

УДК 621.375.029

ВИДЕОУСИЛИТЕЛЬ С СОГЛАСОВАННЫМИ ПРИСОЕДИНИТЕЛЬНЫМИ ИМПЕДАНСАМИ

И.Ю. МАЛЕВИЧ, Д.А. СОЛОНОВИЧ

*Научно-производственное общество с ограниченной ответственностью «ОКБ ТСП»,
Республика Беларусь*

Поступила в редакцию 31 марта 2017

Аннотация. Представлены результаты логико-эвристического синтеза, разработки и лабораторных испытаний видеоусилителя с большим динамическим диапазоном для согласованных приемных трактов радиосистем.

Ключевые слова: видеоусилитель, согласованные присоединительные импедансы, динамический диапазон.

Abstract. The results of the logical-heuristic synthesis, development and laboratory tests of a video amplifier with a large dynamic range for the matched receiving paths of radio systems are presented.

Keywords: videoamplifier, matched connecting impedances, dynamic range.

Doklady BGUIR. 2017, Vol. 106, No. 4, pp. 27–31
Videoamplifier with matched connecting impedances
I.Yu. Malevich, D.A. Solonovich

Введение

Видеоусилители с согласованными присоединительными импедансами представляют большой интерес как для техники физического эксперимента, так и для различных инженерных приложений, в числе которых приемные модули радиолокационных систем с непрерывным зондирующим сигналом [1–4]. В практике проектирования таких усилителей существует ряд нерешенных проблем, связанных, прежде всего, с обеспечением высокого стабильного коэффициента усиления и большого динамического диапазона (ДД), величина которого сопоставима с параметрами высокоскоростных аналого-цифровых преобразователей (АЦП) [5–7]. В связи с этим актуальной задачей является разработка технического решения малошумящего видеоусилителя с полосой рабочих частот от единиц килогерц до десятков мегагерц, коэффициентом усиления 35–40 дБ и порогом перегрузки по выходу не менее 15–20 дБм, присоединительные импедансы которого согласованы с 50-омным трактом.

Логико-эвристический синтез видеоусилителя с согласованными присоединительными импедансами

Проблема разработки видеоусилителя с согласованными с типовым трактом импедансами, высоким коэффициентом усиления и большим ДД на этапе решения задачи синтеза связана с выбором базовой структуры устройства, потенциально позволяющей реализовать большой коэффициент передачи и стабильность передаточной характеристики.

Традиционные технические решения, основанные на операционных усилителях, цепочечном включении транзисторных усилителей с местными цепями отрицательных обратных связей (ООС) и многокаскадных усилителях, охваченных общей ООС, имеют при заданных условиях известные недостатки [8–9].

Учитывая, что основные трудности при реализации согласованного видеоусилителя

возникают с обеспечением малого коэффициента шума и высокой стабильности передаточной характеристики, в качестве базовой идеи для синтеза предлагается использовать двухкаскадный модуль с гальванической связью (рис. 1).

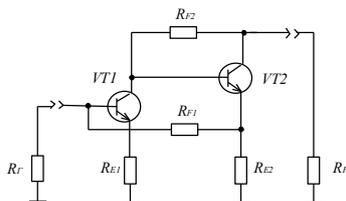


Рис. 1. Усилительный модуль с гальванической межкаскадной связью и диссипативными параллельно-последовательными обратными связями

Входной каскад выполнен на одиночном транзисторе $VT1$ с местной последовательной обратной связью по току R_{E1} , нагрузкой которого является каскад на $VT2$ с местными параллельной R_{F2} и последовательной R_{E2} обратными связями. Общая параллельная по току обратная связь образована резисторами R_{F2} и R_{E2} . Местные обратные связи, охватывающие $VT2$, формируют в присоединительных сечениях второго каскада широкополосные согласованные импедансы ($R_{вх2} \approx R_H$, $R_{вых2} \approx R_H$).

Гальваническая связь звеньев, глубокая общая параллельная и местные диссипативные отрицательные обратные связи обеспечивают в согласованном тракте (например, $R_{\Gamma} = R_H = 50$ Ом) высокостабильный, температурно устойчивый коэффициент усиления структуры порядка 25...30 дБ в полосе частот до $0,1 f_T$ $VT1, VT2$:

$$K \approx \frac{R_{F2} R_H^2}{R_{E1} (R_{E2} R_{F2} + R_H^2)} \quad (1)$$

Входное сопротивление модуля стабилизирует общая обратная связь [10]:

$$R_{вх} \approx \frac{R_{\Gamma} R_{E1} (R_{F1} + R_{E2})}{R_{E1} (R_{E2} + R_{F1}) + R_{\Gamma} (R_{E1} + R_{E2})} \quad (2)$$

выходное – местные [11]:

$$R_{вых} \approx \frac{R_{F2} R_{E2}}{R_{E2} + R_{выхVT1}} \quad (3)$$

Использование в качестве первого компонента малошумящих транзисторов позволяет получить коэффициент шума 2,5...5,5 дБ (т.е. $NF \approx NF_{VT1} + (1,5...3,5)$ дБ).

С целью доведения коэффициента передачи синтезируемого усилителя до значения 35...40 дБ при условии сохранения его широкополосности и стабильности характеристик рациональным решением представляется каскадное итерирование входной ступени базовой структуры (рис. 2). В результате коэффициент усиления схемы в области средних частот с учетом приближений $R_{вх2} \approx R_H$, $R_{вх3} \approx R_H$ и согласования модуля с волновым сопротивлением тракта по входу и выходу с коэффициентом стоячей волны по напряжению (КСВН) не хуже 2 ($R_{вх1} = R_{\Gamma}$, $R_{вых3} = R_H$) определится выражением

$$K \approx \frac{R_{F3} R_H^3}{R_{E1} R_{E2} (R_{E3} R_{F3} + R_H^2)} \quad (4)$$

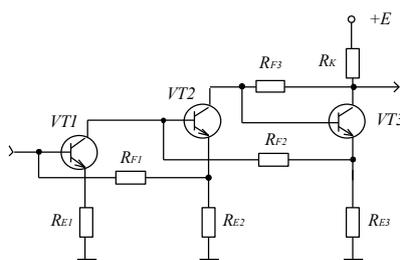


Рис. 2. Трехкаскадный усилительный модуль с гальванической межкаскадной связью и диссипативными параллельно-последовательными обратными связями

В согласованном тракте выходной порог по сжатию должен составлять $1 \dots 1,5$ В, тогда ток выходного транзистора $VT3$ будет порядка $60 \dots 90$ мА. В этих условиях использование в схеме коллекторного резистора R_K не является рациональным. Применение дросселя не позволит обеспечить малое значение нижней рабочей частоты. Поэтому в качестве нагрузочной цепи по постоянному току уместно применение простой динамической нагрузки на комплементарном транзисторе (рис. 3).

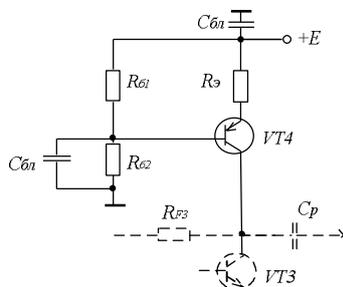


Рис. 3. Схема подключения двухполюсной динамической нагрузки на комплементарном транзисторе

В результате синтезированной принципиальная схема трехкаскадного видеосуслителя с согласованными присоединительными импедансами для систем с однополярным питанием и развязкой по постоянному току имеет вид, представленный на рис. 4.

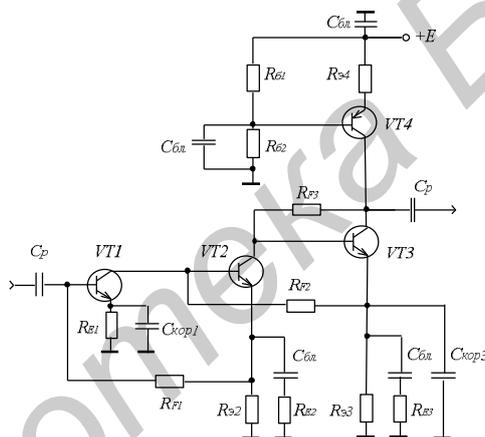


Рис. 4. Схема видеосуслителя с согласованными присоединительными импедансами

Коэффициент шума устройства определяет тип входного транзистора и режим работы первой усилительной секции. Выходная ступень определяет нагрузочную способность модуля. Средняя секция формирует баланс порогов перегрузки в структуре. Для распределения каскадного усиления в структуре использованы местные обратные связи. Полоса рабочих частот в низкочастотной области формируется разделительными (C_p) и блокировочными ($C_{бл}$) конденсаторами, в области высоких частот – амплитудно-частотными параметрами ($\beta(I_K, f)$, f_T) используемых транзисторов и корректирующими конденсаторами ($C_{кор}$).

Результаты и их обсуждение

Полученные результаты положены в основу разработки модели видеосуслителя, которая собрана на дискретных элементах из стандартной библиотеки среды моделирования электронных схем Micro-Cap 10. Схема модели показана на рис. 5.

Входной транзистор и первый транзистор структуры Дарлингтона выбраны типа BC847C, второй транзистор структуры Дарлингтона и транзистор в схеме динамической нагрузки представляют собой комплементарную пару BC54PAS и BC51PAS. В процессе параметрической оптимизации передаточной характеристики модели были определены режимы работы транзисторов, параметры обратных связей и цепей коррекции. Результаты моделирования амплитудно-частотной характеристики оптимизированной схемы разработанного видеосуслителя показаны на рис. 6.

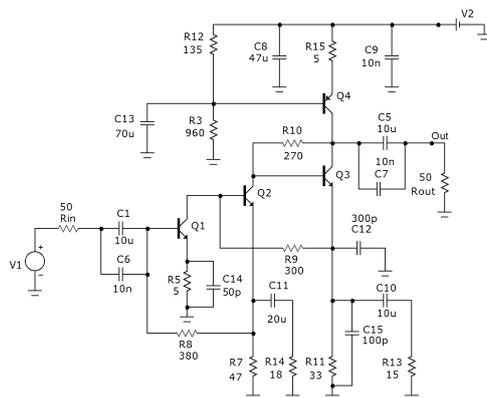


Рис. 5. Модель разработанного видеусилителя в среде Micro-Cap 10

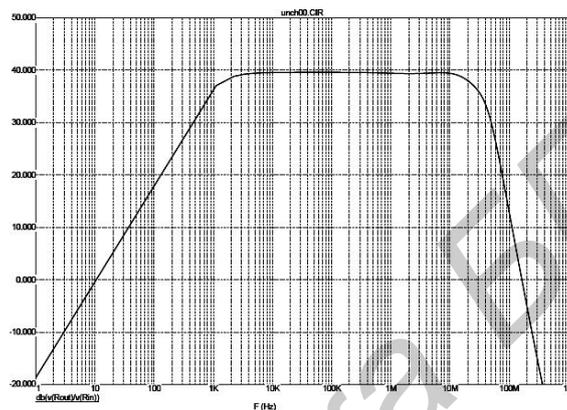


Рис. 6. Амплитудно-частотная характеристика модели оптимизированного видеусилителя

Лабораторный макет видеусилителя выполнен поверхностным монтажом на двухслойной плате из материала FR-4 (рис. 7). Входной и выходной сигнальные разъемы выбраны типа MMCX, разъем питания – M80-Harwin. Транзистор BC847C ($f_T = 100$ МГц, $NF_T = 2$ дБ) установлен в корпусе SOT-23, транзистор BC54PAS ($f_T = 180$ МГц) и транзистор BC51PAS ($f_T = 145$ МГц) выбраны в корпусе SOT-1061D. Остальные компоненты структуры имеют типоразмеры корпусов согласно стандартному ряду SMD элементов 0603 и стандартному ряду танталовых конденсаторов Case A и Case B.

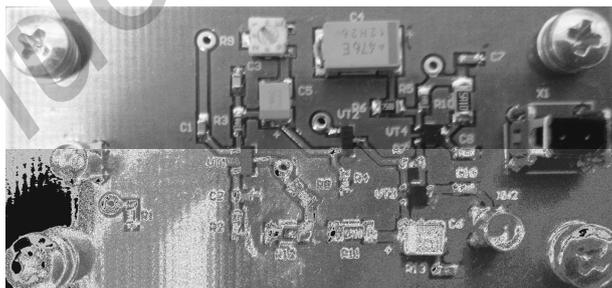


Рис. 7. Лабораторный макет видеусилителя

На рис. 8 приведена амплитудно-частотная характеристика разработанного макета видеусилителя, измеренная анализатором цепей Agilent Technologies N9916A при уровне тестового сигнала -30 дБм (нижняя линия). Видно, что амплитудно-частотная характеристика обладает высокой диапазонной равномерностью. Макет устройства в 50-омном тракте с КСВН не хуже 1,8 в диапазоне частот $0,01 \dots 10$ МГц имеет коэффициент усиления 38 дБ с неравномерностью менее 0,3 дБ, коэффициент шума не хуже 4,5 дБ, входную точку компрессии по сжатию на 1 дБ не ниже -22 дБм и ДД в пересчете к полосе 1 Гц 147,5 дБ. Ток потребления видеусилителя от источника $+12,0$ В составляет 75 мА. Это позволяет реализовать линейный амплитудный отклик 2 В и обеспечить упрощенное согласование порогов напряжений при комплексировании разработанного устройства с АЦП.

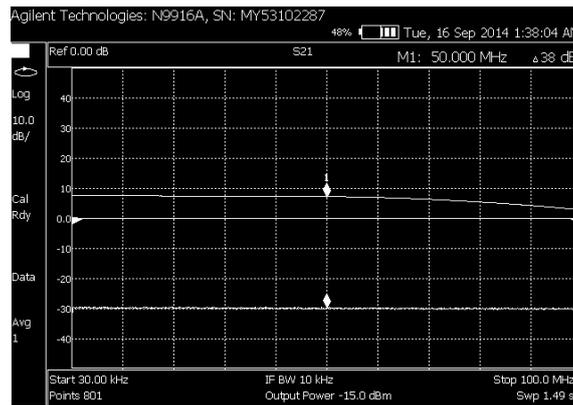


Рис. 8. Амплитудно-частотная характеристика макета видеосуилителя

Заклучение

Таким образом, в результате логико-эвристического синтеза разработано схемотехническое решение, проведены апробация математической модели и лабораторного макета видеосуилителя с согласованными присоединительными импедансами для приемных модулей радиолокационных систем с непрерывным зондирующим сигналом. Малый коэффициент шума, большой коэффициент усиления и динамический диапазон, высокая равномерность амплитудно-частотной характеристики и технологичность разработанного устройства позволяют позиционировать его как перспективное техническое решение для аналого-цифровых трактов обработки сигналов радиоэлектронных систем различного назначения.

Список литературы / References

1. Richards M.A., Scheer J.A., Holm W.A. Principles of modern radar. Vol. I: Basic Principles. Edison: SciTech Publishing, 2010. 962 p.
2. Daniels D.J. Ground Penetrating Radar. London: The Institution of Engineering and Technology, 2007. 726 p.
3. Pozar D.M. Microwave Engineering. New York: John Wiley & Sons, Inc., 2011. 752 p.
4. Voinigescu S. High-Frequency integrated circuits. Cambridge: Cambridge University Press, 2013. 902 p.
5. Products for Analog-to-Digital Converters (ADCs) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.ti.com/lscs/ti/data-converters/adcs/adcs-products.page>. – Дата доступа 30.03.2017.
6. High Speed ADC > 10MSPS [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.analog.com/en/products/analog-to-digital-converters/high-speed-ad-10msps.html>. – Дата доступа 30.03.2017.
7. Analog-to-Digital Converters (ADC) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www.linear.com/parametric/Analog-to-Digital_Converters_\(ADC\)](http://www.linear.com/parametric/Analog-to-Digital_Converters_(ADC)). – Дата доступа 30.03.2017.
8. Franco S. Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits. San Francisco: McGraw Hill Education, 2015. 672 p.
9. Zumbahlen H. Linear Circuit Design Handbook. Burlington: Newnes, 2008. 954 p.
10. Aprile T. Wide-band matched amplifier design using dual loop feedback and two common emitter transistor stages // IEEE Trans. on Circuits and Systems. 1976. Vol. 23. P. 434–442.
11. Greneich E.W. Analog Integrated Circuits. New York: Springer, 1997. 341 p.

Сведения об авторах

Малевиц И.Ю., д.т.н., профессор, начальник СКБ НПООО «ОКБ ТСП».

Солонович Д.А., ведущий инженер-конструктор СКБ НПООО «ОКБ ТСП».

Адрес для корреспонденции

220114, Республика Беларусь,
г. Минск, пр-т Независимости, 115–307,
НПООО «ОКБ ТСП»
тел. +375-17-237-69-07;
e-mail: malevich@okbtsp.com;
Малевиц Игорь Юрьевич

Information about the authors

Malevich I.Yu., D. Sci, professor, head of special design office of SPLLC «OKB TSP».

Solonovich D.A., leading design engineer of special design office of SPLLC «OKB TSP».

Address for correspondence

220114, Republic of Belarus,
Minsk, Nezavisimosti Ave, 115–307,
SPLLC «OKB TSP»
tel. +375-17-237-69-07;
e-mail: malevich@okbtsp.com;
Malevich Igor Jur'evich