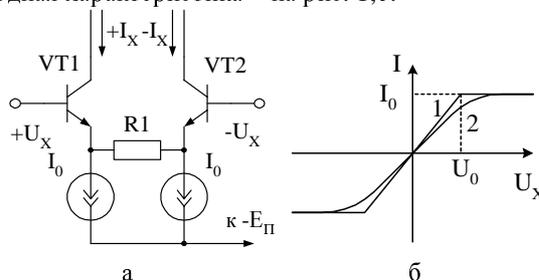


Рис.1. Упрощенная схема ПНТ на биполярных транзисторах и его проходная характеристика

В этом случае отклонение от линейности

$$\frac{S_0 U_x}{I_0} - \frac{S_x U_x}{I_0} = \frac{\delta I_x}{I_0} = \gamma \tag{2}$$

где $S_x = dI_x / dU_x$ – крутизна прямой передачи; δI_x – абсолютное отклонение тока; $S_0 = I_0 / U_0$ – крутизна прямой передачи при линейном приближении, I_0 – максимальный выходной ток преобразователя при подаче на вход максимального напряжения $U_x = U_0$.

Отметим, что $S_x(0) = S_0$, поэтому

$$S_x(0) = \frac{1}{R_1 + 2r_E}, \tag{3}$$

Подставляя (3) в (2), получаем:

$$\gamma = \frac{2r_E X^2 U_X / U_0}{R_I(1 - X^2) + 2r_E} \approx \frac{X^3}{\frac{R_I}{2r_E}(1 - X^2) + 1}, \quad (4)$$

поскольку при $\gamma \ll 1$ можно положить $I_X/I_0 \approx U_X/U_0$ [1,2].

Упрощенная схема ПНТ, основанного на МДП-транзисторах, приведена на рис. 2.

Для дифференциальной пары крутизна преобразования может быть записана как

$$S = \frac{2I_0 - 2kU_X^2}{\sqrt{\frac{2I_0}{k} - U_X^2}}, \quad (5)$$

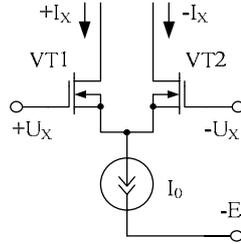


Рис.2. Упрощенная схема ПНТ на основе МДП-транзисторов:

I_0 – ток источника тока дифференциального каскада; U_X – максимальное входное напряжение, ограниченное заданным диапазоном линейности; $k = (\mu C_{ox}/2)(W/L)$ – параметр, определяющий крутизну прямой передачи полевых транзисторов дифференциальной пары, где μ – эффективная подвижность носителей в канале транзистора; C_{ox} – емкость затвор-канал полевого транзистора, W – ширина канала; L – длина канала.

В таком случае нелинейность проходной характеристики может быть записана как

$$\delta = \frac{S_0 U_X - S U_X}{S_0 U_X}, \quad (6)$$

где S – текущее значение крутизны преобразования дифференциального каскада; S_0 – максимальное значение крутизны при $U_X=0$;

Таким образом, максимальное значение крутизны можно определить как

$$S_0 = \sqrt{2kI_0}. \quad (7)$$

Если установить крутизну S постоянной во всем рабочем диапазоне входных напряжений и равной S_0 , то максимальное значение входного напряжения U_M , при котором ток на одном из выходов будет равен I_0 , можно определить как

$$U_M = \frac{I_0}{S_0} = \sqrt{\frac{I_0}{2k}}.$$

Следовательно, при подстановке (5, 7) в (6) выражение, описывающее нелинейность проходной характеристики, примет вид

$$\delta = 1 - \frac{1 - X_U^2}{\sqrt{1 - \frac{X_U^2}{2}}}, \quad (8)$$

где $X_U = U_x / U_M$.

Таким образом, нелинейность проходной характеристики является функцией отношения входного напряжения к максимальному. То есть при проектировании каскада можно однозначно задать нелинейность проходной характеристики для конкретного диапазона входных напряжений, выбрав соответствующую геометрию канала транзисторов при необходимом значении тока I_0 . К сожалению, для повышения линейности проходной характеристики необходимо уменьшение коэффициента использования тока I_0 , что является основным недостатком такой конфигурации ПНТ. Однако введение компенсации нелинейных составляющих выходного тока для повышения коэффициента использования I_0 [4] приводит к необходимости повышения напряжения питания, что не всегда приемлемо.

Моделирование рассмотренных ПНТ произведено в системе автоматического проектирования Cadence® с использованием библиотек, соответствующих элементам, производящимся в рамках технологического процесса SGB25VD [5]. Для минимизации ошибки сравнения моделирование ПНТ произведено с использованием идентичных источников тока (в случае ПНТ на полевых транзисторах значение I_0 в два раза выше, чем для ПНТ на основе биполярных), построенных на транзисторах pnpVs [5], на основе которых построены ПНТ (см. рис. 1,а.) Также сопротивление резистора R1 и геометрия каналов полевых транзисторов были оптимизированы таким образом, чтобы крутизна преобразования при максимальном входном напряжении и, соответственно, коэффициент использования тока источников тока был идентичен для обеих схем. Для минимизации эффекта модуляции ширины базы нагрузкой ПНТ служили резисторы сопротивлением 1 Ом.

Графики отклонения от линейности проходной характеристики ПНТ обоих типов приведены на рис. 3. Оценка нелинейности произведена на основе отклонения крутизны преобразования от ее максимального значения во всем диапазоне входных напряжений и подробно описана в [4].

На основании экспериментальных данных можно сделать следующий вывод: нелинейность проходной характеристики биполярного ПНТ при идентичных условиях оказывается ниже более чем в два раза по сравнению с таковой для ПНТ на основе полевых транзисторов. В конкретном случае максимальное значение нелинейности проходной характеристики биполярного ПНТ достигает значения 1,09%, в то время как при аналогичных условиях ПНТ на основе полевых транзисторов имеет нелинейность проходной характеристики более 2,45%. Диапазон входных напряжений равен ± 300 мВ, а напряжение питания ± 2 В. Однако ПНТ на полевых транзисторах имеет более широкий диапазон входного синфазного напряжения, причем работоспособность ПНТ сохраняется даже при достижении затворами транзисторов потенциала стока. Данное обстоятельство во многих случаях делает ПНТ на МДП-транзисторах более предпочтительными, так как отсутствие в некоторых технологических процессах [5] биполярных транзисторов р-п-р-типа резко смещает синфазную составляющую полезного сигнала к положительной шине питания.

Погрешность проходной характеристики АПН.

Источники погрешности проходной характеристики биполярного множительного ядра Джилберта рассмотрены в [1].

Моделирование АПН производилось следующим образом: выходной сигнал ПНТ подавался на вход низковольтного множительного ядра [2], причем нагрузкой ПНТ служат логарифмирующие диоды, позволяющие скомпенсировать нелинейность проходной характеристики множительного ядра, описываемую функцией гиперболического тангенса [1]. Функциональная схема низковольтного АПН приведена на рис. 4. Измерение погрешности перемножения произведено в режиме квадратора, то есть на входы АПН подано линейно-изменяющееся напряжение. Разница между выходным напряжением и математически возведенным в квадрат входным напряжением, отнесенная к максимальному значению выходного сигнала, есть искомая погрешность перемножения [4].

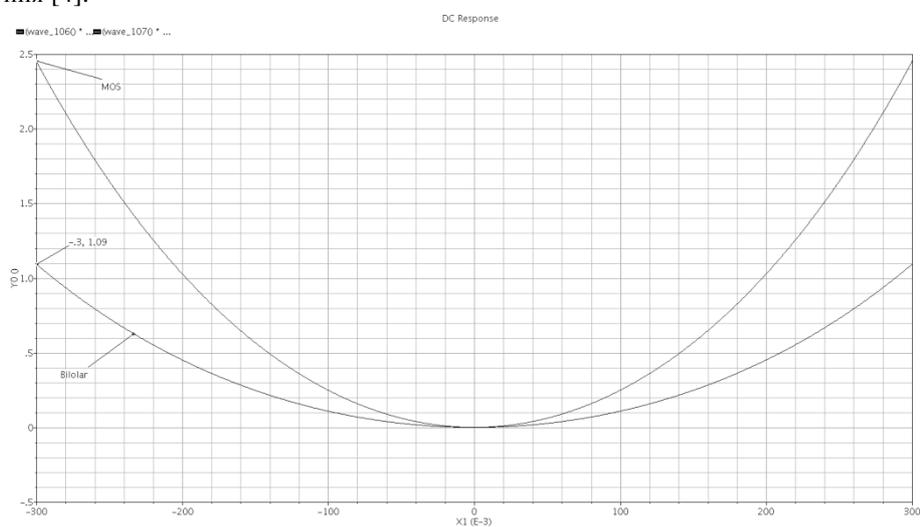


Рис.3. Графики нелинейности проходной характеристики ПНТ на биполярных и полевых транзисторах

Графики погрешности перемножения приведены на рис. 5. Стоит отметить, что благодаря компенсации нелинейности проходной характеристики множительного ядра, результирующая погрешность перемножения имеет значение, не превышающее 0,0511% для АПН с биполярными ПНТ на входах и 0,146% для АПН с полевыми ПНТ на входах.

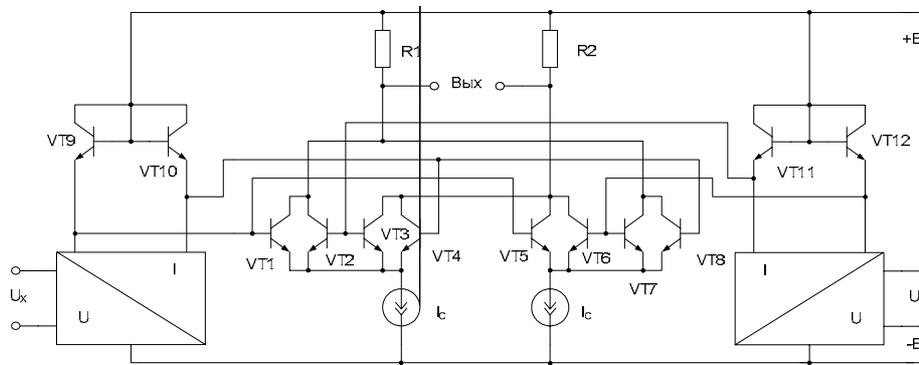


Рис.4. Функциональная схема низковольтного АПН

Зависимость полосы пропускания от частоты представлена на рис. 6. Нагрузкой множительного ядра служат резисторы $R1=R2=50$ Ом, входы ПНТ согласованы с 50 Ом линией. АПН с биполярными ПНТ на входе имеет полосу пропускания по уровню - 3 дБ не хуже 25 ГГц, а АПН с полевыми ПНТ на входе – 18,5 ГГц.

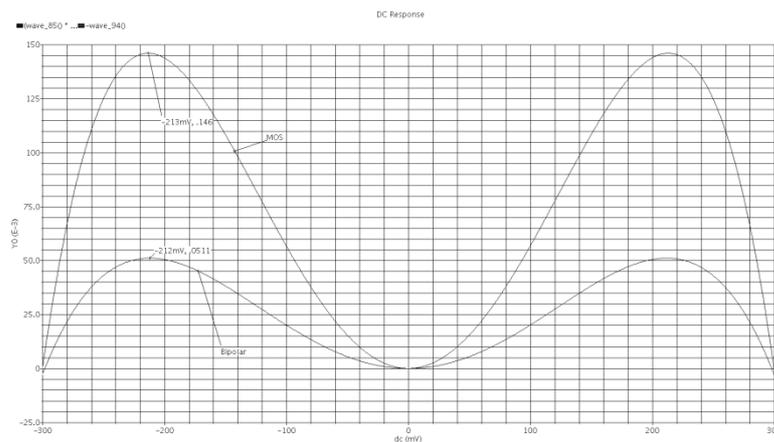


Рис.5. Графики погрешности перемножения в режиме квадратора АПН с входными цепями на основе биполярных и полевых ПНТ

Моделирование АПН в режиме смесителя производилось с частотой несущей $f_0=6$ ГГц и модулирующей частотой $f_M=200$ МГц. Амплитуда входного сигнала равна 300 мВ. Относительный уровень второй гармоники выходного сигнала составляет -21 дБ, а регулярных составляющих вида $f_n=f_0 \pm n f_M$, $n=1, 2, \dots$ не более -60 дБ. Постоянная составляющая и несущая с частотой 6 ГГц подавлены более чем на 85 дБ. Спектр выходного сигнала АПН с полевыми ПНТ представлен на рис. 7. Относительный уровень второй гармоники выходного сигнала составляет -24 дБ, а регулярных составляющих вида $f_n=f_0 \pm n f_M$ - не более -53 дБ. Постоянная составляющая и несущая с частотой 6 ГГц подавлены более чем на 95 дБ.

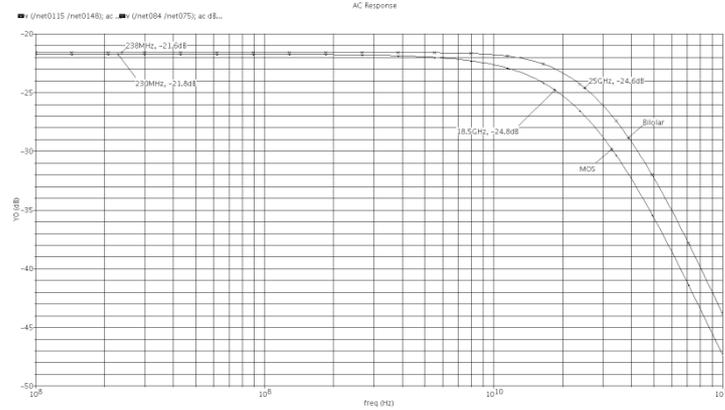


Рис.6. Графики зависимости полосы пропускания АПН

Следует отметить, что абсолютный уровень выходного сигнала на уровне -200 дБ объясняется автоматической нормировкой сигнала относительно уровня 1 В, однако амплитуда входного сигнала равна 300 мВ, а максимальный коэффициент передачи АПН без усилителя на 50 Ом нагрузку составляет -22 дБ. В спектре выходного сигнала отсутствуют четные гармоники, кратные частоте огибающей, что можно достигнуть только при условии полной дифференциальности входных сигналов, что справедливо для любого симметричного АПН с низкой нелинейностью проходной характеристики.

Спектральный состав и относительный уровень гармоник выходного сигнала рассмотренных АПН позволяет строить на их основе такие СФ-блоки, как квадратурные модуляторы и демодуляторы, усилители-аттенюаторы [2, 6] и другие устройства.

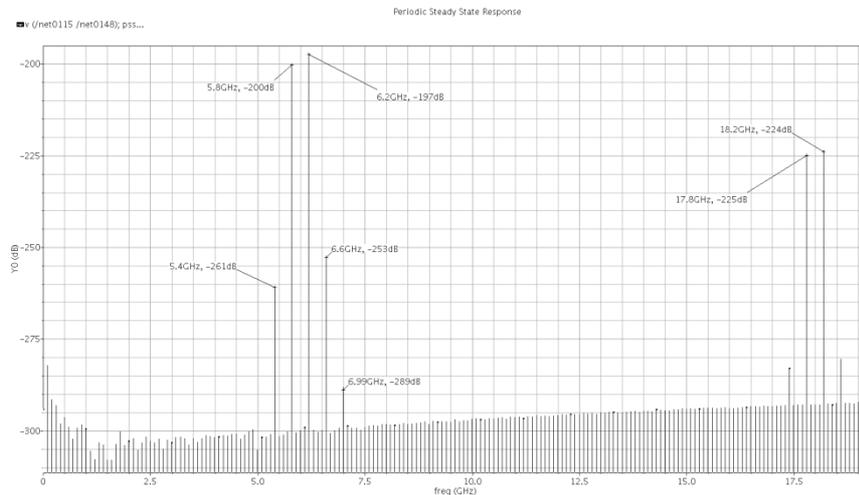


Рис.7. Спектр выходного сигнала АПН с полевыми ПНТ в режиме смесителя, частота несущей $f_0=6$ ГГц, частота модулирующего сигнала $f_M=200$ МГц

Использование во входных цепях АПН МДП-транзисторов оправдано в случае наличия во входном сигнале АПН положительной синфазной составляющей. При возможности согласования синфазной составляющей более целе-

сообразным является использование биполярного ПНТ, так как его применение приводит к существенному расширению диапазона рабочих частот и снижению нелинейности проходной характеристики АПН, что, в свою очередь, ведет к уменьшению уровня регулярных составляющих в спектре выходного сигнала.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Starchenko E.I., Dvornikov O.V, Shchyokin D.A.* Low-voltage precision analogue multiplier with wide frequency range, Proceeding ICCSC`04 – М., 2004.
2. *Старченко Е. И., Гавлицкий А.И.* Аналоговые перемножители как базовые ячейки нелинейных СФ-блоков. Проблемы современной аналоговой микросхемотехники: Сб. материалов международного науч.-практ. семинара. – Шахты: ЮРГУЭС, 2007.
3. *Starchenko E. I., Krutchinsky S. G., Gavlicky A.I.* Analogous voltage multiplier based on bipolar transistors and MOSFET – Proceeding ICCSC`08. – М., 2008.
4. *Starchenko E.I., Krutchinsky S.G., Prokopenko N.N., Gavlicky A.I.* Precision analogue multiplier - Proceeding ICCSC`06. – Bucharest, Romania, 2006.
5. *John D. Cressler.* SiGe HBT Technology: A New Contender for Si-Based RF and Microwave Circuit Applications – IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 46, NO. 5, May 1998.
6. *Крутчинский С.Г., Старченко Е.И., Гавлицкий А.И., Ретин В.В.* Квадратурные демодуляторы СВЧ-диапазона. Опыт практической разработки – Проблемы разработки перспективных микро- и нанoeлектронных систем 2008. – М.: ИППМ РАН, 2008.

Гавлицкий Александр Иванович

Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Северо-Кавказский горно-металлургический институт (государственный технологический университет)»

E-mail: Gavlicky@bk.ru

346500, Шевченко, 147, Шахты. Тел: 88636 22-20-37

Gavlicky Alexander Ivanovich

State educational institution of the higher vocational training «South Russian State University of Economics and Service»

E-mail: Gavlicky@bk.ru

147, Shevchenko, Shakhti, 346500, Phone: 88636 22-20-37

УДК 621.317

Е.И. Старченко

СХЕМОТЕХНИКА СТАБИЛИЗАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ, СТОЙКИХ К ВОЗДЕЙСТВИЮ ПОТОКА НЕЙТРОНОВ

Рассматриваются вопросы проектирования интегральных стабилизаторов напряжения, обладающих радиационной стойкостью и предназначенных для изготовления в составе микроэлектронных устройств «система на кристалле».

Напряжения; кристалл.