

Метод расширения диапазона рабочих частот истоковых и эмиттерных повторителей

Н.Н. Прокопенко, П.С. Будяков, И.В. Пахомов, В.В. Суворов

Базовым узлом современных аналоговых устройств является широкополосный повторитель напряжения (ШПН) [1-4], который реализуется как схема с общим стоком (на полевых) или как схема с общим коллектором (на биполярных) транзисторах (рис. 1а) и часто используется в выходных каскадах таких распространенных микросхем, как операционные усилители, усилители мощности и т.д. [5-8].

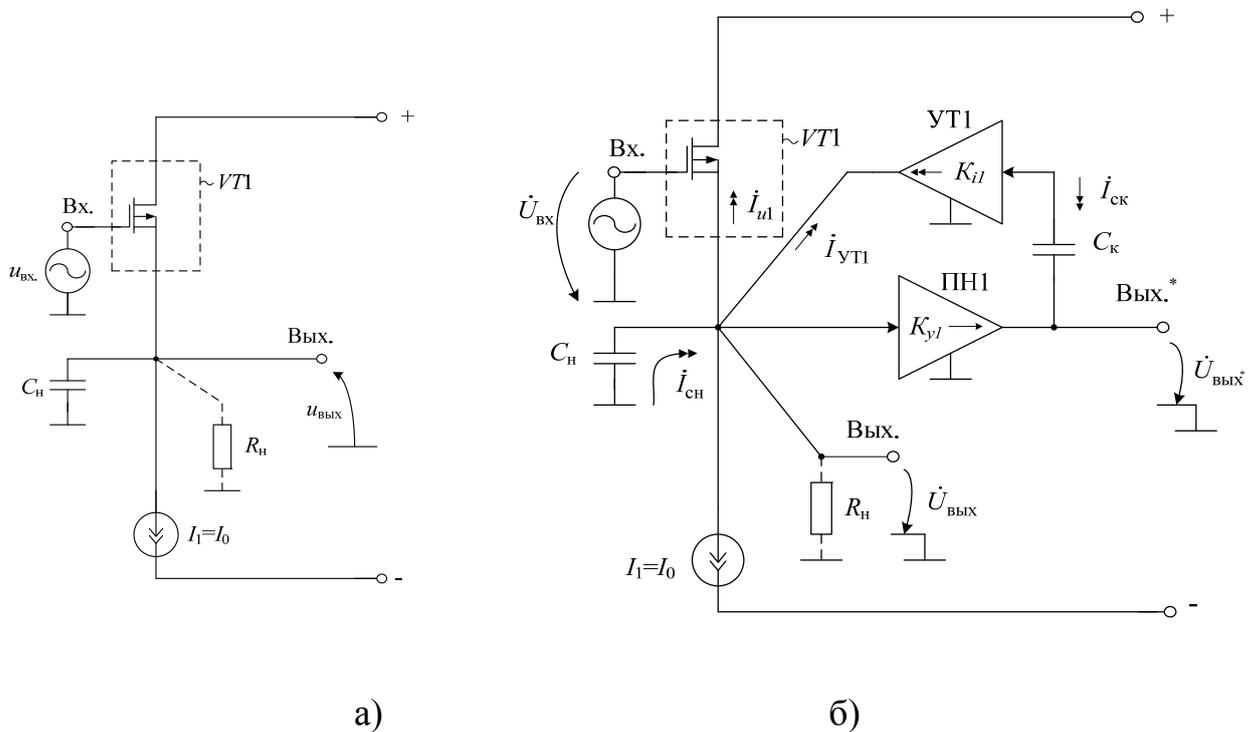


Рис. 1. - Классический повторитель напряжения с емкостной нагрузкой (а) и схема быстродействующего ШПН на основе каскада с общим истоком (б)

Данная структура широко используется как в аналоговых, так и в цифровых устройствах. В последнем случае ШПН выполняет функции драйвера – каскада управления линиями связи или согласующей цепи. Как правило, нагрузка ШПН содержит активное сопротивление R_n и емкость C_n ,

отрицательно влияющую на малосигнальный диапазон рабочих частот и быстроедействие при импульсном изменении входного сигнала большой амплитуды.

В настоящей статье рассматриваются схемотехнические приемы расширения диапазона рабочих частот классических повторителей напряжения, базирующиеся на эффекте взаимной компенсации паразитных импедансов [9,10].

В первом приближении верхняя граничная частота f_B (по уровню -3дБ) истокового повторителя рис. 1а не лучше чем

$$f_B \leq \frac{1}{2\pi\tau_H}, \quad (1)$$

где τ_H - постоянная времени цепи нагрузки. Причем

$$\tau_H \approx C_H \frac{R_H}{1 + R_H S_1}, \quad (2)$$

где S_1 – крутизна входного полевого транзистора $VT1$; R_H , C_H – эквивалентное сопротивление и емкость нагрузки.

На рис. 1б представлена схема предлагаемого ШПН с повышенным быстроедействием [10]. Решаемая им задача - расширение диапазона рабочих частот при наличии емкости на выходе C_H , которая не может быть уменьшена по объективным причинам (является неотъемлемой частью цепи нагрузки, например, пьезокерамического преобразователя и т.п.), а также уменьшение времени установления переходного процесса при импульсном изменении входного напряжения.

Статический режим входного транзистора $VT1$ в схеме рис. 1б устанавливается (в частном случае) двухполюсником I_1 . Повторитель напряжения ПН1 с единичным коэффициентом усиления K_{y1} и неинвертирующий повторитель тока УТ1 с единичным коэффициентом усиления по току K_{i1} в этом случае не влияют на статику схемы.

Изменение входного напряжения $\dot{U}_{вх}$ передается в цепь нагрузки

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ.}} \approx \frac{K_0}{1 + j\omega\tau_H} \dot{U}_{\text{ВХ}}, \quad (3)$$

где
$$K_0 = \frac{1}{1 + \frac{1}{S_1 R_H}} = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ.}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}}, \quad (4)$$

$$\tau_H = C_H \frac{R_H}{1 + R_H S_1}. \quad (5)$$

Напряжение $\dot{U}_{\text{ВЫХ.}}$ поступает на выход повторителя напряжения ПН1, что создает входной ($\dot{I}_{\text{СК}}$), а затем выходной ($\dot{I}_{\text{УТ1}}$) токи усилителя тока УТ1:

$$\dot{I}_{\text{СК}} = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ.}} \dot{K}_{y1}}{1/j\omega C_K}, \quad (6)$$

$$\dot{I}_{\text{УТ1}} = j\dot{K}_{il} \dot{K}_{y1} \omega C_K, \quad (7)$$

где \dot{K}_{il} - комплекс коэффициента передачи по току неинвертирующего повторителя тока УТ1; \dot{K}_{y1} - комплекс коэффициента передачи по напряжению дополнительного повторителя напряжения ПН1.

В линейном режиме для комплексов входного ($\dot{U}_{\text{ВХ}}$) и выходного ($\dot{U}_{\text{ВЫХ}}$) напряжений ШПН можно записать следующие уравнения

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ.}} = \frac{\dot{Z}_H \dot{I}_{ul}}{1 - j\omega C_K \dot{K}_{il} \dot{K}_{y1}}, \quad (8)$$

$$\dot{U}_{\text{ВХ}} = \dot{U}_{\text{ВЫХ.}} + \dot{U}_{\text{ЗИ}}, \quad (9)$$

где $\dot{U}_{\text{ЗИ}} = \dot{I}_{ul} / \dot{S}_1$ - комплекс напряжения затвор-исток полевого транзистора VT1; \dot{S}_1 - комплекс крутизны полевого транзистора VT1; \dot{Z}_H - комплекс эквивалентного сопротивления нагрузки, причем

$$\dot{Z}_H = \frac{R_H}{1 + j\omega C_H R_H}. \quad (10)$$

В результате решения уравнений (6)-(9) при $\dot{S}_1 = S$ можно получить, что в схеме ШПН рис. 1б комплексный коэффициент передачи по напряжению определяется уравнением

$$\dot{K}_{II} = \frac{\dot{U}_{\text{вых.}}}{\dot{U}_{\text{вх.}}} = \frac{I}{I + \frac{I}{S_I R_H} + j\omega \dot{\tau}_g}, \quad (11)$$

$$\text{где } \dot{\tau}_g = [C_H - C_K \dot{K}_{yI} \dot{K}_{iI}] S_I^{-1}. \quad (12)$$

Если обеспечить $\dot{K}_{yI} = 1$, $\dot{K}_{iI} = 1$, то, как следует из (11) и (12), условием уменьшения влияния емкости нагрузки C_H на амплитудно-частотную характеристику ШПН рис. 1б будут равенства

$$\begin{cases} \dot{\tau}_g = 0 \\ \frac{C_K}{C_H} K_{yI} K_{iI} = 1 \end{cases}. \quad (13)$$

Следовательно, в первом приближении емкости конденсаторов C_K и C_H должны удовлетворять неравенству $C_K \leq C_H$.

Таким образом, в схеме рис. 1б создаются условия для существенного расширения малосигнального диапазона рабочих частот, который на практике будет определяться (или ограничиваться) инерционностью неинвертирующего усилителя тока УТ1 и повторителя напряжения ПН1. Однако, эти функциональные узлы могут быть выполнены на более высокочастотных (чем полевые) биполярных транзисторах, так как для их построения не требуется иметь высокие входные сопротивления и другие свойства, которые недопустимы для входного транзистора VT1 (малый уровень шумов, близкая к нулю входная проводимость, широкий диапазон линейной работы и т.п.).

На рис. 2 показаны логарифмические амплитудно-частотные характеристики коэффициента передачи по напряжению ($K_{II} \leq 1$) ШПН рис. 1б при разных значениях емкости корректирующего конденсатора C_K . Моделирование проведено в среде Cadence на транзисторах техпроцесса SGB25VD при $I_0 = 200$ мкА.

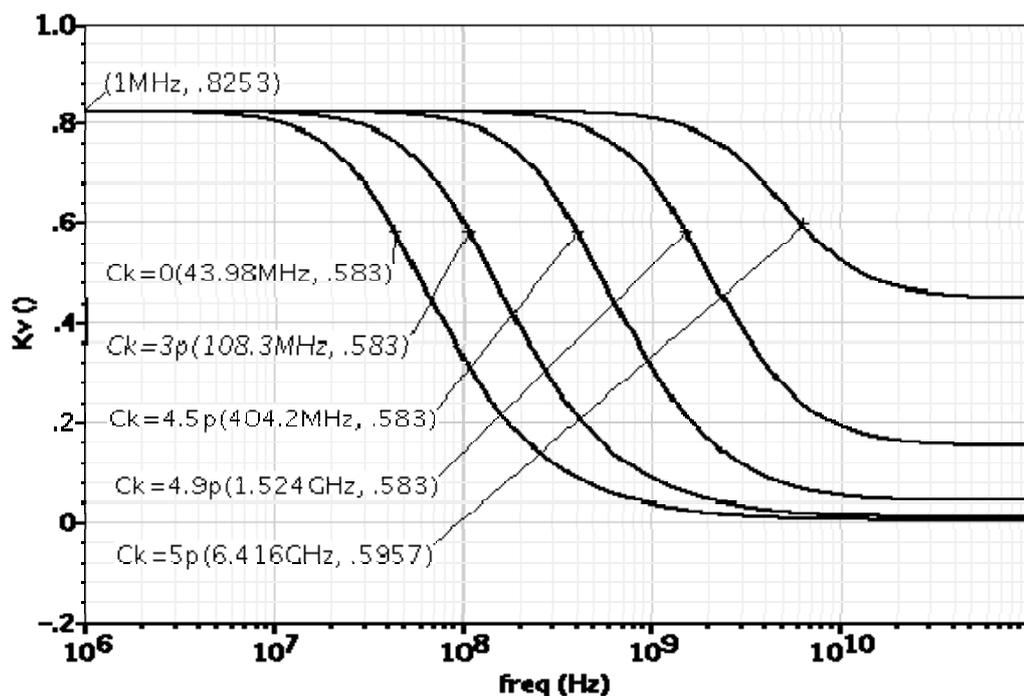


Рис. 2. - Логарифмические амплитудно-частотные характеристики коэффициента усиления по напряжению ($K_{\text{л}} \leq 1$) ШПН рис. 1б

Из данных графиков следует, что диапазон рабочих частот предлагаемого ШПН при идеальных УТ1 и ПН1 расширяется до 6,4 ГГц, в то время как верхняя граничная частота классического ШПН (по уровню -3дБ) имеет значение 44 МГц.

На рис. 3 представлен переходной процесс выходного напряжения в ШПН рис. 1б при нарастании входного импульса с амплитудой 1 В и показаны значения времени установления переходного процесса ($t_{\text{уст}}$) на выходе ШПН рис. 1б при изменении емкости корректирующего конденсатора C_k . Данные графики показывают, что в предлагаемой схеме рис. 1б быстродействие увеличивается до 47,5 пс, что в 138 раз лучше, чем в классическом ШПН (т.е. при $C_k=0$).

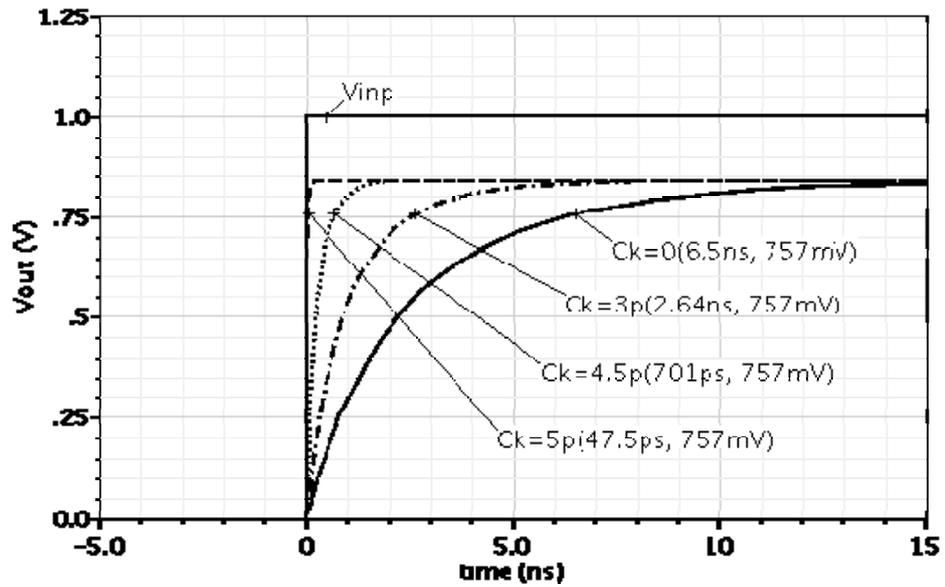


Рис. 3. - Переходной процесс выходного напряжения ШПН рис. 1б при нарастании входного импульса при разных значениях емкости корректирующего конденсатора C_k

На рис. 4 показан переходной процесс ШПН рис. 1б при спадающем входном импульсе и приведены значения времени установления переходного процесса ($t_{уст}$) на выходе ШПН при разных значениях емкости корректирующего конденсатора C_k .

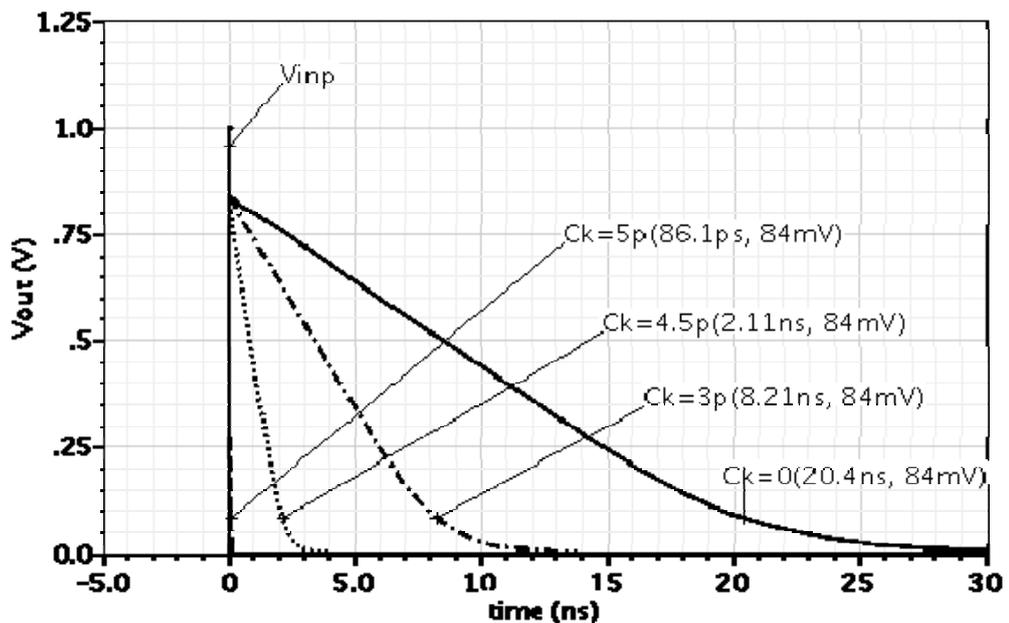
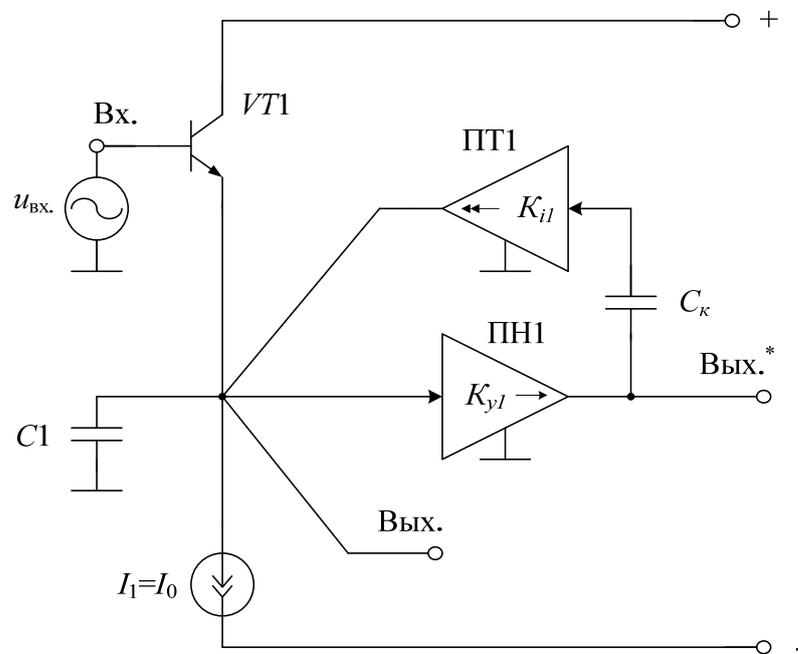


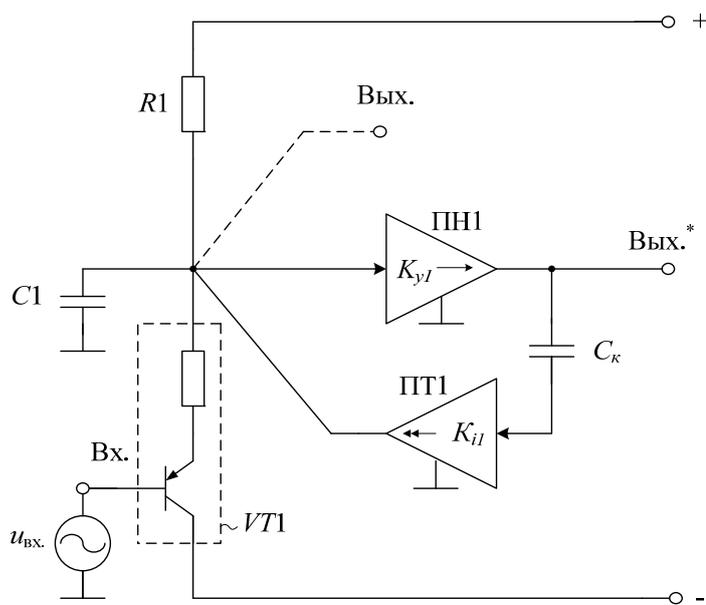
Рис. 4. - Переходной процесс выходного напряжения ШПН при спадающем входном импульсе

Кроме этого, как следует из графиков рис. 3, рис. 4, в схеме рис. 1б при емкостной нагрузке существенно повышается быстродействие в режиме большого сигнала – время установления переходного процесса и скорость нарастания выходного напряжения улучшаются в десятки – сотни раз.

В схемах повторителей напряжения на рис. 5 в качестве входного транзистора используется биполярный п-р-п транзистор VT1 (рис. 5а) и составной р-п-р транзистор VT1 (рис. 5б). Работа данных каскадов также описывается уравнениями (11)÷(13), в которых необходимо положить $S_1 = r_{э1}^{-1}$, где $r_{э1} = 25 \cdot 10^{-3} B / I_1$ - сопротивление эмиттерного перехода транзистора VT1.



а)



б)

Рис. 5. - Схема эмиттерного повторителя на биполярном n-p-n (а) и p-n-p (б) транзисторах

Выполненный выше анализ, а также результаты компьютерного моделирования показывают, что в схеме рис. 1б решена одна из проблем современной аналоговой микросхемотехники – расширение частотного диапазона и повышение быстродействия истоковых (эмиттерных) повторителей напряжения с емкостной нагрузкой.

Выводы

1. Разработан новый метод расширения диапазона рабочих частот и повышения быстродействия классических повторителей напряжения, работающих на емкостную нагрузку, который базируется на введении специальных цепей активной частотной коррекции.

2. Предлагаемые схемотехнические решения могут быть положены в основу более широкополосных и быстродействующих аналоговых микросхем, реализуемых на основе традиционных технологий их производства.

3. Результаты выполненных исследований дополняют сложившиеся представления разработчиков аналоговых микросхем о методах повышения

быстродействия классических каскадов с общим стоком и общим коллектором.

Статья подготовлена в рамках государственного задания Минобрнауки РФ на НИР № 8.3383.2011 (ЮРГУЭС-02.12.ГЗ) «Теоретические основы проектирования нового поколения СФ-блоков систем связи, телекоммуникаций и технической диагностики на основе радиационно-стойких технологий (SiGe, АБМК_1_3/4 и др.)», выполняемой в 2012–2014гг.

Литература:

1. Parasitic capacitance cancellation circuit [Текст]: патент США №5.434.446, H01L 2712; H01L 2702, Edward B. Hilton, Robert A. Duris; Original Assignee: Analog Devices, Inc. Filing: Aug 8, 1994, Issue: Jul 18, 1995

2. Parasitic capacitance reduction for passive charge read-out [Текст]: патент США №6.233.012, H04N 314; H04N 964, Roberto Guerrieri, Marco Bisio; Original Assignee: STMicroelectronics, Inc., Filing: Nov 5, 1997, Issue: May 15, 2001

3. Complementary Darlington Emitter Follower with Improved Switching Speed and Improved Cross-over Control and Increased Output Voltage [Текст]: патент США №20120319768, H01L27/082, H03K17/615, H01L27/0823, Casey; David Neil, Original Assignee: Diodes Zetex Semiconductors Limited, Chadderton GB, Filed: December 19, 2011, Issue: December 20, 2012

4. Bidirectional follower for driving a capacitive load [Текст]: патент США № 6043690, H03K 300, Alexander Krymski, Sandor Barna, Barmak Mansoorian; Original Assignee: Photobit Corporation. Filing: March 10, 1998, Issue: March 28, 2000

5. Behzad R. Design of analog CMOS integrated circuits [Текст]: //International Edition. The McGraw-Hill Companies, Inc. – 2001.

6. Close, J. High speed op amps: Performance, process and topologies [Текст]: 2012 IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting (BCTM), Sept. 30 2012- Oct. 3 2012, pp.1-8, doi: 10.1109/BCTM.2012.6352648

7. А.Е. Титов, Г.А. Свизев, А.Г. Юдин, Н.Н. Прокопенко Цепи собственной и взаимной компенсации в симметричных каскадах КМОП операционных усилителей [Электронный ресурс] // «Инженерный вестник Дона», 2012, №3. – Режим доступа: <http://www.ivdon.ru/magazine/archive/n3y2012/1041> (доступ свободный) – Загл. с экрана. – Яз. рус.

8. В.Г. Манжула, И.Б. Пугачев, Н.Н. Прокопенко Вариативный синтез схемы операционного усилителя с пониженным напряжением смещения нуля [Электронный ресурс] // «Инженерный вестник Дона», 2012, №3. – Режим доступа: <http://www.ivdon.ru/magazine/archive/n3y2012/1037> (доступ свободный) – Загл. с экрана. – Яз. рус.

9. Широкополосный усилитель на основе каскада с общей базой (или с общим эмиттером) [Текст]: заявка на патент РФ; МПК H03F 3/00 / Прокопенко Н.Н., Дворников О.В., Бутырлагин Н.В. - № 2012155404/08; заявл. 19.12.12 (511)

10. Широкополосный повторитель напряжения [Текст]: заявка на патент РФ; МПК H03F 3/50, H03F 3/26, H03F 1/24, H03F 1/36 / Прокопенко Н.Н., Будяков П.С., Пахомов И.В., Суворов В.В. - № 2013107430/08, заявл. 19.02.13 (519)