

**ОБРАБОТКА И ПРЕОБРАЗОВАНИЕ СИГНАЛОВ
В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ
И ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ**

**Москва
Радио и связь
2014**

УДК 621.391
ББК 32.811
О 23

Авторы:

*Анфалов К. В., Артюшенко В. М., Воловач В. И., Воронин В. В., Гапон Н. В.,
Глуценко А. Г., Глуценко Е. П., Иванов В. В., Карташевский В. Г., Крутчинский С. Г.,
Марчук В. И., Прокопенко Н. Н., Сизякин Р. А., Тимофеев Д. В., Устинова Е. С.,
Фоломкин Д. А., Шакурский В. К., Шакурский М. В., Шерстобитов А. И.*

Рецензенты:

Нечаев Юрий Борисович,
*доктор физико-математических наук, профессор,
заслуженный деятель науки РФ*

О 23 **Обработка и преобразование сигналов в радиотехнических и инфокоммуникационных системах : монография / под ред. В. И. Воловача. – М. : Радио и связь, 2014. – 448 с. : ил.**
ISBN 978-5-89776-019-0

В монографии рассмотрены вопросы схемотехнических решений избирательных усилителей и активных фильтров; синтеза цифровых фильтров частотной выборки; приема сигналов с псевдослучайной перестройкой частоты, использующих фазовую модуляцию в канале с рассеянием и неизвестными параметрами; оценки погрешности измерения информационных параметров полезного сигнала, несущих информацию о скорости, ускорении и протяженности лоцируемого объекта, в условиях воздействия негауссовских помех; рассматриваются способы синтеза сжимающих отображений и соответствующих алгоритмов методом контрольного значения, автоматического поиска и создания маски с локальным положением дефектов на изображения для дальнейшего устранения их средствами автоматической реставрации изображений; анализа физических свойств и параметров резонаторов на подвижных структурах; алгоритм классификации текстур на основе локально-полиномиальной аппроксимации и методы построения систем передачи разовых сообщений по занятым телекоммуникационным каналам.

Книга рассчитана на инженеров и научных работников, специализирующихся на системах обработки информации в различных областях науки и техники.

**УДК 621.391
ББК 32.811**

ISBN 978-5-89776-019-0

© Радио и связь, 2014

ОГЛАВЛЕНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ	12
АННОТАЦИИ	13
1. ПРОЕКТИРОВАНИЕ РАДИАЦИОННО-СТОЙКИХ АКТИВНЫХ РС-ФИЛЬТРОВ ВЧ И СВЧ ДИАПАЗОНОВ	21
1.1. Основные технологические процессы экстремальной электроники.....	21
1.2. Архитектуры активных РС-фильтров на основе усилителей тока.....	34
1.2.1. Свойства высокочастотных звеньев.....	35
1.2.1.1. Постановка задачи.....	35
1.2.1.2. Обобщенная структурная схема звена второго порядка.....	36
1.2.1.3. Функционально-топологические правила структурного синтеза принципиальных схем.....	39
1.2.1.4 Типовые структуры звеньев полосовых фильтров.....	42
1.3. Схемотехника радиационно-стойких избирательных усилителей (ИУ) на n-p-n транзисторах техпроцессов SGB25RH, SGB25VD, SGBS13 и АБМК_1_5.....	46
1.3.1. Применение неинвертирующих повторителей переменного тока в ИУ.....	46
1.3.2. Избирательные усилители с токовым входом.....	54
1.3.3. Избирательные усилители с потенциальным входом.....	67
1.4. Избирательные усилители СВЧ диапазона с управляемыми параметрами.....	73
1.4.1. Полосовые фильтры на основе усилителей тока	73
1.4.2. Практическая схема ИУ на основе модифицированного каскада Гильберта.....	77
1.4.3. Полосовые фильтры с высоким ослаблением сигнала в области низких частот.....	80
1.5. Микро мощный избирательный усилитель в элементном базисе радиационно-стойкого техпроцесса АБМК_1_3.....	88
1.6. Модифицированный избирательный усилитель Рауха с расширенным частотным диапазоном.....	95
1.7. Выводы.....	101
Список литературы.....	102
2. ПРИЕМ СИГНАЛОВ ППРЧ В КАНАЛАХ С ПАМЯТЬЮ	107
2.1. Общие сведения о формировании и приеме сигналов ППРЧ.....	107
2.2. Прием дискретных сообщений в каналах с памятью.....	112
2.2.1. Структура системы радиосвязи для передачи дискретных сообщений. Общая характеристика канала связи.....	112
2.2.2. Математическая модель канала связи	114
2.2.3. Оптимальный прием «в целом» в каналах с памятью и совокупной гауссовской аддитивной помехой	115
2.2.4. Реализация последовательного алгоритма приема дискретных сообщений в каналах с памятью.....	120

2.2.5. Анализ помехоустойчивости алгоритма «прием в целом с поэлементным принятием решения».....	122
2.3. Прием сигналов ППРЧ как задача слепой идентификации.....	126
2.3.1. Метод максимального правдоподобия для идентификации векторного канала.....	130
2.3.2. Прием сигналов ППРЧ с ФМ-4 в канале с памятью при априорной неопределенности относительно свойств канала.....	132
2.3.3. Формирование сигналов ФМ-4 на передаче	133
2.3.4. Алгоритм демодуляции сигналов ФМ-4 в канале с памятью.....	138
2.3.5. Алгоритм слепого оценивания импульсной характеристики канала с памятью.....	143
2.4. Анализ помехоустойчивости приема сигналов ФМ-4 в канале с памятью.....	145
2.4.1. Моделирование на ЭВМ алгоритмов обработки сигналов ППРЧ в каналах с памятью	162
2.4.2. Вычисление скаляра в задаче слепой идентификации по методу максимального правдоподобия.....	162
2.4.3. Моделирование оценок импульсной характеристики канала с памятью на основе метода максимального правдоподобия.....	165
2.4.4. Моделирование процесса демодуляции по алгоритму ПЦППР совместно со слепым оцениванием импульсной характеристики.....	168
Список литературы.....	174
3. ОЦЕНКА ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕНЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ ПРОТЯЖЕННЫХ ОБЪЕКТОВ НА ФОНЕ НЕГАУССОВСКИХ ПОМЕХ В УСЛОВИЯХ ИЗМЕНЯЮЩЕЙСЯ ДАЛЬНОСТИ.....	177
3.1. Погрешность измерения параметров движения в условиях изменяющейся дальности.....	178
3.2. Погрешность измерения скалярного информационного параметра на фоне аддитивной негауссовской помехи в условиях изменяющейся дальности.....	183
3.3. Погрешность измерения векторного информационного параметра на фоне аддитивной негауссовской помехи в условиях изменяющейся дальности.....	187
3.4. Погрешность измерения информационных параметров в условиях изменяющейся дальности на фоне аддитивно-мультипликативных негауссовских помех.....	189
3.5. Выводы.....	195
Список литературы.....	196
4. АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ АДДИТИВНО-МУЛЬТИПЛИКАТИВНЫХ НЕГАУССОВСКИХ ПОМЕХ НА ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ В РАДИОСИСТЕМАХ БЛИЖНЕГО ДЕЙСТВИЯ.....	198
4.1. Оценка точности измерения параметров движения в условиях негауссовских аддитивных помех	199
4.1.1. Оценка точности измерения скалярного информационного параметра на фоне аддитивной некоррелированной помехи.....	200

4.1.2. Оценка точности измерения векторного информационного параметра на фоне аддитивной некоррелированной помехи.....	203
4.1.3. Оценка точности измерения информационных параметров сигнала на фоне коррелированных аддитивных негауссовских помех.....	209
4.1.4. Оценка точности измерения информационных параметров сигнала на фоне коррелированной аддитивной помехи при непрерывной обработке.....	215
4.2. Оценка точности измерения параметров движения в условиях негауссовских мультипликативных помех	223
4.2.1. Оценка точности измерения скалярного информационного параметра на фоне мультипликативной помехи с независимыми значениями.....	225
4.2.2. Оценка точности измерения векторного информационного параметра на фоне мультипликативной помехи с независимыми значениями.....	230
4.2.3. Оценка точности измерения информационных параметров на фоне коррелированной мультипликативной помехи	235
4.3. Оценка точности измерения параметров движения в условиях одновременного воздействия мультипликативных и аддитивных негауссовских помех.....	237
4.4. Выводы.....	245
Список литературы.....	246
5. МЕТОДИКА СИНТЕЗА ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ МЕТОДОМ ЧАСТОТНОЙ ВЫБОРКИ.....	247
5.1. Формирование полосы пропускания ЦФ	248
5.2. Улучшение подавления вне полосы пропускания ЦФ.....	252
5.3. Уменьшение пульсаций в полосе пропускания ЦФ.....	257
5.4. Настройка полосы пропускания с помощью основных и дополнительных ЭЦФ.....	263
5.5. Методика подбора амплитудных коэффициентов для выходных сигналов ЭЦФ.....	266
5.6. Синтез цифрового фильтра по заданным параметрам.....	279
5.7. Выводы.....	283
Список литературы.....	284
6. МОДЕЛИРОВАНИЕ ДВУХКАНАЛЬНЫХ ИНВАРИАНТНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ.....	285
6.1. Метод контрольного значения.....	285
6.2. Структуры, реализующие условие контрольной суммы, контрольной разности и контрольного отношения.....	287
6.3. Компьютерные модели структур, реализующих условие контрольной суммы.....	294
6.4. Компьютерные модели структур, реализующих условие контрольной разности.....	301
6.5. Компьютерные модели структур, реализующих условие контрольного отношения.....	304
6.6. Выводы.....	309
Список литературы.....	310

7. РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДА ДЕТЕКТИРОВАНИЯ ДЕФЕКТОВ НА АРХИВНЫХ ФОТОГРАФИЯХ НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА ЛОКАЛЬНЫХ БИНАРНЫХ ОКРЕСТНОСТЕЙ.....	311
7.1. Анализ методов автоматического детектирования дефектов.....	312
7.1.1. Классификация дефектов и методы их автоматического детектирования..	312
7.1.2. Обзор существующих методов обнаружения дефектов.....	316
7.1.2.1. Метод Отцу.....	316
7.1.2.2. Морфологическая обработка изображения.....	317
7.1.2.3. Вейвлет-преобразования.....	319
7.1.2.4. Методы на основе обучения алгоритма.....	323
7.2. Метод детектирования дефектов на изображениях.....	327
7.2.1. Разработка метода детектирования дефектов.....	327
7.3. Исследование эффективности метода автоматического детектирования дефектов на изображениях.....	335
7.3.1. Критерии оценки качества обработки изображений.....	335
7.3.2. Исследование эффективности метода автоматического детектирования дефектов.....	336
7.3.3. Исследование алгоритмов автоматического обнаружения дефектов при обработке изображений, поврежденных естественным путем.....	343
7.4. Выводы.....	349
Список литературы.....	350
8. ПОДВИЖНЫЕ РЕЗОНАНСНЫЕ СТРУКТУРЫ.....	352
8.1. Общие сведения о свойствах и параметрах резонансных структур.....	353
8.2. Моделирование свойств невзаимных волноведущих структур.....	355
8.3. Отражение от неподвижной границы раздела двух невзаимных сред (нормальное падение).....	358
8.4. Отражение акустических волн от подвижной границы раздела невзаимных сред.....	362
8.5. Отражение акустических волн от подвижного упругого слоя в невзаимных средах.....	366
8.6. Резонатор с невзаимной средой.....	370
8.7. Резонатор с подвижной границей.....	376
8.8. Выводы.....	381
Список литературы.....	383
9. КЛАССИФИКАЦИЯ ЦИФРОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ТЕКСТУР НА ОСНОВЕ ЛОКАЛЬНО-ПОЛИНОМИАЛЬНОЙ АППРОКСИМАЦИИ.....	385
9.1. Модель изображения.....	386
9.2. Предлагаемый метод.....	386
9.3. Экспериментальные исследования.....	395
9.4. Выводы.....	403
Список литературы.....	404

10. МЕТОДЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ РАЗОВЫХ СООБЩЕНИЙ ПО ЗАНЯТЫМ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫМ КАНАЛАМ	406
10.1. Определение энергетических соотношений сигналов разовых сообщений и регулярной информации при их совместной передаче	406
10.2. Выбор сигналов и методов их обработки при передаче разовых сообщений	412
10.3. Выбор кода для передачи разовых сообщений	420
10.4. Выводы	436
Список литературы.....	438
Сведения об авторах.....	440

CONTENTS

INTRODUCTION	12
ANNOTATIONS	13
1. DESIGN OF RADIATION-RESISTANT ACTIVE RC FILTERS OF HIGH-FREQUENCY AND ULTRA HIGH-FREQUENCY RANGES	21
1.1. Main technological processes of extreme electronics	21
1.2. Architectures of active RC filters based on the current amplifiers	34
1.2.1 Properties of high-frequency sections	35
1.2.1.1 Statement of the Problem	35
1.2.1.2 Generalized block diagram of a second-order section	36
1.2.1.3 Functional-topological rules of schematic circuit structural synthesis ...	39
1.2.1.4 Standard structures of bandpass filters sections	42
1.3. Circuit design of radiation-resistant selective amplifiers (SA) based on n-p-n transistors of technological processes SGB25RH, SGB25VD, SGBS13 и АБМК_1_5.....	46
1.3.1 Application of non-inverting repeaters of alternate current in SA	46
1.3.2 Selective amplifiers with current input	54
1.3.3 Selective amplifiers with potential input	67
1.4. Selective amplifiers of ultra high-frequency range with controllable parameters	73
1.4.1 Bandpass filters based on current amplifiers	73
1.4.2 Practical scheme of SA based on a modified Hilbert stage	77
1.4.3 Bandpass filters with high signal attenuation in low-frequency region.....	80
1.5 Micropower selective amplifier in elemental basis of radiation-resistant technological process АБМК_1_3.....	88
1.6 Modified Rauch selective amplifier with an extended frequency range	95
1.7. Findings	101
BIBLIOGRAPHY.....	102
2. RECEPTION OF SIGNALS FHSS IN CHANNELS WITH MEMORY	107
2.1. General information about the formation and reception of signals FHSS	107
2.2. Reception of discrete messages in channels with memory	112
2.2.1 The structure of the radio system for the transmission of discrete messages. General characteristics of the communication channel	112
2.2.2 Mathematical model of the communication channel	114
2.2.3 Optimal reception «in General» in channels with memory and total additive Gaussian interference	115
2.2.4 The realization of the sequential algorithm of discrete message reception in channels with memory	120
2.2.5 Analysis of the interference immunity of the algorithm «reception in General with the item-by-item deciding».....	122
2.3 Reception of signals FHSS as a task of blind identification	126
2.3.1 Maximum likelihood method for identification of vector channel.....	130
2.3.2 Reception of signals FHSS with QPSK in a channel with memory under a priori uncertainty about the properties of the channel	132

2.3.3 Formation of signals QPSK during transmission	133
2.3.4 The algorithm of the QPSK signals demodulation in a channel with memory ...	138
2.3.5 The algorithm of the impulse response blind evaluation of a channel with memory	143
2.4 Analysis of the interference immunity of QPSK signal receiving in a channel with memory	145
2.4.1 Computer simulation of the signal FHSS processing algorithms in channels with memory	162
2.4.2 The calculation of the scalar in the task of blind identification by the maximum likelihood method	162
2.4.3 Modeling of the impulse response estimates of a channel with memory based on the maximum likelihood method	165
2.4.4 Modeling of the demodulation process by the algorithm of REFDM together with a blind evaluation of the impulse response	168
BIBLIOGRAPHY	174
3. ERROR ESTIMATION OF THE PARAMETERS OF MOTION	
MEASUREMENT OF EXTENDED OBJECTS IN CHANGING RANGE	177
3.1 Measurement error of parameters of movement in a changing range	178
3.2 Measurement error of the scalar information parameter against additive non-gaussian interference in a changing range	183
3.3 Measurement error of the vector information parameter against of additive non- Gaussian interference in a changing range	187
3.4 Measurement error of information parameters in a changing range against additive- multiplicative non-Gaussian interference	189
3.5 Findings	195
BIBLIOGRAPHY	196
4. ANALYSIS OF THE EFFECT OF THE ADDITIVE-MULTIPLICATIVE	
NON-GAUSSIAN INTERFERENCE ON THE MEASUREMENT ACCURACY	
OF PARAMETERS OF MOVEMENT IN SHORT-RANGE RADIO SYSTEMS.....	198
4.1. Estimation of measurement accuracy of movement parameters in conditions of non- Gaussian additive interference	199
4.1.1 Estimation of measurement accuracy of scalar information parameter against additive uncorrelated interference	200
4.1.2 Estimation of measurement accuracy of vector information parameter against additive uncorrelated interference	203
4.1.3 Estimation of measurement accuracy of information signal parameters on corre- lated additive non-Gaussian interference	209
4.1.4 Estimation of measurement accuracy of information signal parameters on corre- lated additive interference with a continuous processing	215
4.2. Estimation of measurement accuracy of movement parameters in the conditions of non-Gaussian multiplicative interference	223
4.2.1 Estimation of measurement accuracy of scalar information parameter on the background of multiplicative interference with independent values	225
4.2.2 Estimation of measurement accuracy of vector information parameter on the background of multiplicative interference with independent values	230
4.2.3. Evaluation of measurement accuracy of the information parameters on corre-	235

lated multiplicative interference	
4.3 Estimation of measurement accuracy of motion parameters in conditions of a simultaneous effect of multiplicative and additive non-Gaussian interference	237
4.4 Findings.....	245
BIBLIOGRAPHY.....	246
5. THE DIGITAL FREQUENCY SAMPLING FILTERS DESIGN METHOD	247
5.1. Forming of digital filter passband	248
5.2. Improvement of suppression out of digital filter passband	252
5.3. Reduction of pulsations in the digital filter passband	257
5.4 Setting of passband using basic and additional EDF	263
5.5 The method of selection of amplitude coefficients for the output signals of EDF	266
5.6 Synthesis of digital filter on the set parameters	279
5.7. Findings.....	283
BIBLIOGRAPHY.....	284
6. MODELING OF DUAL-INVARIANT CONVERTERS	285
6.1. Method of reference value	285
6.2. Structures that implement the condition of the control sum, the control difference and control ratio	287
6.3 Computer models of structures implementing the condition of control sum	294
6.4 Computer models of structures implementing the condition of the control difference	301
6.5 Computer models of structures implementing the condition of the control ratio.....	304
6.6. Findings.....	309
BIBLIOGRAPHY.....	310
7. DEVELOPMENT AND RESEARCH OF THE METHOD OF DEFECTS DETECTION ON ARCHIVAL PHOTOGRAPHS ON THE BASIS OF LOCAL BINARY SURROUNDINGS ANALYSIS	311
7.1. Analysis of methods of automatic defect detection	312
7.1.1 Классификация дефектов и методы их автоматического детектирования... ..	312
7.1.2 Defects classification and methods of their automatic detection	316
7.1.2.1 Method Otsu	316
7.1.2.2 Morphological image processing	317
7.1.2.3 Wavelet transforms	319
7.1.2.4 Methods based on learning algorithm	323
7.2. Method of defect detection of images	327
7.2.1 Development of the method of defects detection	327
7.3 Research of efficiency of the automatic defect detection method for images	335
7.3.1 Criteria for assessing the quality of image processing	335
7.3.2 Research of efficiency of the automatic defect detection method	336
7.3.3. Study of algorithms of automatic defects detection during the processing of naturally damaged images	343

7.4. Findings.....	349
BIBLIOGRAPHY.....	350
8. MOBILE RESONANCE STRUCTURES	247
8.1. General information about the properties and parameters of resonance structures	248
8.2. Modeling of properties of non-reciprocal waveguide structures	252
8.3. The reflection from the fixed boundary between two non-reciprocal environments (normal incidence).....	257
8.4 The reflection of acoustic waves from mobile boundary of non-reciprocal environments	263
8.5 The reflection of acoustic waves from mobile elastic layer in non-reciprocal environments.....	266
8:6 The resonator with the non-reciprocal environment	279
8.7 The resonator with a moving boundary	283
8.8. Findings.....	284
BIBLIOGRAPHY.....	285
9. CLASSIFICATION OF DIGITAL IMAGES OF TEXTURES ON THE BASIS OF LOCAL POLYNOMIAL APPROXIMATION	385
9.1. Image model	386
9.2. Suggested method	386
9.3. Experimental studies	395
9.4. Findings.....	403
BIBLIOGRAPHY.....	404
10. METHODS OF CONSTRUCTION OF SYSTEM OF SINGLE MESSAGES TRANSMISSION VIA OCCUPIED TELECOMMUNICATION CHANNELS	406
10.1. The definition of power ratio for the signals of the single messages and regular information in their simultaneous transmission	406
10.2. The choice of signals and methods of their processing during single messages transmission.....	412
10.3. The choice of code for the single messages transmission	420
10.4. Findings	436
BIBLIOGRAPHY.....	438
Information on authors.....	440

ПРЕДИСЛОВИЕ

В монографии представлены результаты исследований научных школ ряда университетов России, которые в течение нескольких последних лет осуществляют и развивают межвузовское сетевое научное взаимодействие, находящее отражение в проведении совместных научно-исследовательских работ, включая выполнение различных грантов и НИР по заказам реального сектора экономики, совместной организации и участия в научно-технических симпозиумах, конференциях и семинарах, развитии научных исследований студентов и аспирантов.

Научные исследования, отраженные в настоящей монографии, охватывают различные области радиоэлектроники и телекоммуникаций: проектирование микроэлектронных устройств, цифровую обработку сигналов, обработку изображений, прием сигналов в системах радиосвязи, обработку сигналов в радиотехнических системах ближнего действия, исследование резонансных структур, обработку сигналов в телекоммуникационных каналах.

В работе над монографией принимали участие ученые Донского государственного технического университета (г. Ростов-на-Дону), Поволжского государственного университета сервиса (г. Тольятти), Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики (г. Самара), Финансово-технологической академии (г. Королев).

Надеемся, что изложенные в монографии результаты теоретических и практических исследований вызовут значительный интерес научного сообщества и будут полезны для специалистов, связанных с обработкой и преобразованием сигналов в радиотехнических и инфокоммуникационных системах.

Коллектив авторов

ГЛАВА 1. ПРОЕКТИРОВАНИЕ РАДИАЦИОННО-СТОЙКИХ АКТИВНЫХ РС-ФИЛЬТРОВ ВЧ И СВЧ ДИАПАЗОНОВ

Прокопенко Н. Н., Крутчинский С. Г.

В главе рассмотрены перспективные архитектурные и схемотехнические решения избирательных усилителей и активных РС-фильтров, адаптированных к ограничениям радиационно-стойких технологических процессов SGB25RH, SGB25VD, SGBS13 и АБМК_1_3. Приведена краткая информация о поведении современной электронной компонентной базы в экстремальных условиях.

ГЛАВА 2. ПРИЕМ СИГНАЛОВ ПППРЧ В КАНАЛАХ С ПАМЯТЬЮ

Карташевский В. Г.

В главе описывается прием сигналов ПППРЧ, использующих фазовую модуляцию (на примере ФМ-4), в канале с рассеянием и неизвестными параметрами, обсуждается алгоритм приема таких сигналов, оценивается помехоустойчивость приема.

ГЛАВА 3. ОЦЕНКА ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕНЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ ПРОТЯЖЕННЫХ ОБЪЕКТОВ НА ФОНЕ НЕГАУССОВСКИХ ПОМЕХ В УСЛОВИЯХ ИЗМЕНЯЮЩЕЙСЯ ДАЛЬНОСТИ

Артюшенко В. М., Воловач В. И.

В настоящей главе рассмотрены вопросы, связанные с оценкой погрешности измерения параметров протяженных объектов на фоне негауссовских помех в условиях изменяющейся дальности. Получены выражения, описывающие относительную погрешность измерения частоты полезного сигнала при различных условиях работы радиолокационного измерителя.

ГЛАВА 4. АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ АДДИТИВНО-МУЛЬТИПЛИКАТИВНЫХ НЕГАУССОВСКИХ ПОМЕХ НА ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ В РАДИОСИСТЕМАХ БЛИЖНЕГО ДЕЙСТВИЯ

Артюшенко В. М.

Глава посвящена анализу влияния негауссовских аддитивных и мультипликативных помех на точность раздельной и совместимой оценки информационных параметров полезного сигнала, несущих информацию о параметрах движения лоцируемого объекта. Для обеспечения наивысшей точности измерения информационных параметров необходимо оценить их оптимальным образом. Методы решения задачи оптимальной оценки параметров сигнала можно получить, основываясь на математическую статистику и теорию нелинейной фильтрации.

ГЛАВА 5. МЕТОДИКА СИНТЕЗА ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ МЕТОДОМ ЧАСТОТНОЙ ВЫБОРКИ

Шакурский М. В.

В главе рассматривается синтез цифровых фильтров методом частотной выборки. Показан принцип формирования полосы пропускания. Показаны принципы улучшения свойств АЧХ за счет вариации амплитудных коэффициентов выходных сигналов элементарных цифровых фильтров. Показана возможность плавного изменения ширины полосы пропускания за счет вариации амплитудных коэффициентов элементарных цифровых фильтров.

ГЛАВА 6. МОДЕЛИРОВАНИЕ ДВУХКАНАЛЬНЫХ ИНВАРИАНТНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Шакурский В. К.

В главе рассматриваются способы синтеза сжимающих отображений (сжимающих преобразований) и соответствующих алгоритмов методом контрольного значения, рассматриваются инвариантные преобразователи, использующие метод контрольного значения.

ГЛАВА 7. РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДА ДЕТЕКТИРОВАНИЯ ДЕФЕКТОВ НА АРХИВНЫХ ФОТОГРАФИЯХ НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА ЛОКАЛЬНЫХ БИНАРНЫХ ОКРЕСТНОСТЕЙ

Сизякин Р. А., Воронин В. В., Марчук В. И., Гапон Н. В., Фоломкин Д. А.

В главе затрагивается задача автоматического поиска, и создания маски с локальным положением дефектов на изображения для дальнейшего устранения их средствами автоматической реставрации изображений.

ГЛАВА 8. ПОДВИЖНЫЕ РЕЗОНАНСНЫЕ СТРУКТУРЫ

Глущенко А. Г., Глущенко Е. П., Иванов В. В., Устинова Е. С.

В главе проведен анализ физических свойств и параметров резонаторов на подвижных структурах или включающих подвижные среды. Осуществлен краткий анализ физических свойств известных резонансных структур. Показано, что движение границ как самих резонаторов, так и заполняющих их сред существенно меняет их физические свойства. Построены модели динамических резонаторов, описаны их основные физические свойства, проведен расчет их основных параметров. Предложены варианты использования особенностей подвижных резонаторов в функциональной и измерительной технике.

ГЛАВА 9. КЛАССИФИКАЦИЯ ЦИФРОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ТЕКСТУР НА ОСНОВЕ ЛОКАЛЬНО-ПОЛИНОМИАЛЬНОЙ АППРОКСИМАЦИИ

Шерстобитов А. И., Тимофеев Д. В., Марчук В. И.

В главе разработан алгоритм классификации текстур на основе локально-полиномиальной аппроксимации. Анализ литературных источников показал, что большинство часто используемых на практике методов при решении задачи поиска текстур натуральных изображений показывают низкие результаты. Методы, основанные на LBP, показывают наиболее высокие результаты, в связи с чем в главе разработан локально-полиномиальный дескриптор, позволяющий производить классификацию широкого класса текстур. Полученное ядро является инвариантным к освещению, контрастности и масштабу. На наборе тестовых текстурных изображений, различающихся размерами и освещённостью, показана эффективность предложенного подхода.

ГЛАВА 10. МЕТОДЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ РАЗОВЫХ СООБЩЕНИЙ ПО ЗАНЯТЫМ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫМ КАНАЛАМ

Воловач В. И., Анфалов К. В.

В главе исследуются методы построения систем передачи разовых сообщений по занятым телекоммуникационным каналам. Для реализации поставленной цели определены энергетические соотношения сигналов разовых и регулярных сообщений при их совместной передаче. Выбраны сигналы для передачи разовых сообщений и методы их обработки. Рассмотрены вопросы, связанные с выбором помехоустойчивого кода.

CHAPTER 1 . DESIGN OF RADIATION-RESISTANT ACTIVE RC FILTERS OF HIGH-FREQUENCY AND ULTRA HIGH-FREQUENCY RANGES

Prokopenko N.N., Krutchinky S.G.

Chapter 1 views prospective architectural and circuit solutions for selective amplifiers and active RC filters, adapted to the limitations of radiation-resistant technological processes SGB25RH, SGB25VD, SGBS13 and ABMC. Brief information about the behavior of modern electronic components in extreme conditions is given.

CHAPTER 2. RECEPTION OF SIGNALS FHSS IN CHANNELS WITH MEMORY

Kartashevsky V.G.

This Chapter describes receiving of signals FHSS, that use phase modulation (on the example of the FM-4), in channel with scattering and unknown parameters. In this chapter the algorithm of receiving such signals is discussed and interference immunity of signal receiving is assessed.

CHAPTER 3. ERROR ESTIMATION OF THE PARAMETERS OF MOTION MEASUREMENT OF EXTENDED OBJECTS WITH NON-GAUSSIAN NOISE IN CHANGING RANGE

Artyushenko V. M., Volovach V. I.

In the chapter the questions connected with an assessment of an error of measurement of parameters of extended objects with non-Gaussian noise in the conditions of changing range are considered. Obtained expressions, describing a relative error of measurement of frequency of a useful signal are received under various operating conditions of the radar measuring instrument.

CHAPTER 4. ANALYSIS OF THE EFFECT OF THE ADDITIVE-MULTIPLICATIVE NON-GAUSSIAN INTERFERENCE ON THE MEASUREMENT ACCURACY OF PARAMETERS OF MOVEMENT IN SHORT-RANGE RADIO SYSTEMS

Artyushenko V. M.

This Chapter is devoted to the analysis of the influence of non-Gaussian additive and multiplicative interference on the precision of separate and compatible assessment of the information parameters of the useful signal carrying the information about parameters of movement of the detected object. To ensure the highest measuring accuracy of the information parameters it is necessary to evaluate them in an optimal way. Methods of solving the problem of optimal estimation of signal parameters can be obtained basing on mathematical statistics and the theory of nonlinear filtration [1, 10].

CHAPTER 5. THE DIGITAL FREQUENCY SAMPLING FILTERS DESIGN METHOD

Shakurskiy M.V.

This chapter views digital filters design by sampling frequency method. The principle of passband formation is shown. It is also demonstrated how to improve the properties of the amplitude-frequency response by means of the variation of the amplitude ratios of output signals of basic digital filters. The possibility of a smooth change of passband by means of amplitude ratio variation of basic digital filters is shown.

CHAPTER 6. MODELING OF DUAL-INVARIANT CONVERTERS

Shakurskiy V.K.

The Chapter studies the methods of synthesis of compressive mappings (compressive transformations) and corresponding algorithms by the method of control value. Also invariant converters that use the control values method are examined.

CHAPTER 7. DEVELOPMENT AND RESEARCH METHOD OF DEFECTS DETECTION ON ARCHIVAL PHOTOGRAPHS BASED ON THE ANALYSIS OF LOCAL BINARY PATTERNS

Syzyakin R.A., Voronin V.V., Marchuk V.I., Gapon N.V., Pholomkin D.A.

This chapter provides an overview of the known approaches for cracks image detection. We developed a method for detecting distortion on archival photo documents using texture analysis based on local binary patterns, which consists of the following steps: pre-processing and detection. Pre-processing is used to reduce the effects of noise and small defects in the image. For class recognition defects we using a support vector machine with radial basis function. The examples of the proposed method of detection of defects as well as defects known approaches for test images and corrupted images with different types of defects and structure background. Deciding on the presence or absence of defects is determined by probabilistic characteristics. Analysis results of the processing of test image shows that the proposed method can effectively detect defects in the low error value, as compared with known approaches and the efficiency of the method is not dependent on the size and shape of a defective area value.

CHAPTER 8. MOBILE RESONANCE STRUCTURES

Glouschenko A.G., Glouschenko E.P., Ivanov V.V., Ustinova E.S.

In Chapter are analyzed the physical properties and parameters of the resonator on the mobile structures or including mobile environment. A brief analysis of the physical properties of known resonance structures is made. It is shown that the motion of the boundaries of resonators as well as the environments that fill them significantly change their physical properties. The models of dynamic resonators are constructed, their main physical properties are described, their basic parameters are calculated. Variants of using the distinctive features of mobile resonators in functional and measurement technology are suggested.

CHAPTER 9. CLASSIFICATION OF DIGITAL IMAGES OF TEXTURES ON THE BASIS OF LOCAL POLYNOMIAL APPROXIMATION

Sherstobitov A.I., Timofeev D.V., Marchuk V.I.

The algorithm of textures classification on the basis of local polynomial approximations is developed in the article. Analysis of the literature has shown that, most frequently used methods when solving problems of textures search for natural images, show poor results. Methods based on LBP, show the best results, and therefore in this chapter locally polynomial descriptor is developed that allows making classification of a wide class of textures. The resulting kernel is invariant to the light, contrast and scale. On the set of test texture images different in size and light the efficiency of the proposed approach is shown.

CHAPTER 10. METHODS OF CONSTRUCTION OF SYSTEM OF SINGLE MESSAGES TRANSMISSION VIA OCCUPIED TELECOMMUNICATION CHANNELS

Volovach V.I., Anfalov K.V.

In this chapter the methods of construction of single messages transmission system via occupied telecommunication channels are studied. To implement the objectives we defined the power ratio for the single messages and regular messages in their simultaneous transmission. Signals for transmission of single messages and methods for their processing were selected. Issues connected with the choice of error correcting code were examined.

ГЛАВА 1

ПРОЕКТИРОВАНИЕ РАДИАЦИОННО-СТОЙКИХ АКТИВНЫХ RC-ФИЛЬТРОВ ВЧ И СВЧ ДИАПАЗОНОВ

Прокопенко Н. Н., Крутчинский С. Г.

В главе рассмотрены перспективные архитектурные и схемотехнические решения избирательных усилителей (ИУ) и активных RC-фильтров, адаптированных к ограничениям радиационно-стойких технологических процессов SGB25RH, SGB25VD, SGBS13 и АБМК_1_3. Приведена краткая информация о поведении современной электронной компонентной базы в экстремальных условиях.

Сформулированы рекомендации по практическому применению рассмотренных схемотехнических решений, которые базируются на методиках проектирования ИУ СВЧ диапазона с использованием неинвертирующих повторителей переменного тока.

Исследованы структурные особенности высокодобротных избирательных усилителей на базе техпроцесса SGB25VD при токовом управлении резонансной частотой и добротностью. Показано, что за счёт параметрической оптимизации пассивных элементов частотозависимой цепи и коэффициента передачи усилителя тока можно существенно уменьшить влияние частотных свойств транзисторов на параметры полюса передаточной функции. При этом основные характеристики, описывающие изменение частоты квазирезонанса и добротности, зависят от рационального выбора параметров проектирования m и k пассивных элементов.

Для расширения частотного диапазона избирательного усилителя Рауха разработан метод компенсации влияния частоты единичного усиления активного элемента на добротность и частоту квазирезонанса ИУ.

Применение радиационно-стойких аналоговых базовых матричных кристаллов АБМК_1_3 позволяет реализовать ИУ с малым током потребления.

1.1. Основные технологические процессы экстремальной электроники

Основное направление в решении проблемы радиационной и температурной стойкости радиоэлектронных изделий – совершенствование и удешевление соответствующих технологических процессов создания электронной компонентной базы (ЭКБ) для экстремальной электроники.

Однако в рамках выбранных технологий значительная роль в повышении надежности ЭКБ, работающей при спецвоздействиях, отводится архитектурным и схемотехническим решениям.

В настоящем разделе приводится анализ основных технологий производства базовых функциональных узлов и IP-модулей для РЭА, работающей при воздействии радиации и температуры.

В современной микроэлектронике к числу радиационно-стойких относят прежде всего технологические процессы на основе карбида кремния и арсенида галлия, а также других широкозонных материалов. Для изделий, работающих в экстремальных условиях, – это основное направление развития электронной компонентной базы. Однако стоимость таких микросхем оказывается достаточно высокой. В этой связи представляет большой интерес дальнейшее исследование микросхемотехники для более дешевых SiGe технологических процессов, а также технологического процесса АБМК_1_4 (НПО «Интеграл», г. Минск), отличающегося высокой стойкостью к спецвоздействиям.

Краткая информация о радиационной стойкости кремниевых транзисторов. Одним из основных факторов, способных повреждать космическую РЭА, является ионизирующее излучение, которое включает в себя потоки заряженных электронов, протонов и тяжелых частиц [1].

Испытания полупроводниковых приборов на радиационную стойкость к воздействию электронов проводятся на линейных ускорителях электронов с применением сложных экспериментальных методик, требующих больших энергетических и экономических затрат. Поэтому на практике используются методики, в которых воздействие электронов заменяется на эквивалентное ему по дозе воздействие гамма-излучения [2-4]. В частности, в работах [2, 5, 6] показано, что деградация статических характеристик маломощных npn биполярных транзисторов (БТ) происходит сильнее при облучении электронами, чем при воздействии гамма-квантами с одинаковыми дозами. Эти результаты можно объяснить различными механизмами взаимодействия электронов и гамма-квантов с веществом [1]. При облучении электронами наблюдается образование дефектов в объеме вещества, тогда как при воздействии гамма-квантов в основном происходит образование зарядов в пассивирующем окисле и на поверхности полупроводника, а дефекты смещения образуются только за счет комптоновских электронов [6]. В данном случае после облучения электронами наблюдается более сильная деградация коэффициента усиления по току (β), обусловленная в основном образованием объемных дефектов. В работе [7] отмечена обратная ситуация, когда деградация характеристик npn транзистора типа 2N2222 с параметрами $\beta = 75 - 100$ и $f_T = 250$ МГц больше после облучения гамма-квантами, чем после облучения электронами, и обусловлена

в основном действием радиационно-индуцированного заряда на поверхности полупроводникового материала и в окисле [1].

Таким образом, для при кремниевых транзисторов, граничная частота f_T которых не превышает 0,3 ГГц, нельзя однозначно говорить об эквивалентности действия электронов и гамма-квантов с одинаковой дозой. Деграция их характеристик сильно зависит от технологии изготовления и конструкции прибора [1].

Кремний-германиевые технологии. Конец XX века ознаменовался созданием нового технологического процесса (БиКМОП кремний-германиевой (SiGe) технологии), позволившего дать реальную базу для создания сложных «систем на кристалле», для сотовой и спутниковой связи, систем навигации, ближней беспроводной связи (Bluetooth, WLAN), современных радиолокационных систем, приборов автоэлектроники и многих других изделий [8].

Новая технология, созданная специалистами IBM [8], широко распространилась по всему миру благодаря сочетанию высокого уровня параметров элементов с высокой надежной надежностью, аналогичной обычным кремневым приборам, при незначительном увеличении себестоимости по сравнению с кремневыми приборами и меньшей ценой по сравнению с приборами на основе соединений АШВV. Технология с применением SiGe позволяет снизить мощность рассеивания высокочастотных трактов при сохранении частотных и усилительных свойств, что особенно перспективно для создания микросхем приемников. Появилась возможность выполнения на одном кристалле блоков, для которых ранее требовались отдельные корпуса, что ведет к дальнейшему удешевлению и увеличению надежности изделий микроэлектроники [8].

В настоящее время значительная часть современных микросхем, работающих в диапазоне частот 1-20 ГГц, разрабатывается с применением SiGe-технологии и в ряде случаев заменяет микросхемы на основе GaAs. Особенно перспективны SiGe БиКМОП «системы на кристалле», включающие как СВЧ SiGe биполярные узлы, так и КМОП процессоры и другие цифровые устройства [8].

Основой SiGe-процесса служит биполярный n-p-n транзистор с гетеропереходом, в котором область базы легируется материалом SiGe, что позволяет получать при минимальной ширине эмиттера 0,4 мкм такие предельные частоты, которые раньше считались недостижимыми для кремневых приборов (100-200 ГГц). Данный процесс обеспечивает также высокие параметры пассивных элементов, позволяя получать высокую добротность индуктивных и емкостных элементов и широкий диапазон сопротивлений резисторов, используемых в высокочастотных трактах.

Основные преимущества SiGe-технологии заключаются в способности выборочно изменять ширину запрещенной зоны обычного кремния, т.е. менять параметры материала в области биполярного транзистора, таким образом увеличивая его граничные частоты [9, 10].

Комбинация Si и Ge приводит к увеличению более чем в два раза электронной подвижности в сравнении с Si и, соответственно, снижает время пролета базы [8].

SiGe биполярные компоненты, по сравнению с обычными биполярными структурами со значениями частоты единичного усиления по току f_T до 20 ГГц, обладают и существенно меньшим уровнем шумов (1-2 дБ в диапазоне частот до 5 ГГц), что определяет их явное преимущество при построении малощумящих СВЧ ИМС в приёмных трактах [8].

Кремний-германиевая (SiGe) биполярная комплементарная металл-оксид-полупроводник (БМКМОП) технология [9] представляет также существенный интерес как для применения в космических условиях, так и для экспериментов в физике высоких энергий из-за подтвержденного высокого уровня устойчивости к радиации (рис. 1.1, 1.2) [11, 12, 10, 13].

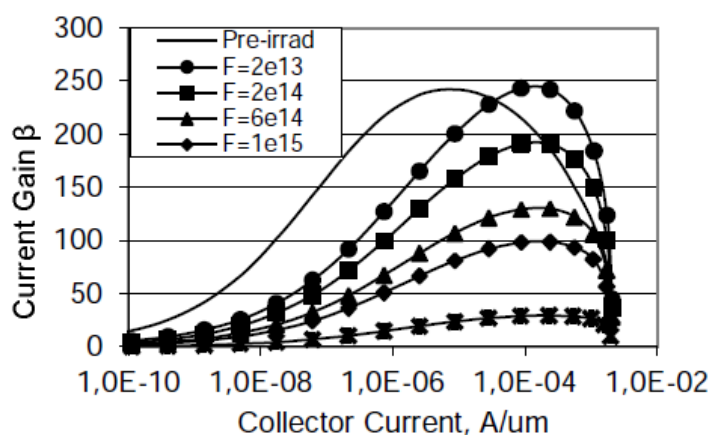


Рис. 1.1. Зависимость β -транзисторов от потока нейтронов [10]

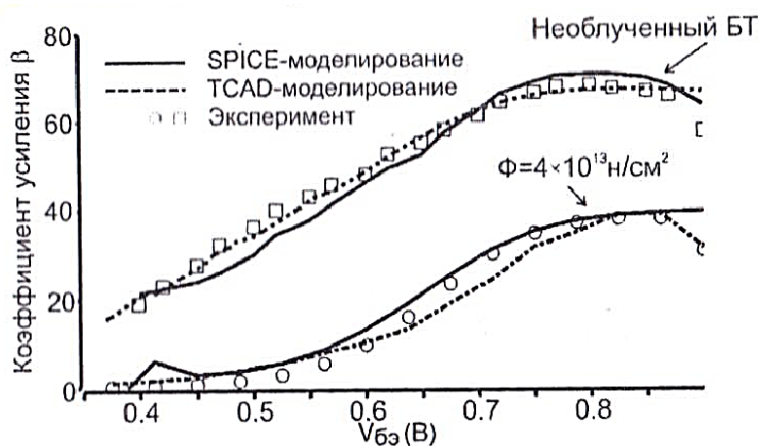


Рис. 1.2. Зависимость коэффициента усиления тока базы β от напряжения база-эмиттер для необлученного транзистора и при потоке нейтронов 4×10^{13} н/см² [14]

Как описано в [10], SiGe-технологии обладают рядом уникальных свойств, что делает их пригодными для экстремальных условий. Реализованные на кремнии КМОП технологическая последовательность обеспечивает высокопроизводительные решения для радиочастотных монолитных интегральных схем (РЧ-МИС), цифровых и смешанных применений – специализированных интегральных схем (ASIC).

В последние годы было выполнено несколько тестов на радиационную стойкость 0,25 мкм SiGe БиКМОП технологии SGB25VD, не содержащей р-п-р транзисторов [9, 11-12].

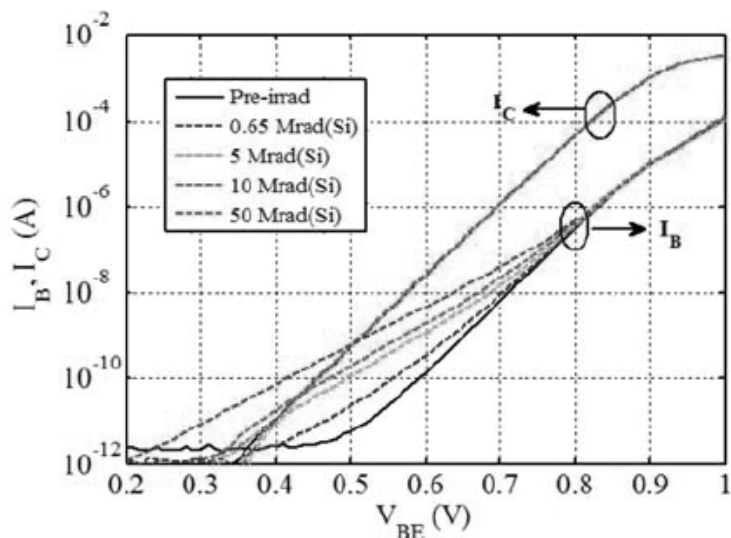


Рис. 1.3. Вольт-амперная характеристика SiGe транзистора по технологическому процессу SGB25RH при разных накопленных дозах радиации [12]

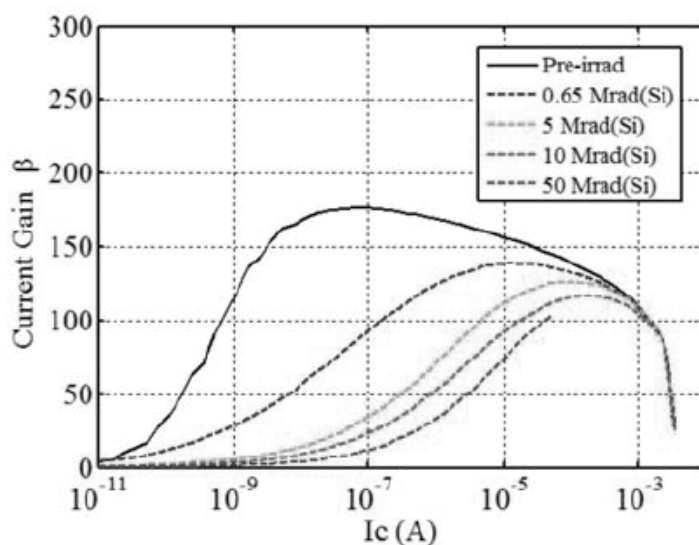


Рис. 1.4. Зависимость коэффициента усиления тока базы β от статического тока коллектора при разных накопленных дозах радиации [12]

Европейским координационным советом по космическим компонентам (ESCC) было принято решение о развитии отдельной радиационно-стойкой технологии SGB25RH (рис. 1.3) для применения в космосе и физике высоких энергий. В этой технологии были специально разработаны радиационно-стойкие топологии и IP блоки (рис. 1.4) [11, 12]. Поскольку SGB25V и SGB25RH используют один и тот же производственный процесс, результаты научных исследований на SGB25V действительны для SGB25RH при условии использования стандартных компонентов. Все протестированные устройства [12] показали приемлемую производительность до уровня радиации около 10 Мрад.

Внедрение конкретных правил проектирования SiGe-микросхем, связанных с радиацией, реализовано в специальном «дизайн ките» (IHP, Германия) [11, 12]. На основе последних достижений IHP создана библиотека радиационно-стойких элементов [12]. В настоящее время модели активных и пассивных компонентов для учета радиационной деградации находятся в стадии подготовки. Особенно в диапазоне доз и плотности потока нейтронов, обычно наблюдаемых в космических применениях [12]. Результаты радиационных тестов получены для 250 нм SiGe БиКМОП технологии (рис. 1.5) [12].

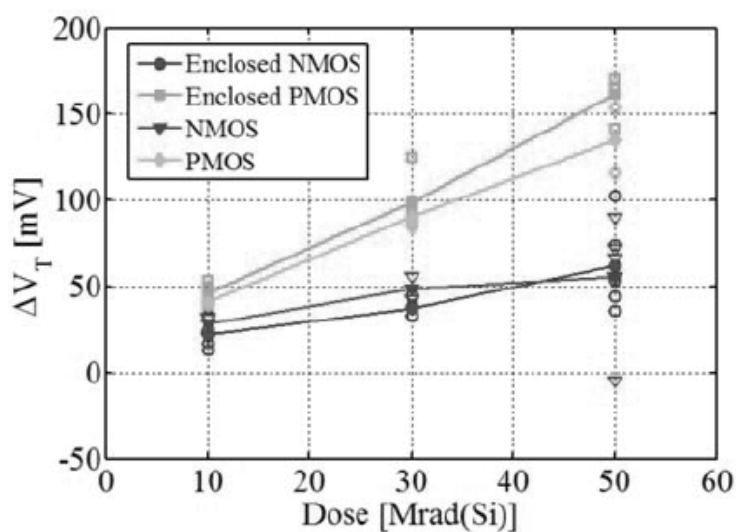


Рис. 1.5. Изменение порогового напряжения V_{th} МОП транзистора в зависимости от общей дозы облучения [12]

Эта технология хорошо подходит как для СВЧ монолитных интегральных схем (ИС), так и для смешанных (ASIC) специализированных интегральных схем, ориентированных на применение в космосе и физике высоких энергий до частот 20 ГГц [9].

Технология «кремний на сапфире». К началу 1990-х годов в НПП «Сапфир» было разработано семейство КМОП-микросхем на основе кремния на сапфире (КНС) – серии Б1825, Б1620, 1523, включающие микропроцессорный набор, схемы памяти и ряд аналого-цифровых микросхем [15]. Сегодня данное предприятие сконцентрировало все усилия исключительно на КНС-направлении и стало первым предприятием России, которое в течение более десяти последних лет ведет непрерывное серийное производство радиационно- стойких КНС-микросхем, обеспечивая поставками важнейшие оборонные системы страны [15].

Исторический опыт разработки и продвижения в производство российской КНС-технологии позволяет сделать ряд общезначимых заключений-рекомендаций, полезных при развитии этого направления [15].

Выборы нового (особенно нетрадиционного) научно-технического направления, закрывающего конкретную потребительскую нишу, базируются на следующих основных положениях [15]. Это направление (обычно говорят «технология») должно обладать комплексом свойств физического плана, выделяющих его среди подобных направлений и обещающих достижение наилучших характеристик создаваемых микросхем. Для КНС-технологии это идеальные изоляционные параметры сапфировой подложки, радиационная стойкость будущих микросхем, наилучшее сочетание «быстродействие – потребляемая мощность», улучшенные характеристики ВЧ- и СВЧ-приборов, повышенная рабочая температура (вплоть до 250⁰С), удобство сочетания аналоговых и цифровых функций в едином чипе, возможность оптического возбуждения через прозрачную подложку [15]. Разумеется, важно мнение зарубежных специалистов. «КНС – это наиболее успешный вариант КНИ-технологии», – заявил в 2011 году вице-президент Peregrine, ведущей американской фирмы по КНС-микросхемам [16]. Еще значимей оценки авторитетных отечественных экспертов, знакомых с ситуацией в стране, – в разные годы КНС-проект НПП «Сапфир» одобрили и поддержали академики Ю. Б. Харитон, В. А. Мельников, Н. А. Семихатов, К. А. Валиев, Ю. В. Гуляев, А. С. Сигов, А. А. Орликовский, А. С. Бугаев [15]. Наконец, принципиально важна для нового направления его совместимость со стандартной КМОП-технологией, основой современной микроэлектроники [15].

Успех КНС-проекта в определяющей степени зависит от выполнения следующих основных условий [15]: выявление реальной и важной для страны сферы применения создаваемых микросхем, такой, в которой они обеспечивают внеконкурентно высокий уровень параметров аппаратуры, например систем управления баллистических ракет стратегического назначения.

Таким образом, становление в России новой технологии может быть успешным лишь при ориентации на важнейшие оборонные системы, при этом формирование пула реальных

потребителей микросхем (как основы постановки и развития их производства) должно рассматриваться в качестве главной составной части КНС-проекта [15].

Микросхемы на основе материалов с широкой запрещенной зоной. Одно из наиболее активно осваиваемых сегодня направлений СВЧ-электроники – мощные твердотельные приборы на основе полупроводниковых материалов с широкой запрещенной зоной [16]. Ширина запрещенной зоны широкозонных полупроводниковых материалов в два-пять раз больше, чем у традиционных полупроводниковых материалов (кремния и арсенида галлия). Кроме того, у них выше поле пробоя (на порядок) и теплопроводность. Дрейфовая скорость насыщения электронов широкозонных полупроводников (ШЗП) либо одинакова, либо несколько больше, чем у Si и GaAs. К тому же они отличаются высокой твердостью, стойкостью к воздействию агрессивных сред и радиационному излучению [16].

Нитрид галлия представляется наиболее перспективным широкозонным полупроводниковым материалом, как и вся группа III-нитридов [17]. С момента появления первого транзистора на GaN в полупроводниковой электронике произошли поистине революционные изменения. Эти приборы способны работать в значительно более широком диапазоне частот и при более высоких температурах, с большей выходной мощностью по сравнению с приборами на Si, GaAs, SiC или на любом другом освоенном в производстве полупроводниковом материале [16].

GaN транзисторы и микросхемы на их основе уже производятся серийно. Параметры таких приборов оказались столь впечатляющими, что в США, Европе и Японии в целях совершенствования будущих информационных систем и систем национальной безопасности сочли необходимым сформировать государственные программы создания высоконадежных полупроводниковых приборов и микросхем, которые проводятся под руководством Министерства обороны. В число исследуемых широкозонных материалов входят SiC, GaN и AlN [16].

Высокая химическая и температурная стабильность и низкая чувствительность к ионизирующему излучению делают широкозонные материалы особо привлекательными для оборонных и космических применений. Сейчас одно из главных направлений СВЧ полупроводниковой электроники, на котором сосредоточены основные силы разработчиков, – создание AlGaIn/GaN-гетеропереходных полевых транзисторов с затвором Шоттки [16].

Нитрид галлия широко используется для создания СВЧ-транзисторов, голубых и ультрафиолетовых твердотельных лазеров, диодов, сенсоров, оптоэлектроники и связи, компьютеров, цифровых устройств, силовых электрических сетей, плоских дисплеев, систем освещения и т.п. [16]. Совокупность свойств широкозонного материала и возможности формирования на основе GaN гетеропереходов позволяют добиться уникальных характеристик транзисторов – рабочего напряжения свыше 60 В, частот до 70 ГГц, мощности до 200 Вт

[16]. В настоящее время продемонстрированы GaN HEMT с выходной мощностью свыше 176 Вт, рабочим напряжением 63 В, КПД 54% при усилении 12,9 дБ на частоте 2,1 ГГц. Рекордное на сегодня значение удельной мощности GaN HEMT – 32,2 Вт/мм при КПД 54,8%, рабочем напряжении 120 В и частоте 4 ГГц [16].

Карбид кремния как материал для СВЧ-приборов активно осваивается в последние годы. Его главный недостаток – невозможность создания на нем гетероструктур [16]. Вследствие низкой подвижности носителей ($370 \text{ см}^2/\text{В}\cdot\text{с}$ для политипа 6H) рабочие частоты SiC-приборов не превышают 4-7 ГГц [16]. Однако остальные достоинства, прежде всего высокая плотность мощности и большая теплопроводность, заставляют активно развивать их промышленные технологии. В качестве примера промышленного SiC MESFET можно привести транзистор CRF-24060 компании Cree, изготовленный на 4H-SiC-подложке [16]. Его номинальная выходная мощность 60 Вт. Это уже представитель второго поколения MESFET-транзисторов компании. КПД прибора при выходной мощности около 80 Вт и линейном усилении 12 дБ в полосе частот 0,9-1,6 ГГц превышает 40% (50% на частоте 1 ГГц) [16].

Начат коммерческий выпуск приборов на основе GaN и SiC, что является показателем развития технического уровня материала и технологии приборов [16]. Так, фирма Nitronex (США) приступила к выпуску серийных GaN HEMT на кремниевой подложке с выходной мощностью $P_{\text{вых}} = 15 \text{ Вт}$ (NPT35015) и 50 Вт (NPT35050). HEMT работают в диапазоне частот 3,3-3,8 ГГц, их рабочее напряжение $U_p = 28 \text{ В}$, КПД – 18-20%, рабочая температура $T_p = 200^\circ\text{C}$. Приборы прошли полный цикл испытаний на надежность [18, 19]. Фирма Eudyna Devices (Япония) поставляет на рынок высоковольтные GaN HEMT моделей EGN045MK и EGN21A180IV. При нелинейном искажении 3 дБ выходная мощность транзистора EGN045MK составляет 47 дБмВт, КПД – 60%, напряжение $U_{\text{си}} = 50 \text{ В}$, рабочая частота – 2,2 ГГц. Мощность транзистора EGN21A180IV, предназначенного для усилителей базовых станций мобильной связи стандарта W-CDMA, равна 180 Вт, КПД – 32%, диапазон рабочих частот 2,11-2,17 ГГц [19].

Серийные GaN HEMT типа CGH35015 компании Cree с $P_{\text{вых}} = 15 \text{ Вт}$ в диапазоне 3,3-3,9 ГГц, $U_p = 28 \text{ В}$ и КПД 24% предназначены для систем широкополосного беспроводного доступа и WiMAX базовых станций [20].

Помимо мощных дискретных транзисторов компания Cree освоила процесс изготовления SiC МИС на 75-мм пластинах [21]. Их базовыми элементами служат MESFET-транзисторы с шириной затвора 0,5 мкм. Плотность мощности MESFET-транзисторов – 4 Вт/мм, КПД – 60% (при комнатной температуре), рабочее напряжение – 50 В, рабочая частота достигает 6 ГГц. При выходной мощности 3,8 Вт на частоте 3,5 ГГц транзисторы демонстрируют КПД 68% [21].

Но все достоинства SiC-структур, даже в частотном диапазоне менее 6 ГГц, разбиваются о чрезвычайно высокую стоимость SiC-пластин [16]. Действительно, большая плотность мощности означает малую площадь теплоотвода. Следовательно, необходимы подложки с высокой теплопроводностью. Один из широко применяемых материалов – карбид кремния. Практически все GaN-приборы с рекордными характеристиками выполнены именно на SiC-подложках. С ценой на GaN-подложки ситуация еще тяжелее. Этот материал хоть и уступает по теплопроводности SiC, но в качестве подложки для GaN-приборов предпочтителен [16].

Таким образом, можно констатировать [16], что ШЗП имеют существенные преимущества перед традиционными полупроводниками, что подтверждается рекордными параметрами приборов на основе GaN и SiC. Начало коммерческого выпуска приборов на этих материалах показывает, что главные технологические проблемы приборов на этих материалах уже решены. Но возможности приборов на гетероструктурах AlGaN/GaN в полной мере еще не реализованы из-за отсутствия качественного подложечного материала с высокой теплопроводностью [16].

Десятки предприятий и научных центров в США, Японии, Франции, Великобритании, Германии и других странах мира занимаются прикладными исследованиями и промышленным выпуском изделий на основе синтетических алмазов [16]. Большой вклад внесли Исследовательская лаборатория ВМС США (Air Force Research Lab., AFRL), компании Apollo Diamond, General Electric, Group4 Labs. LLC, Sp3 Diamond Technologies (США), Sumitomo Hamamatsu (Япония), LETY, BOLD (Франция) и др. Интерес в этой области связан с тем, что природный алмаз имеет удельную теплопроводность примерно в четыре раза большую, чем у меди, являясь при этом диэлектриком, имеет очень высокие значения суммарной подвижности носителей (около $4000 \text{ см}^2/\text{В}\cdot\text{с}$), дрейфовой скорости, электрической прочности. У алмаза очень высокая радиационная стойкость (более 10^{15} нейтрон/см² по потоку нейтронов), а также наилучшие параметры оптической, химической и механической прочности, рекордный диапазон оптической прозрачности (1 нм - 100 мкм), твердости и др. [16].

Основные динамические параметры и статические характеристики транзисторов аналогового базового матричного кристалла АБМК_1_3/4/5. Создание радиационно-стойких интегральных схем (ИС) и сложнофункциональных блоков (СФ-блоков) как систем в корпусе (СвК) требует применения комплексных радиационно-стойких решений. Как с экономической, так и с технической точек зрения такие изделия целесообразно ориентировать на возможности аналоговых базовых матричных кристаллов (АБМК, г. Минск) [22]. Такая технология является наиболее распространенной на территории постсоветского пространства и позволяет проводить полный цикл по выпуску радиационно-стойких ИС (от схемотехнической реализации IP модулей на адекватных и доступных SPICE моделях – до цик-

лов их измерений при воздействии гаммы дестабилизирующих факторов: высокоэнергетического потока нейтронов, дозы поглощенной радиации и температуры). Среди таких технологий детальную апробацию прошел биполярно-полевой АБМК_1_3 [22] и его дальнейшие модификации АБМК_1_4 и АБМК_1_5.

Как показывает практика [23], использование лишь радиационно-стойкой технологии АБМК не позволяет обеспечить надежную работу микроэлектронных устройств в условиях высокого радиационного воздействия из-за существенного изменения малосигнальных дифференциальных параметров компонентов АБМК. В конечном итоге это влияет на основные метрологические характеристики радиоэлектронного оборудования.

Применение ИС и СФ-блоков на базе АБМК, согласно установленным требованиям [23], возможно:

- в нормальных условиях (доза радиации до $D=100$ рад, высокоэнергетический поток нейтронов F_n отсутствует, температура $T=27^{\circ}\text{C}$);
- при температурном воздействии (от -40°C до $+85^{\circ}\text{C}$);
- в областях воздействия повышенной радиации (на борту космических аппаратов, в устройствах на объектах ядерной энергетики и др.) – доза поглощенной радиации от 10 крад и 100 крад-300 крад до 1 Мрад (поверхность Земли, орбита Земли, открытый космос) при потоке нейтронов до $5 \cdot 10^{13}$ нейтрон/см².

При расчетах динамических характеристик усилительных схем часто используется система малосигнальных h -параметров, связывающая малые приращения (дифференциалы) напряжения на выводах транзистора $dU_{\text{вх}}$ и выходного тока $dI_{\text{вых}}$ с малым приращением входного тока $dI_{\text{вх}}$ и выходного напряжения $dU_{\text{вых}}$ транзистора:

$$dU_{\text{вх}} = h_{11}dI_{\text{вх}} + h_{12}dU_{\text{вых}}, \quad dI_{\text{вых}} = h_{21}dI_{\text{вх}} + h_{22}dU_{\text{вых}}, \quad (1.1)$$

где h_{11} – входное дифференциальное сопротивление транзистора, h_{12} – коэффициент обратной связи по напряжению, h_{21} – коэффициент передачи входного тока, h_{22} – выходная проводимость транзистора. Эти параметры рассчитываются в зависимости от того, какой из выводов является общим для источника сигнала и выходной цепи транзистора: с общим эмиттером (ОЭ), с общим коллектором (ОК), с общей базой (ОБ).

На рис. 1.6 представлены некоторые примеры из многих других вариантов входных вольт-амперных характеристик (ВАХ) n - p - n транзистора в схеме с ОЭ [24], полученные в результате моделирования с учетом основных дестабилизирующих факторов: воздействия потока нейтронов до 10^{14} нейтрон/см² (F_n) (рис. 1.6) и поглощенной дозы радиации (Dg) до 1 Мрад (рис. 1.7).

В [24] представлен широкий спектр других ВАХ n - p - n и p - n - p транзисторов, а также их h -параметров с учетом одновременного влияния основных дестабилизирующих факторов:

изменения температуры в диапазоне от -40°C до 60°C ; действия потока нейтронов до 10^{14} нейтрон/ см^2 и накапливающей дозы радиации до 1 Мрад.

Кроме этого, в [24] приведены более 40 семейств различных ВАХ и малосигнальных параметров полевого PADJFet p-канального транзистора в схеме с ОИ с учетом возможного сочетания воздействий $T, Fn Dg$, в т.ч. рис. 1.8-1.10.

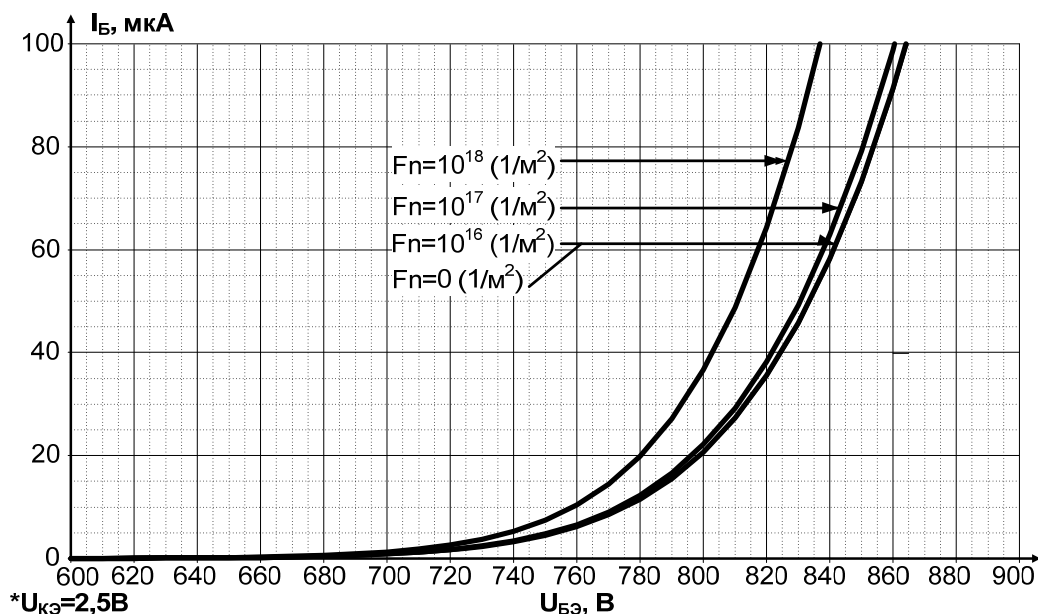


Рис. 1.6. Семейство входных ВАХ n-p-n транзистора с учетом влияния F_n

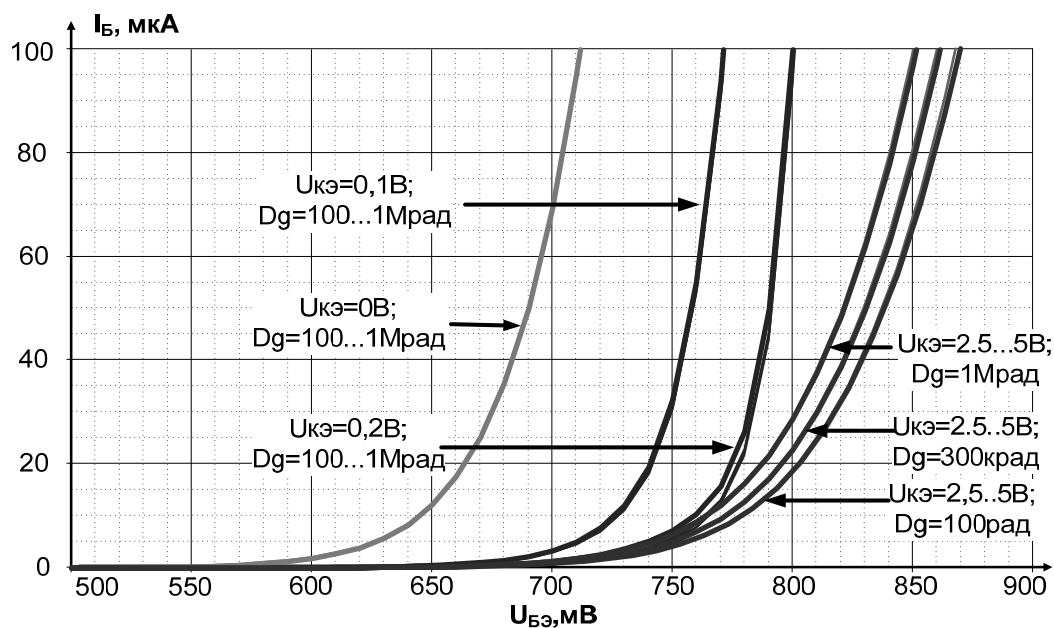


Рис. 1.7. Входные ВАХ n-p-n транзистора с учетом влияния поглощенной дозы радиации D_g

Детальное исследование изменений параметров активных компонентов показывает, что большей стабильностью характеризуются биполярные n-p-n и полевые p-JFet (PADJFet)

транзисторы, а наименьшей – биполярные $p-n-p$ транзисторы. Изменение номиналов резистивных элементов на кристалле составляет $\sim 1,5\%$.

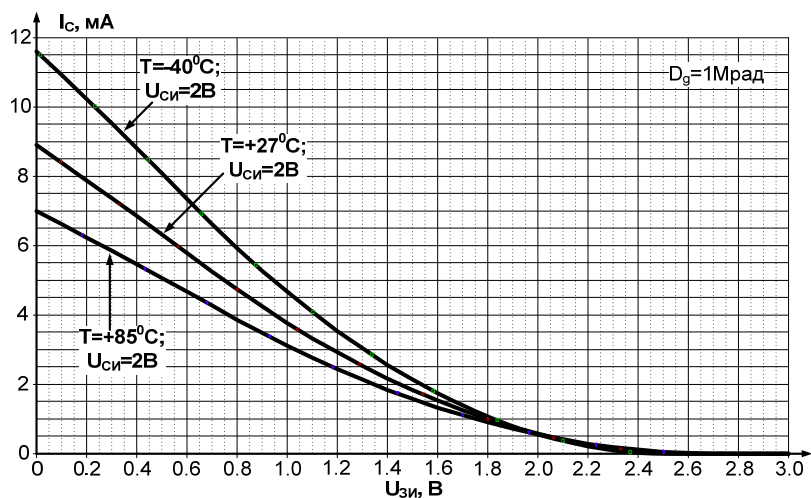


Рис. 1.8. Стоко-затворные ВАХ PADJFet транзистора при одновременном воздействии T и D_g

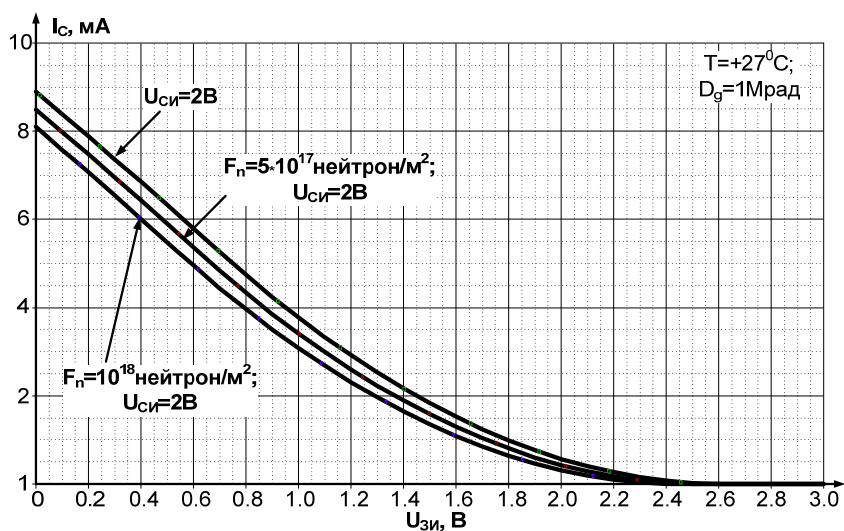


Рис. 1.9. Семейство сток-затворных ВАХ PADJFet транзистора при воздействии D_g и F_n

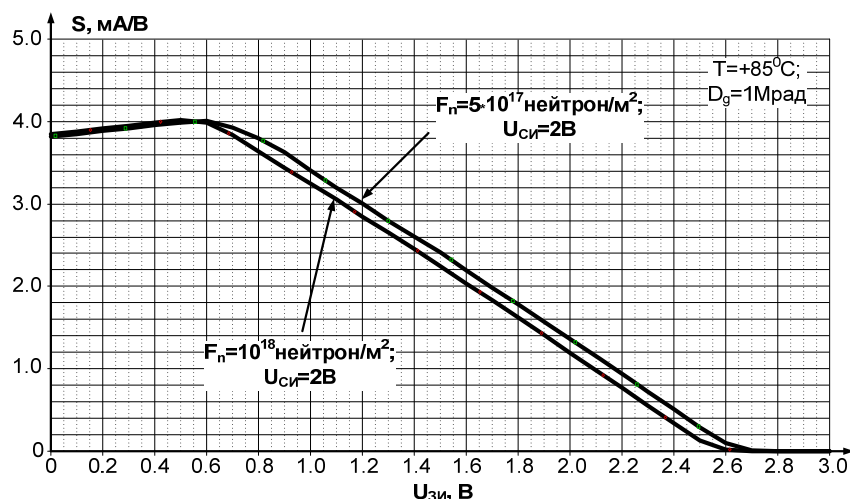


Рис. 1.10. Зависимость крутизны S от напряжения $U_{зи}$ PADJFet транзистора при воздействии T , D_g и F_n

1.2. Архитектуры активных RC-фильтров на основе усилителей тока

Создание современных систем на кристалле (СнК) для систем связи и радиотехнических комплексов неразрывно связано с разработкой аналоговых и аналогово-цифровых ИР-блоков, обеспечивающих достаточно точную обработку сигналов ВЧ- и СВЧ-диапазонов. Одним из базовых узлов этих блоков являются частотные фильтры, являющиеся параметрически высокочувствительными. Как правило, уменьшение этой параметрической чувствительности связано с необходимостью создания достаточно сложных активных элементов, потребляющих большую мощность. Именно энергетические проблемы прецизионных фильтров уменьшают достижимый уровень интеграции СнК и область из практического использования.

Как правило, частотный фильтр разрабатывается под конкретную задачу с учётом тех параметрических и структурных ограничений, которые определяются конкретной технологией. В указанном диапазоне частот в качестве активных элементов, компенсирующих потери в частотоподающих RC-цепях, достаточно часто используются трансимпедансные усилители или преобразователи напряжение-ток [25, 26]. Однако потенциально достижимые частоты единичного усилителя этих элементов уступают усилителям тока, что в конечном итоге и ограничивает реализуемое схемой произведение добротности (Q) и частоты полюса (f_p) при существующих ограничениях на потребляемую мощность. Именно поэтому потенциальные свойства фильтра на базе усилителей тока имеют практическую перспективу и требуют дополнительного теоретического исследования. По крайней мере, предельные теоретические оценки ещё не получены и практические рекомендации не сформулированы.

1.2.1. Свойства высокочастотных звеньев

1.2.1.1. Постановка задачи

Как правило, для повышения стабильности частотных характеристик фильтров высокого порядка используются дополнительные межзвенные связи, обеспечивающие минимизацию чувствительности в диапазоне рабочих частот к нестабильности пассивных RC-элементов [27, 28]. В ВЧ- и СВЧ-диапазонах этот схемотехнический приём практически не используется в силу высоких и, как правило, не достижимых требований к паразитным фазовым сдвигам используемых активных элементов. В этом отношении каскадирование секции (звеньев) второго порядка остаётся главным направлением реализации необходимых полюсов и нулей желаемой передаточной функции [29, 30]. Именно поэтому повышение стабильности их параметров и уменьшение (минимизация) соответствующих параметрических чувствительностей является главным направлением решения общей задачи. Кроме этого, достижимые в рамках современных технологий точности реализации сопротивлений и ёмкостей частото задающих элементов недостаточны для обеспечения допустимых погрешностей реализации полюсов передаточных функций основных типов частотных фильтров.

С учётом отмеченного представляется необходимым решение ряда взаимосвязанных задач схемотехнического характера, направленных на повышение точности реализации основных параметров звеньев второго порядка области высоких и сверхвысоких частот.

Во-первых, с учётом доминирующего характера влияния погрешности реализации частоты полюса (δf_p) на частотные характеристики высокодобротных звеньев, необходимо создание структур с минимальной параметрической чувствительностью к нестабильности активных элементов и компонентов, и в первую очередь усилителей тока [31]. Во-вторых, с точки зрения расширения диапазона рабочих частот необходимы аналогичные структуры с максимально эффективным использованием ресурса этих усилителей (компонентные и энергетические затраты на производство добротности и частоты полюса) [32]. При этом возможным и допустимым компромиссом является равенство вкладов нестабильности затухания ($\delta d_p = -\delta Q$) и частоты полюса – $\delta f_p Q \approx \delta Q$. С точки зрения решения общей задачи это создаёт достаточные предпосылки для уменьшения энергопотребления или обеспечивает структурные степени свободы, направленные на увеличение диапазона рабочих частот. Наконец, и это с технологической точки зрения самое главное, существующие структурные и, следовательно, параметрические степени свободы можно использовать для коррекции (настройки) параметров полюса (f_p , Q) режимно-задающими и поэтому низкочастотными цепями. Указанное свойство таких схемотехнических решений позволяет не только интегрировать ИР-блоки и СнК, но и в процессе их эксплуатации осуществлять температурную и временную

коррекцию многочисленных трактов преобразования через программируемые ядра системы и простейшие цифро-аналоговые преобразователи.

1.2.1.2. Обобщенная структурная схема звена второго порядка

В общем случае базисная структура звена второго порядка (рис. 1.11) состоит из трёх автономных узлов – активного элемента (АЭ) с коэффициентом передачи K , частото-зависимой $\gamma(p)$ и частото-независимой β цепей.

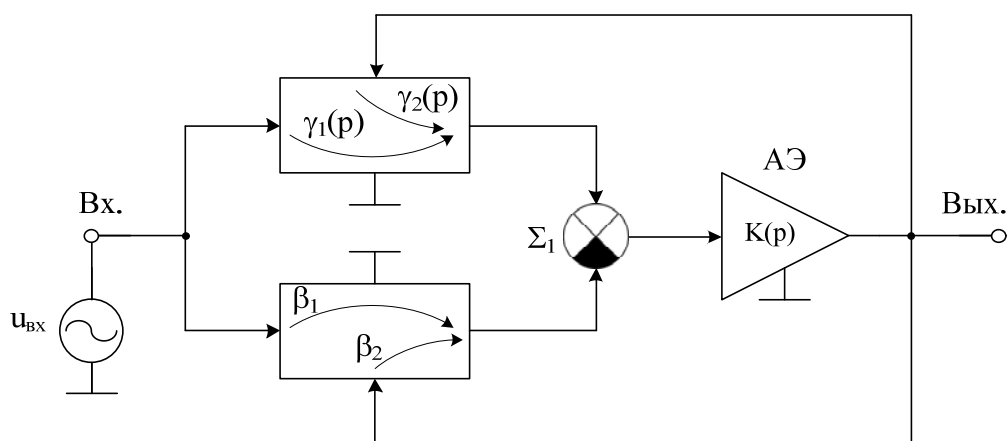


Рис. 1.11. Базисная структура секции второго порядка (П5042)

Именно поэтому её передаточная функция:

$$F(p) = \frac{K(p)[\gamma_1(p) - \beta_1]}{1 - K(p)[\gamma_2(p) - \beta_2]}, \quad (1.2)$$

где $\left(K(p) = \frac{K}{1 + p\tau_a} \right)$ – передаточная функция активного элемента.

Это позволяет реализовать любой тип фильтра, амплитудного или фазового корректора. В общем случае для звена второго порядка

$$\gamma_1(p) = \frac{N(p)}{p^2 + pD_p\omega_{pc} + \omega_{pc}^2}, \quad (1.3)$$

$$\gamma_2(p) = \gamma_0 \frac{a_2 p^2 + a_1 p N D_0 \omega_{pc} + a_0 \omega_{pc}^2}{p^2 + pD_p\omega_{pc} + \omega_{pc}^2}, \quad (1.4)$$

где D_0, D_p – затухания нуля и полюса частото-зависимой цепи; ω_{pc} – частота её полюса; γ_n – масштабный коэффициент передачи; a_i – бинарные (0,1) коэффициенты; $N(p)$ – полином, определяющий тип реализуемого звена второго порядка.

Из (1.2) – (1.4) следует, что для функции общего вида

$$F(p) = \frac{A(p)}{p^2 + pd_p\omega_p + \omega_p^2} \quad (1.5)$$

Частота ω_p и затухание d_p полюса для идеализированной схемы ($\tau_a = 0$)

$$\omega_{(p)} = \omega_{pc} \sqrt{\frac{1 + \beta_2 K - K\gamma_0 a_0}{1 + \beta_2 K - K\gamma_0 a_2}}, \quad (1.6)$$

$$d_p = \frac{D_p(1 + \beta_2 K) - K\gamma_0 D_0 a_1}{\sqrt{(1 + K\beta_2 - K\gamma_0 a_2)(1 + K\beta_2 - K\gamma_0 a_0)}}. \quad (1.7)$$

Соотношения (1.6) и (1.7) определяют структуру влияния параметров пассивных частотно-зависимых ($D_0, D_p, \omega_{pc}, \gamma_0$), частотно-независимых (β_2) цепей и активных (K) элементов и позволяют сделать следующие практические выводы. Во-первых, для исключения влияния наиболее нестабильного параметра схемы K на частоту полюса ω_p необходимо использовать симметричные частото задающие цепи ($a_2 = a_0$), когда $\omega_p = \omega_{pc}$ и влияние активного элемента направлено на увеличение добротности $Q = 1/d_p$. Во-вторых, в случае использования неинвертирующего усилителя или преобразователя ($K > 0$) значение d_p (1.7) минимизируется при $a_0 = a_2 = 0, a_1 = 1$:

$$d_p = D_p - \gamma_0 D_0 \frac{K}{1 + K\beta_2}, \quad (1.8)$$

а при применении инвертирующего активного элемента ($K < 0$) эта минимизация возможна, когда $a_0 = a_1 = a_2 = 1, \beta_2 = 0$:

$$d_p = D_0 \frac{K\gamma_0}{1 + K\gamma_0} + \frac{D_p}{1 + K\gamma_0}. \quad (1.9)$$

Таким образом, в первом случае ($K > 0$) в контуре обратной связи активного элемента (усилителя и преобразователя) необходимо использовать частото задающую цепь полосно-пропускающего типа, а во втором случае ($K < 0$) – заграждающего типа. В этих случаях всегда частота полюса схемы будет определяться частотой полюса пассивной цепи, а действие активного элемента будет направлено на увеличение реализуемой добротности Q .

Для пассивных RC-цепей второго порядка [10] полосно-пропускающего типа характерно условие $D_0\gamma_0 = D_p - D_0$, поэтому при $\beta_2 = 0$

$$d_p = D_p(1 - K) + D_0K. \quad (1.10)$$

Следовательно, выбором соотношений пассивных элементов этих цепей (например, T-мостов) и структуры АЭ с коэффициентом передачи K можно обеспечить реализацию как

ω_p , так и d_p с низкой параметрической чувствительностью. Как видно из (1.9), реализация этого условия для инвертирующих усилителей связана с предельным ($K \rightarrow \infty$) увеличением его коэффициента усиления.

Как видно из (1.2), (1.3), выполнение сформулированных условий требует от пассивных частотоподающих цепей реализации дополнительного условия воспроизводства в цепи прямой передачи ($\gamma_1(p)$) требуемого вида частотных характеристик.

Если учесть влияние постоянной времени неинвертирующих активных элементов (τ_a) на параметры полюсов передаточной функции базисной структуры, то при условии их низких допустимых относительных изменений ($\delta\omega_p, \delta d_p$) получим:

$$\delta\omega_p \approx \delta d_p \approx -\frac{1}{2} \frac{\omega_p}{B_S} D_p \frac{K}{1 + \beta_2 K}, \quad (1.11)$$

где $B_S = K / \tau_a$ – площадь усиления активного элемента K базисной структуры.

При этом параметрические чувствительности

$$S_{B_S}^{\omega_p} = S_{B_S}^{d_p} = \frac{1}{2} \frac{\omega_p}{B_S} D_p \frac{K}{1 + \beta_2 K} \quad (1.12)$$

определяются численными значениями B_S и затухания полюса D_p пассивной цепи и не могут минимизироваться глубиной частотонезависимой обратной связи ($0 \leq \beta \leq 1$).

С указанных позиций важнейшим показателем качества пассивных частотоподающих цепей является их затухание D_p , уменьшение которого благоприятно сказывается на диапазоне рабочих частот и реализуемой добротности. Для RC -цепей второго порядка [29] $D_{p\min} = 3$, при этом $D_0 = 2$, а при условии минимизации D_0 (1.14) $D_p = 2Q$ и, следовательно, влияние B_S на параметры полюсов увеличивается. Для уменьшения D_p в RC -цепь можно ввести дополнительный повторитель k (рис. 1.12), что позволяет, в частности, реализовать в схемах дополнительные полезные структурные и параметрические степени свободы. Однако, как будет показано ниже, расширение диапазона рабочих частот оказывается несущественным, поэтому в ряде случаев приходится использовать RLC -цепи, у которых $D_p < 1$.

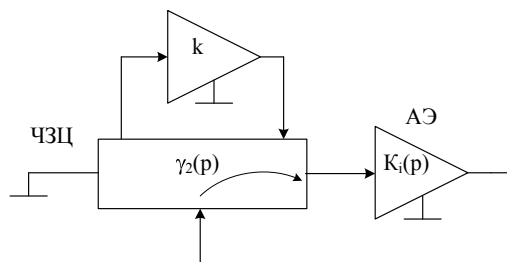


Рис. 1.12. Особенность формирования полюсов СВЧ-звена

1.2.1.3. *Функционально-топологические правила
структурного синтеза принципиальных схем*

Полученные выше результаты системных исследований базисной структуры позволяют не только сформулировать функционально-топологические правила построения принципиальных схем звеньев второго порядка (соотношения (1.3), (1.4) – (1.10)), но и конкретизировать их структуры с разделёнными частотозависимыми цепями (рис. 1.12).

В основе топологических правил лежит сопоставление полиномов $N(p)$ и $A(p)$, а также результаты минимизации затухания полюса (1.7) для двух базовых активных элементов – инвертирующие ($K>0$) и неинвертирующие ($K<0$) усилители и преобразователи. Так, для неинвертирующих усилителей максимизация эффективности использования их ресурса требует применения в контуре обратной связи частотозависимой цепи полосно-пропускающего типа ($a_2=a_0=0, a_1=1$). При этом цепь прямой передачи звена ($\gamma_1(p)$) должна воспроизводить требуемый от схемы вид амплитудно- и фазочастотной характеристик. Этот вывод позволяет сформулировать первое правило построения принципиальных схем.

Второе правило соответствует случаю инвертирующих усилителей ($K<0$). Здесь требования к цепи прямой передачи $\gamma_1(p)$ сохраняются, а в контуре обратной связи активного элемента должна использоваться цепь заграждающего типа ($a_2=a_0=a_1=1$). Типовые правила построения принципиальных схем звеньев второго порядка в ВЧ- и СВЧ-диапазонах приведены в табл. 1.1 и 1.2.

Таблица 1.1

**Функционально-топологические правила построения звеньев
второго порядка на базе неинвертирующего усилителя**

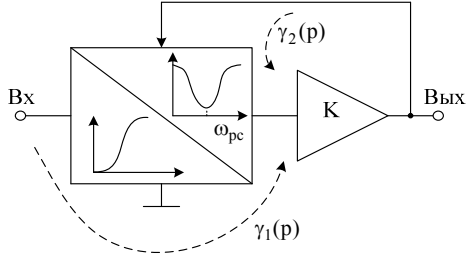
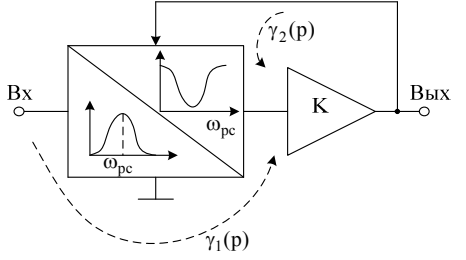
Тип звена	Структура звена	Правило построения	Параметры звена
1	2	3	4
Фильтр нижних частот (ФНЧ)		Подключение источника входного сигнала к входу цепи, реализующей функцию ФНЧ. Подключение выхода усилителя К к дополнительному входу цепи, реализующего функцию полюсового звена	$\omega_p = \omega_{pc}$ $d_p = 1/Q = D_p - \gamma_0 D_0 K$ $S_{B_s}^{\omega_p} = S_{B_s}^{dp} = \frac{\omega_p}{2B_s} D_p K$

1	2	3	4
Фильтр верхних частот (ФВЧ)		Подключение источника сигнала к входу цепи, реализующего функцию ФВЧ. Подключение выхода усилителя К к дополнительному входу цепи, реализующего функцию полосового типа	$\omega_p = \omega_{pc}$ $d_p = 1/Q = D_p - \gamma_0 D_0 K$ $S_{B_s}^{\omega_p} = S_{B_s}^{dp} = \frac{\omega_p}{2B_s} D_p K$
Полосовой фильтр (ПФ)		Подключение источника сигнала к входу цепи, реализующего функцию ПФ. Подключение выхода усилителя К к дополнительному входу цепи, реализующего функцию полосового типа	$\omega_p = \omega_{pc}$ $d_p = 1/Q = D_p - \gamma_0 D_0 K$ $S_{B_s}^{\omega_p} = S_{B_s}^{dp} = \frac{\omega_p}{2B_s} D_p K$

Таблица 1.2

Функционально-топологические правила построения звеньев второго порядка на базе инвертирующего усилителя

Тип звена	Структура звена	Правило построения	Параметры звена
1	2	3	4
Фильтр нижних частот (ФНЧ)		Подключение источника входного сигнала к входу цепи, реализующего функцию ФНЧ. Подключение выхода усилителя К к дополнительному входу цепи, реализующего функцию заграждающего типа	$\omega_p = \omega_{pc}$ $d_p = \frac{D_p + D_0 K \gamma_0}{1 + K \gamma_0}$ $S_{B_s}^{\omega_p} = S_{B_s}^{dp} = \frac{\omega_p}{2B_s} D_p$

1	2	3	4
<p>Фильтр верхних частот (ФВЧ)</p>		<p>Подключение источника входного сигнала к входу цепи, реализующего функцию ФВЧ. Подключение выхода усилителя К к дополнительному входу цепи, реализующего функцию заграждающего типа</p>	$\omega_p = \omega_{pc}$ $d_p = \frac{D_p + D_0 K \gamma_0}{1 + K \gamma_0}$ $S_{B_s}^{\omega_p} = S_{B_s}^{dp} = \frac{\omega_p}{2B_s} D_p$
<p>Полосовой фильтр (ПФ)</p>		<p>Подключение источника входного сигнала к входу цепи, реализующего функцию ПФ. Подключение выхода усилителя К к дополнительному входу цепи, реализующего функцию заграждающего типа</p>	$\omega_p = \omega_{pc}$ $d_p = \frac{D_p + D_0 K \gamma_0}{1 + K \gamma_0}$ $S_{B_s}^{\omega_p} = S_{B_s}^{dp} = \frac{\omega_p}{2B_s} D_p$

При этом в качестве активных элементов можно иногда использовать не только усилители тока ($K=K_i$), но и преобразователи напряжение-ток, характеризуемые крутизной S ($K=S$).

Здесь необходимо отметить вариант реализации схем на основе повторителя тока ($K_i=1$). Как видно из соотношения (1.8)

$$d_p = D_p - \gamma_0 D_0. \tag{1.13}$$

Поэтому для симметричных и канонических RC -цепей [10]

$$d_p = D_0 \tag{1.14}$$

реализуются параметрически низкочувствительные схемы, а численное значение $Q=1/d_p$ определяется отношением параметров однотипных элементов (резисторов или конденсаторов). Эти схемы образуют специальный класс избирательных усилителей, рассмотренных в разделе 1.2.1.4 настоящей монографии.

Как видно из соотношений (1.11), (1.12), не только диапазон рабочих частот, но и стабильность основных параметров звеньев второго порядка непосредственно определяются численным значением затухания полюса пассивной частотозадающей цепи D_p . Её уменьшение возможно за счёт использования дополнительных индуктивностей (RLC -цепей) или вве-

дения в схему дополнительных буферных повторителей k (рис. 1.13), которые образуют в контуре обратной связи разделённые частотоподающие RC-цепи.

1.2.1.4. Типовые структуры звеньев полосовых фильтров

Указанный выше принцип разделения частотоподающей RC-цепи на простейшие дифференцирующие и интегрирующие цепи первого порядка в силу уменьшения затухания их полюса согласно соотношению (1.11) способствует расширению диапазона рабочих частот звеньев второго порядка. Кроме этого, потенциально высокие частотные свойства усилителей тока (относительно большое значение площади усиления Bs) позволяют отнести такие фильтры к классу потенциально высокочувствительных. В диапазоне СВЧ современных систем связи особое место занимают элементарные потенциально высокочастотные избирательные усилители, которые простейшим каскадированием обеспечивают реализацию относительно сложных каналообразующих полосовых фильтров. Однако в этом случае при относительно небольшой добротности полюса можно использовать неразделённые RC-цепи с более высоким значением D_p .

На рис. 1.13 приведены две базовые структуры звеньев второго порядка с разделёнными RC-цепями на базе усилителей тока.

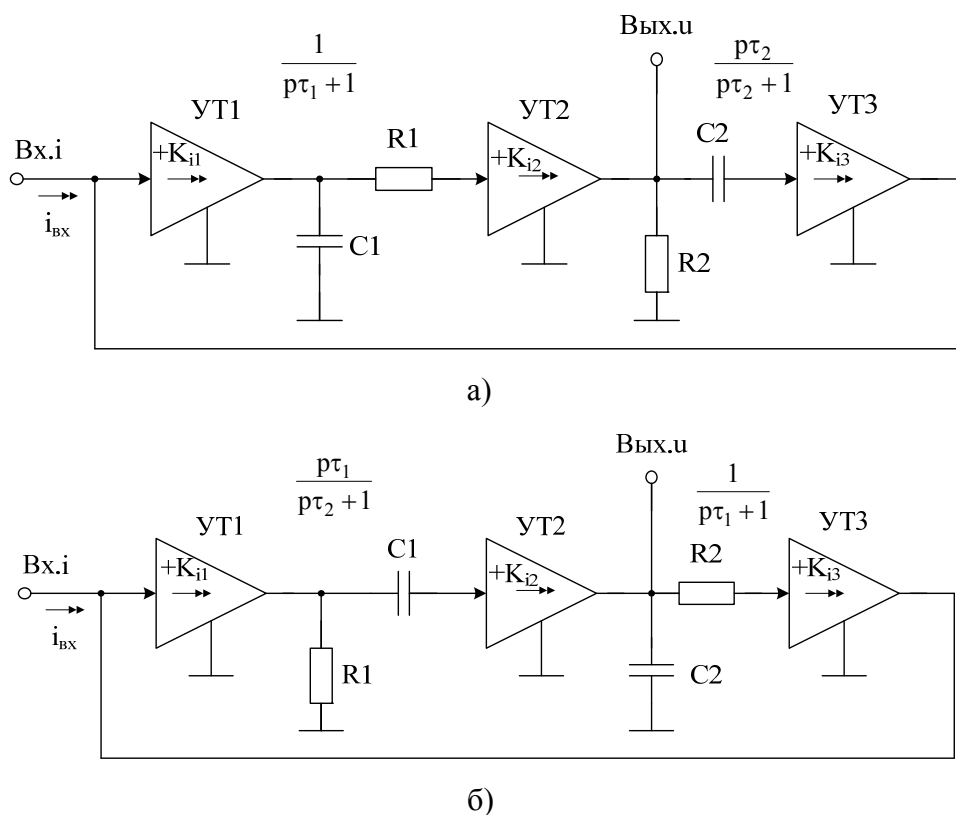


Рис. 1.13. Базовые структурные схемы избирательных усилителей с усилителями тока (а) и разделёнными RC-цепями (б)

С точки зрения практической реализации они являются дуальными и каноническими структурами с частотой полюса

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{\tau_1 \tau_2}}, \quad (1.15)$$

где $\tau_1 = R_1 C_1$, $\tau_2 = R_2 C_2$.

При этом асимптотическое затухание в структуре рис. 1.13б потенциально выше. Характерной особенностью этих структур является потенциальная возможность использования простейших биполярных усилителей тока. Действительно, их затухание полюса

$$d_p = \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} - \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} k_i, \quad (1.16)$$

$$d_p = \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} - \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} k_i, \quad (1.17)$$

где $k_i = K_{i1} K_{i2} K_{i3}$.

Схемы рис. 1.13а и 1.13б при выполнении равенства $\tau_1 = \tau_2$ обеспечивают реализацию добротности

$$Q \Big|_{\tau_1 = \tau_2} = \frac{1}{2 - k_i}, \quad (1.18)$$

которая может достигать значительных величин при использовании только одного усилителя тока (например, УТ2).

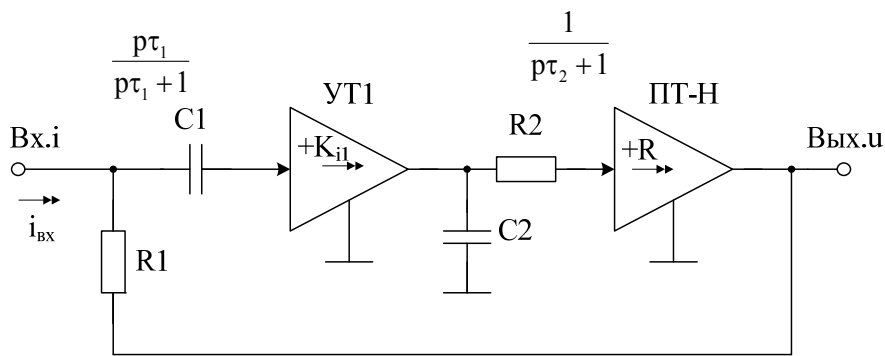
Представленные на рис. 1.14 базовые структуры ориентированы на применение как усилителей (повторителей) тока (УТ1), так и преобразователей ток-напряжение (ПТ-Н) с сопротивлением передачи R.

Это позволяет при реализации относительно больших добротностей (частота полюса определяется соотношением (1.15)) при обеспечении потенциального выхода эффективно использовать повторители тока. Действительно, для схемы рис. 1.14а затухание полюса и добротность

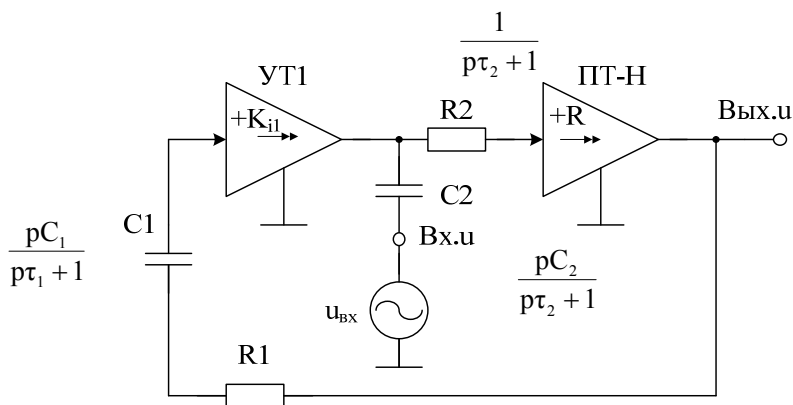
$$d_p = \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} - \frac{C_1 R K_{i1}}{\sqrt{\tau_1 \tau_2}} = \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} - \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \frac{R}{R_1} K_i, \quad (1.19)$$

и

$$Q^{-1} = d_p = \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} - \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \frac{R}{R_1} K_i. \quad (1.20)$$



а)



б)

Рис. 1.14. Базовые структурные схемы избирательных усилителей с усилителями тока (а) и преобразователями ток-напряжение в случае разделённых RC-цепей (б)

Схема рис. 1.14б при выполнении аналогичного условия ($\tau_1 = \tau_2$) обеспечивает добротность, которая может достигать любого значения автономным выбором отношения R/R_1

$$Q \Big|_{\tau_1 = \tau_2} = \frac{1}{2 - \frac{R}{R_1} K_i}. \quad (1.21)$$

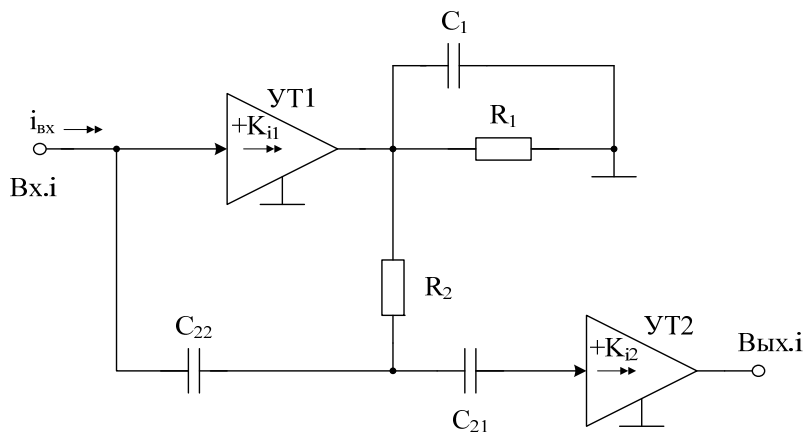
Как отмечалось выше, при реализации относительно небольших добротностей можно использовать неразделённую RC-цепь, имеющую большое затухание полюса D_p . Базовые структуры различных вариантов реализации избирательных усилителей, следующие из общих правил табл. 1.1, приведены на рис. 1.15.

При этом использование выходных усилителей (повторителей) тока УТ2 требует применения в структуре RC цепи дополнительных ёмкостных (рис. 1.15а) и 1.15б) или резистив-

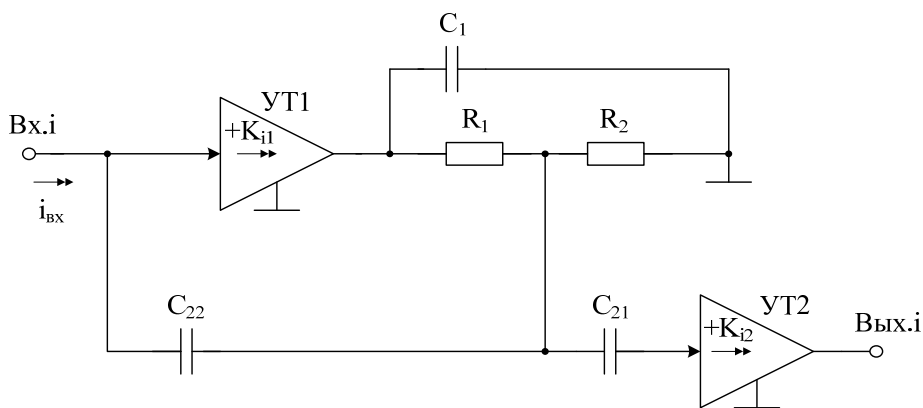
ных (рис. 1.15в) делителей. Именно поэтому коэффициент передачи γ_0 RC-цепи уменьшается, так как он учитывает сомножители

$$\alpha = \frac{C_{22}}{C_{22} + C_{21}} \quad \text{или} \quad \alpha = \frac{R_{22}}{R_{22} + R_{21}}. \quad (1.22)$$

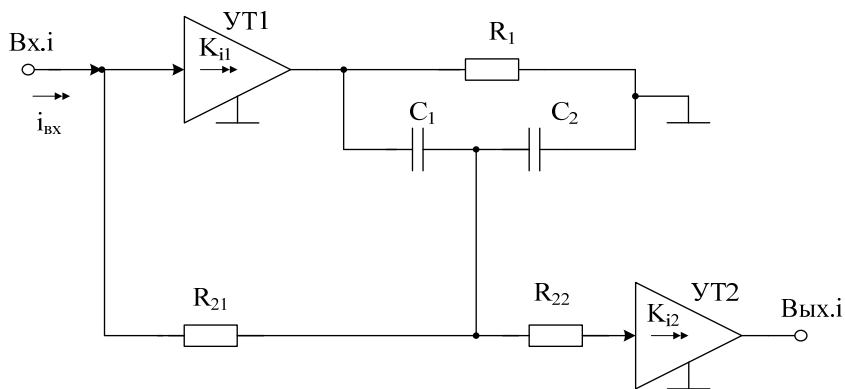
Как видно из соотношения (1.8), это требует определённого увеличения коэффициента усиления K_i по петле обратной связи. Для устранения указанной особенности, как это показано на рис. 1.15г, можно использовать в усилителе тока УТ1 дополнительный канал K_{i1} , обеспечивающий, в частности, масштабирование выходного напряжения посредством резистора R_3 .



а)



б)



в)

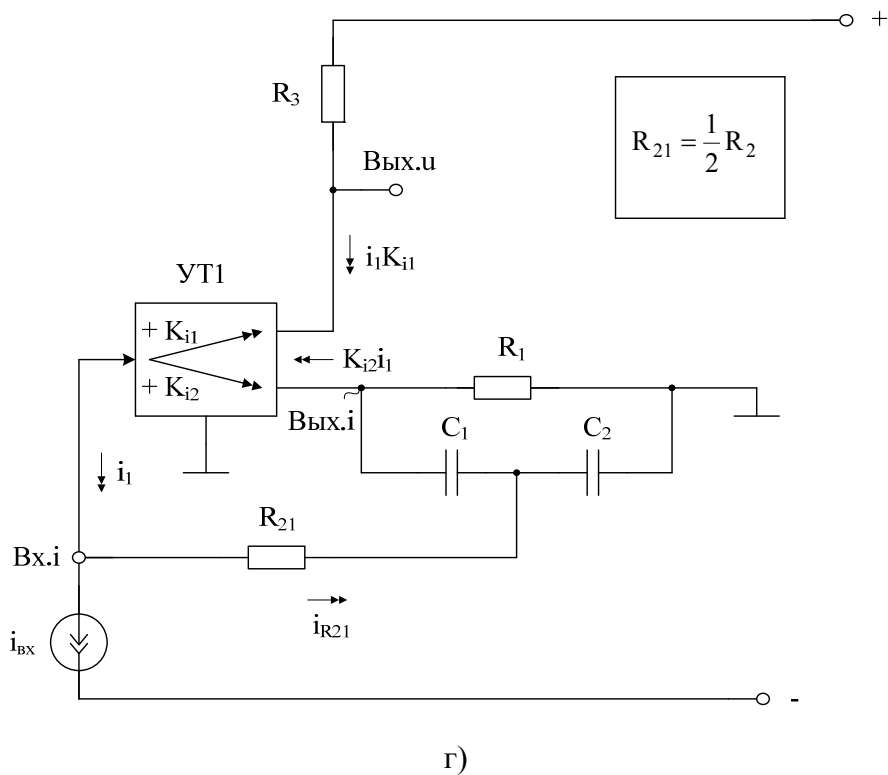


Рис. 1.15. Базовые структурные схемы избирательных усилителей на базе усилителей тока и неразделённых RC-цепей

1.3. Схемотехника радиационно-стойких избирательных усилителей (ИУ) на *n-p-n* транзисторах техпроцессов SGB25RH, SGB25VD, SGBS13 и АБМК_1_5

1.3.1. Применение неинвертирующих повторителей переменного тока в ИУ

Кремний-германиевая (SiGe) биполярная комплементарная металл-оксид-полупроводник (БиКМОП) технология [8] представляет интерес как для применения в космических условиях, так и для экспериментов в физике высоких энергий из-за подтвержденного высокого уровня устойчивости к радиации [9, 11, 12]. Как описано в [12], SiGe-технологии обладают рядом уникальных свойств, что делает их пригодными для экстремальных условий. Реализованные на кремнии КМОП технологическая последовательность обеспечивает высокопроизводительные решения для радиочастотных монолитных интегральных схем (РЧ-МИС), цифровых и смешанных применений – специализированных интегральных схем (ASIC).

В этой связи достаточно актуальной представляется разработка схемотехники избирательных усилителей, адаптированных на ограничения радиационно-стойких SiGe-технологических процессов.

На рис. 1.16 представлена первая модификация схема предлагаемого SiGe ИУ, не содержащего *p-n-p* транзисторы.

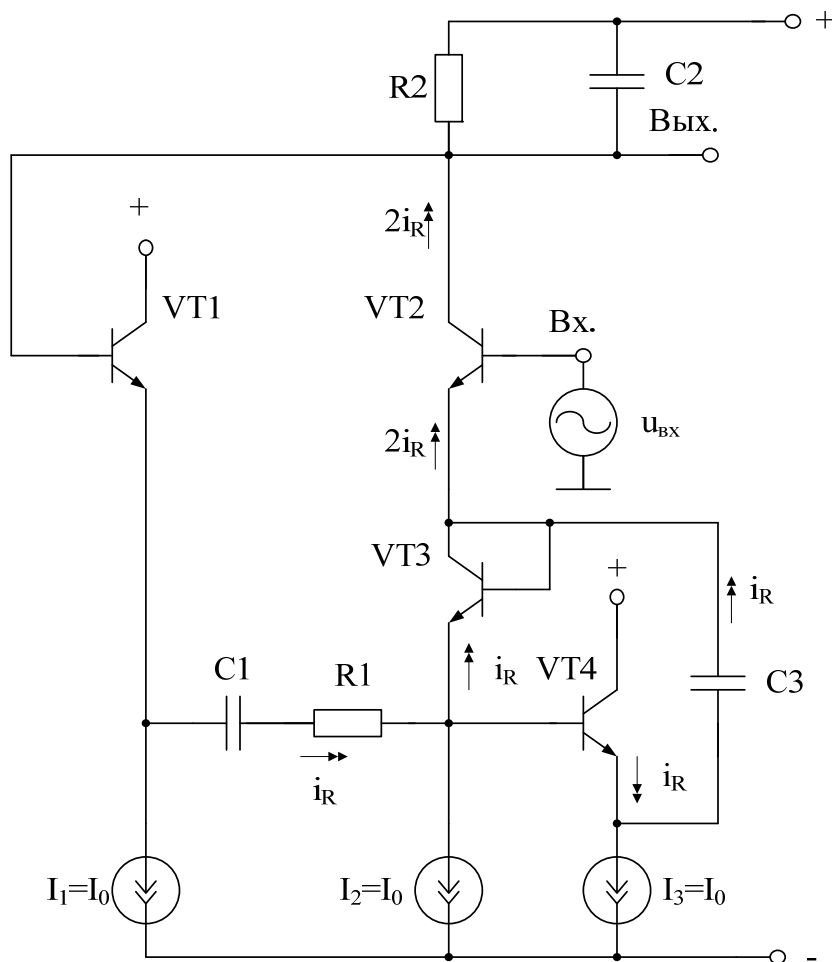


Рис. 1.16. Схема предлагаемого избирательного усилителя [33]

Его задача состоит в получении высокой добротности при низкой параметрической чувствительности АЧХ усилителя и его коэффициента усиления по напряжению на частоте квазирезонанса f_0 . Это позволяет в ряде случаев уменьшить общее энергопотребление и реализовать высококачественное избирательное устройство СВЧ диапазона с $f_0=1\div 5$ ГГц. Основой схемотехники данного ИУ является повторитель переменного тока на транзисторах VT3, VT4 и конденсаторе C3 [33].

Причем

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\tau_1\tau_2}}, \quad (1.23)$$

$$\tau_1 \approx C_1(R_1 + h_{11.1} + 2h_{11.2}), \quad (1.24)$$

$$\tau_2 = R_2C_2, \quad (1.25)$$

$$K_0 \approx Q \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \frac{R_2 K_{i\Sigma}}{R_1 + h_{11.1} + 2h_{11.2}}, \quad (1.26)$$

$$Q_0 \approx \frac{1}{\sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2} \left[1 - \frac{R_2 K_{i\Sigma}}{R_1 + h_{11.1} + 2h_{11.2}} \right]} + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}}}, \quad (1.27)$$

где C_1, C_2 – емкости конденсаторов $C1$ и $C2$; $h_{11.i} \approx \frac{\Phi_m}{I_s}$ – входное сопротивление i -го транзистора в схеме с общей базой; $\Phi_T \approx 25$ мВ – температурный потенциал; I_{si} – статический ток эмиттера i -го транзистора; $\alpha_i < 1$ - коэффициент усиления по току эмиттера i -го транзистора; здесь коэффициент усиления схемы по току i_R определяется соотношением:

$$K_{i\Sigma} \approx 2\alpha_2 \quad (1.28)$$

Если выбрать $\tau_1 = \tau_2$, $R_2 = R_1 + h_{11.1} + 2h_{11.2}$, то уравнения для Q (1.28) и K_0 (1.27) существенно упрощаются

$$Q \approx \frac{1}{2 - 2\alpha_2}, \quad (1.29)$$

$$K_0 \approx \frac{K_{i\Sigma}}{2 - K_{i\Sigma}} = K_{i\Sigma} Q. \quad (1.30)$$

Это позволяет за счет целенаправленного выбора параметров элементов получить заданные значения Q (1.30) и K_0 (1.31). Данные теоретические выводы подтверждают графики рис. 1.18, 1.19.

На рис. 1.17 приведена схема этого избирательного усилителя в среде Cadence на моделях SiGe интегральных транзисторов.

Логарифмические амплитудно- и фазочастотные характеристики коэффициента усиления по напряжению в укрупненном масштабе приведены на рис. 1.18, а на рис. 1.19 – логарифмическая амплитудно-частотная характеристика коэффициента усиления по напряжению в мелком масштабе.

Таким образом, предлагаемое схемотехническое решение ИУ характеризуется высокими значениями коэффициента усиления K_0 на частоте квазирезонанса f_0 и повышенными величинами добротности Q , характеризующей его избирательные свойства при реализации на основе радиационно-стойкого SiGe-техпроцесса.

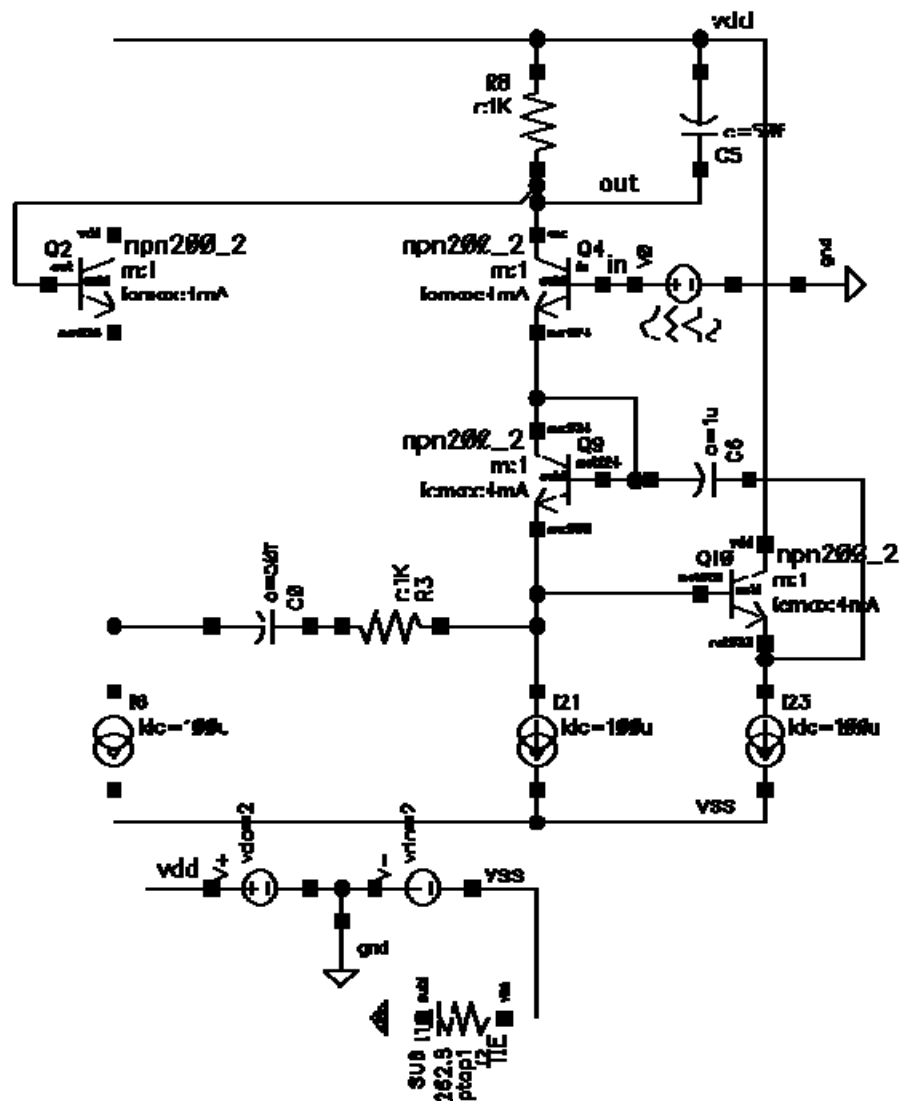


Рис. 1.17. Схема предлагаемого ИУ в среде Cadence

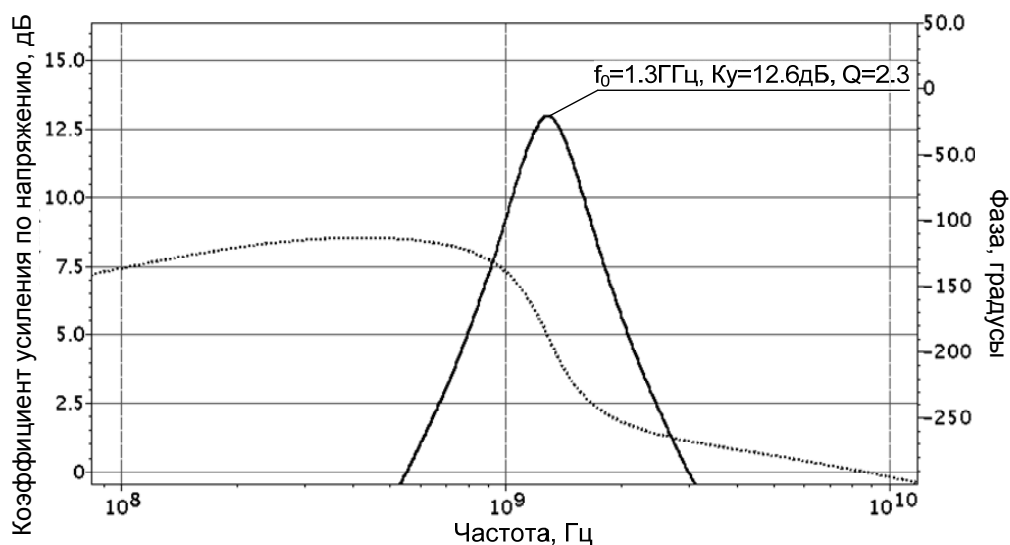


Рис. 1.18. Логарифмические амплитудно- и фазочастотные характеристики коэффициента усиления по напряжению в укрупненном масштабе

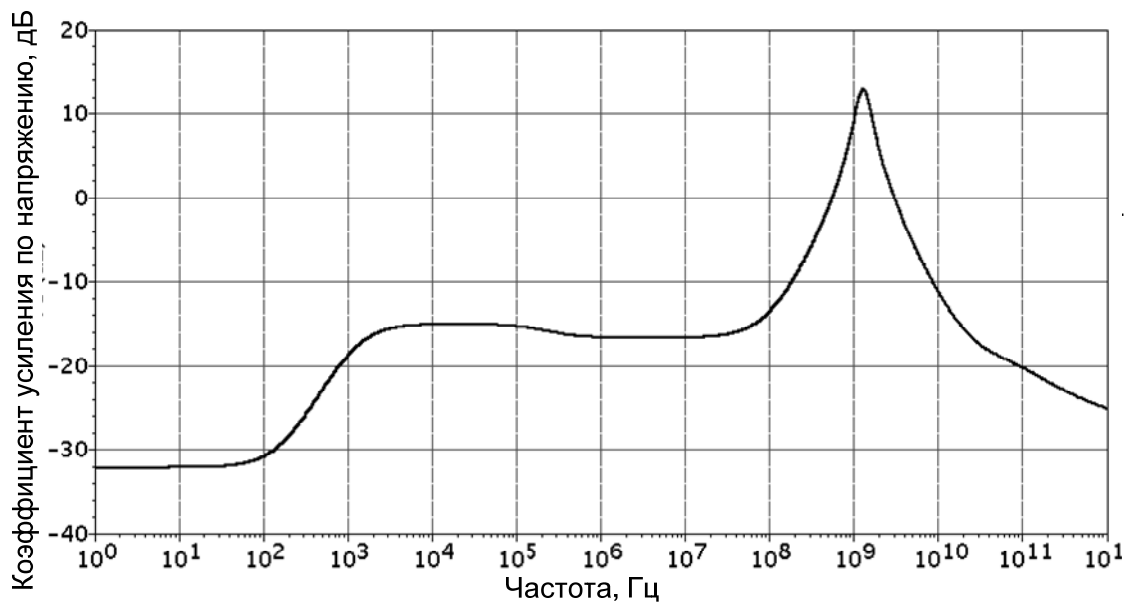


Рис. 1.19. Логарифмические амплитудно-частотная характеристика

На рис. 1.20 представлена вторая модификация предлагаемого радиационно-стойкого ИУ на основе повторителей переменного тока [34].

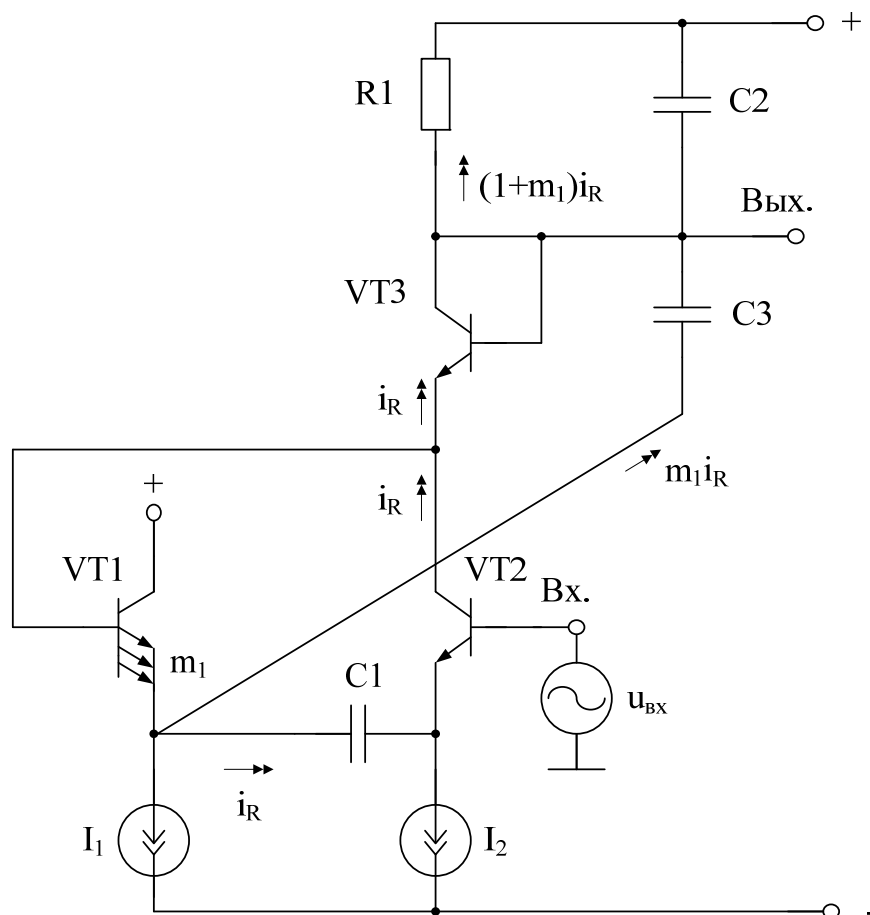


Рис. 1.20. Предлагаемая схема радиационно-стойкого ИУ [34]

На рис. 1.21 приведена третья модификация предлагаемой схемы, в которой последовательно с частотоподающим конденсатором $C1$ включен частотоподающий резистор $R1$. Кроме этого, входной транзистор $VT1$ имеет площадь эмиттерного перехода в m_1 – раз больше, чем площадь эмиттерного перехода прямого $p-n$ перехода, реализуемого на транзисторе $VT3$. Емкость конденсатора $C3$ выбирается такой, чтобы в рабочем диапазоне частот ИУ он не оказывал существенного влияния на работу схемы.

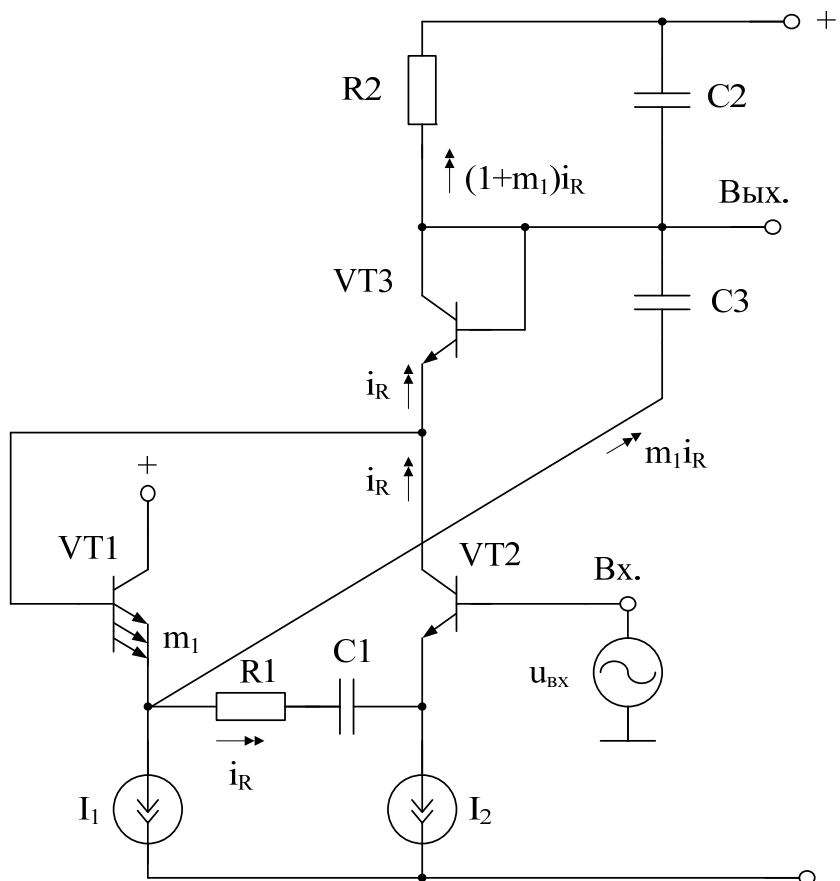


Рис. 1.21. Модифицированная схема ИУ

Комплексный коэффициент передачи по напряжению $K_y(jf)$ избирательного усилителя рис. 1.21 определяется соотношением, которое можно получить с помощью известных методов анализа электронных схем

$$K_y(jf) = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} = -K_0 \frac{jf \frac{f_0}{Q}}{f_0^2 - f^2 + jf \frac{f_0}{Q}}, \quad (1.31)$$

где f – частота сигнала; Q – добротность АЧХ избирательного усилителя; K_0 – коэффициент усиления ИУ на частоте квазирезонанса; f_0, f_0 – частота квазирезонанса.

Причем

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\tau_1\tau_2}}, \quad (1.32)$$

$$\tau_1 = C_1(R_1 + h_{11.1} + h_{11.2}), \quad (1.33)$$

$$\tau_2 = R_2C_2, \quad (1.34)$$

$$K_0 \approx Q\sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \frac{R_2K_{i\Sigma}}{R_1 + h_{11.1} + h_{11.2}}, \quad (1.35)$$

$$Q_0 \approx \frac{1}{\sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \left[1 - \frac{R_2K_{i\Sigma}}{R_1 + h_{11.1} + h_{11.2}} \right] + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}}}, \quad (1.36)$$

где C_1, C_2 – емкость конденсаторов $C1$ и $C2$; $h_{11.i} \approx \frac{\varphi_m}{I_{\varphi}}$ – входное сопротивление i -го транзистора в схеме с общей базой; $\varphi_T \approx 25$ мВ – температурный потенциал; $I_{\varphi i}$ – статический ток эмиттера i -го транзистора; $\alpha_i < 1$ – коэффициент усиления по току эмиттера i -го транзистора; здесь суммарный коэффициент усиления по току определяется соотношением:

$$K_{i\Sigma} = \alpha_2(1 + m_1); \quad (1.37)$$

где m_1 – число параллельно включенных транзисторов $VT1$ (или отношение площадей эмиттерных переходов транзисторов $VT1$ и $VT3$).

Если выбрать $\tau_1 = \tau_2$, $R_2 = R_1 + h_{11.1} + h_{11.2}$, то уравнения для Q (1.36) и K_0 (1.35) существенно упрощаются

$$Q \approx \frac{1}{2 - \alpha_2(1 + m_1)}, \quad (1.38)$$

$$K_0 \approx \frac{K_{i\Sigma}}{2 - K_{i\Sigma}} = K_{i\Sigma}Q. \quad (1.39)$$

Это позволяет за счет целенаправленного выбора параметров элементов, входящих в формулу (1.38), получить заданные значения Q и K_0 (1.39).

Данные теоретические выводы подтверждают графики рис. 1.23, рис. 1.24.

На рис. 1.22 приведена схема этого усилителя в среде Cadence на моделях SiGe интегральных транзисторов.

На рис. 1.23 показаны логарифмические амплитудно- и фазочастотные характеристики коэффициента усиления по напряжению в укрупненном масштабе, а на рис. 1.24 – логарифмическая амплитудно-частотная характеристика коэффициента усиления по напряжению в более мелком масштабе.

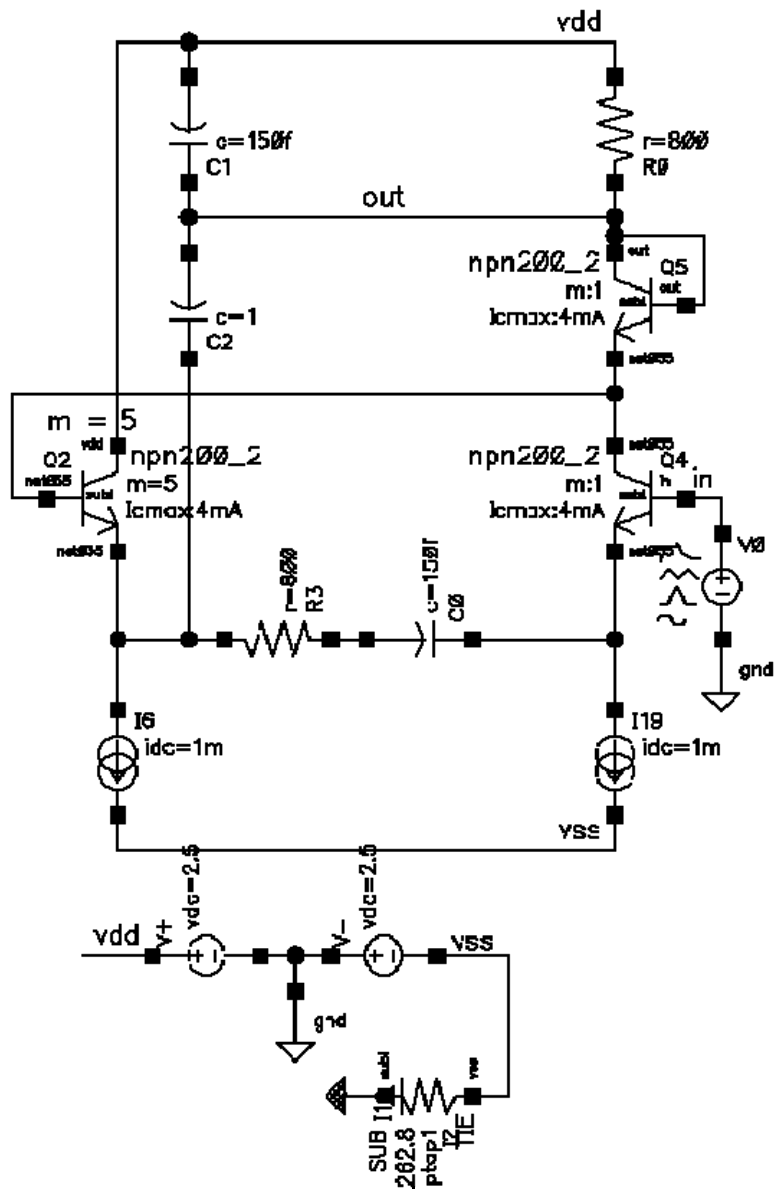


Рис. 1.22. Схема предлагаемого ИУ в среде Cadence

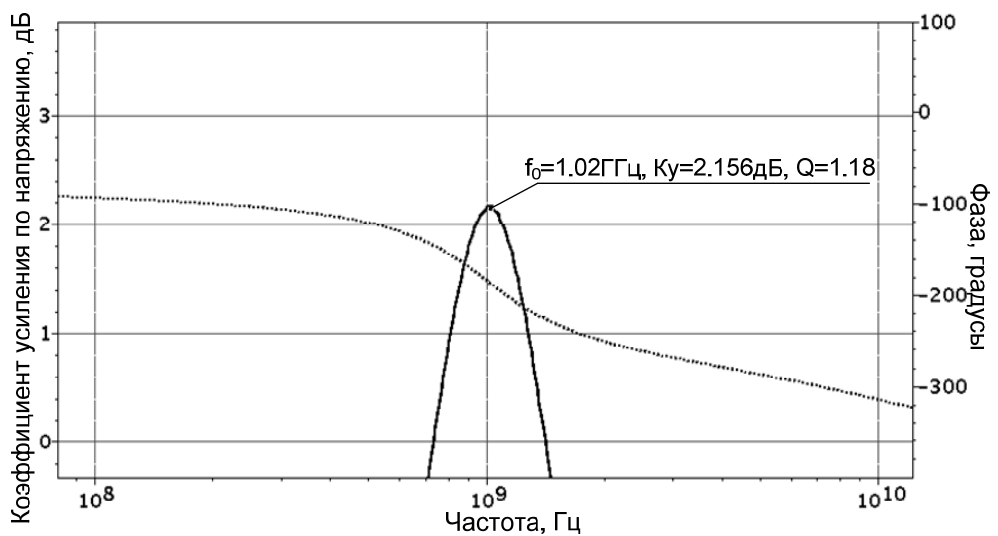


Рис. 1.23. Логарифмические амплитудно- и фазочастотные характеристики коэффициента усиления по напряжению в укрупненном масштабе

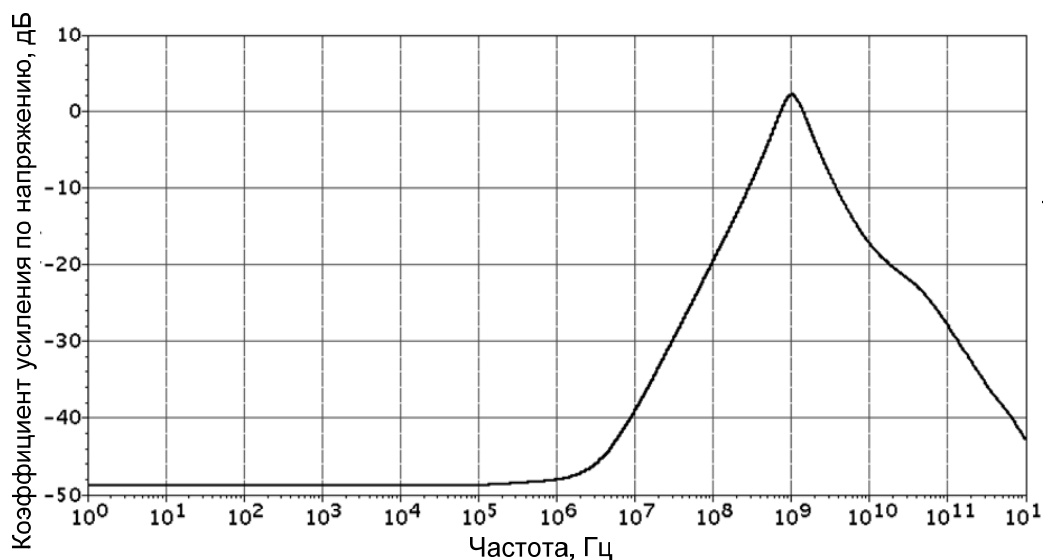


Рис. 1.24. Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика коэффициента усиления по напряжению в мелком масштабе

Таким образом, предлагаемое схемотехническое решение ИУ характеризуется повышенными величинами добротности Q , характеризующей его избирательные свойства при низкой параметрической чувствительности, и может быть реализовано на основе радиационно-стойкой SiGe-технологии.

Это позволяет в ряде случаев уменьшить общее энергопотребление и реализовать высококачественное радиационно-стойкое избирательное устройство СВЧ диапазона $f_0=1\div 5$ ГГц со слабой зависимостью параметров от накопленной дозы радиации и потока нейтронов, что обеспечивается применением SiGe-техпроцессов [8, 9, 11, 12].

1.3.2. Избирательные усилители с токовым входом

В последние годы было выполнено несколько тестов на радиационную стойкость 0,25 мкм SiGe БикМОП технологии SGB25VD, не содержащей р-п-р транзисторов [12]. Европейским координационным советом по космическим компонентам (ESCC) было принято решение о развитии отдельной радиационно-стойкой технологии SGB25RH для применения в космосе и физике высоких энергий. В этой технологии были специально разработаны радиационно-стойкие топологии и IP-блоки [12]. Поскольку SGB25V и SGB25RH используют один и тот же производственный процесс, результаты научных исследований на транзисторах SGB25V действительны для SGB25RH при условии использования стандартных компонентов. Все протестированные устройства [12] показали приемлемую производительность до уровня радиации около 10 Мрад.

На рис. 1.25 показана схема предлагаемого ИУ данного класса [35], который реализуется на основе SiGe радиационно-стойких технологий [8, 9, 11].

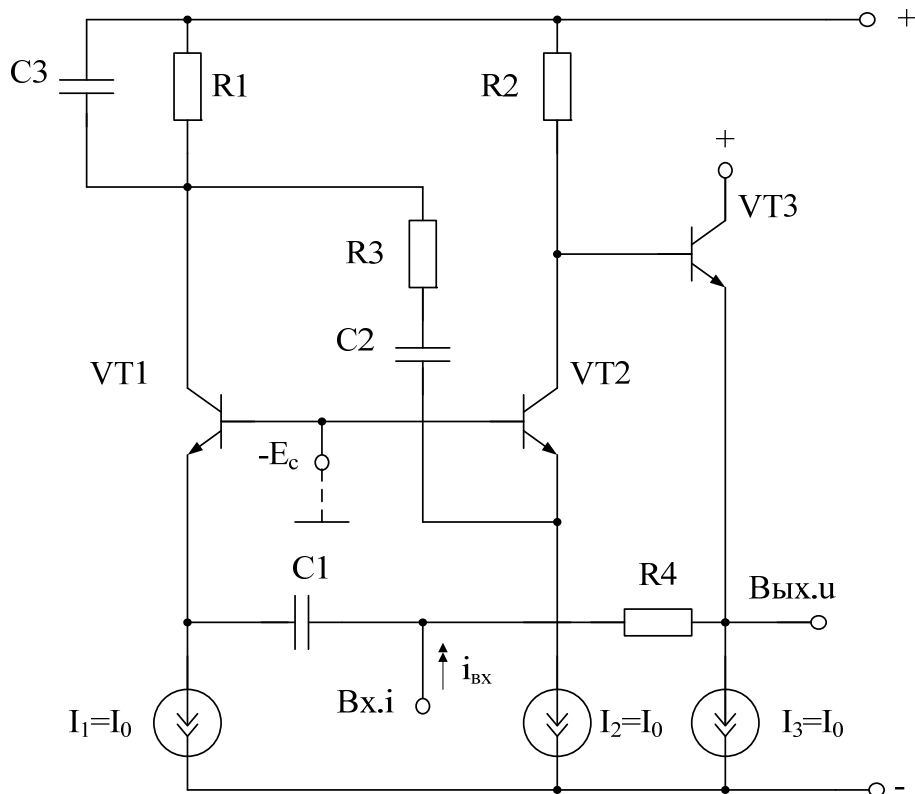


Рис. 1.25. Схема предлагаемого ИУ [35]

Взаимодействие выходной цепи ИУ через последовательное соединение резистора R4 и конденсатора C1 с эмиттером транзистора VT1 обеспечивает реализацию контура обратной связи. При этом в силу дифференциальных свойств этой цепи в области нижних частот ($f \ll f_0$) эта обратная связь является реактивной, а в силу интегрирующих свойств коллекторной нагрузки транзистора VT1 (резистор R1 и конденсатор C3 в области верхних частот ($f \gg f_0$)) глубина этой обратной связи асимптотически уменьшается. Именно эти свойства эмиттерной и коллекторной цепей транзистора VT1 обеспечивают вещественность обратной связи на частоте квазирезонанса f_0 ИУ, и поэтому её действие направлено на увеличение добротности Q и коэффициента усиления K_0 устройства при сохранении неизменной указанной частоты f_0 .

Комплексный коэффициент передачи по напряжению $K_y(jf)$ избирательного усилителя рис. 1.25 определяется соотношением, которое можно получить с помощью методов анализа электронных схем

$$K_y(jf) = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} = -K_0 \frac{jf \frac{f_0}{Q}}{f_0^2 - f^2 + jf \frac{f_0}{Q}}, \quad (1.40)$$

где f – частота сигнала; f_0 – частота квазирезонанса; $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\tau_1\tau_2}}$, $\tau_1 = C_1(R_4 + h_{11.1} + h_{11.3})$,

$$\tau_2 = C_3R_1(R_3 + h_{11.2})/(R_1 + R_3 + h_{11.2}), \quad (1.41)$$

$$Q = \left[\sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} + \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}}(1 - \alpha_1\alpha_2\gamma) \right]^{-1}, \quad (1.42)$$

$$K_0 = Q\sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}}\alpha_1\alpha_2\gamma, \quad (1.43)$$

где $\gamma = \frac{R_1R_2}{(R_1 + R_3 + h_{11.1}) \cdot (R_4 + h_{11.1} + h_{11.3})}$ – коэффициент пропорциональности в цепи

обратной связи; α_i – коэффициент передачи эмиттерного тока i -го транзистора.

Важной особенностью схемы рис. 1.25 является возможность реализации ИУ с различными потребительскими свойствами. Так при выборе условия

$$\tau_1 = \tau_2, \quad (1.44)$$

за счет выбора параметра γ (как видно из соотношения (1.42)) можно реализовать дополнительные параметрические условия

$$R_4 \gg h_{11.1} + h_{11.3}, R_1 \gg h_{11.2} \quad (1.45)$$

и обеспечить реализацию добротности, которая определяется следующими аналитическими выражениями

$$Q = \frac{(R_1 + R_3) \cdot R_4}{2(R_1 + R_3)R_4 - \alpha_1\alpha_2R_1R_2}. \quad (1.46)$$

Таким образом, в схеме рис. 1.25 добротность Q непосредственно определяется сопротивлением резистивных элементов схемы. Действительно, даже при $R_3 \ll R_1$

$$Q = \frac{R_4}{2R_4 - \alpha_1\alpha_2R_2}. \quad (1.47)$$

Следовательно, выбором соотношения между R_2 и R_4 можно обеспечить требуемое значение Q без изменения условий получения заданной частоты квазирезонанса (1.41).

Отметим, что условие (1.44) потенциально обеспечивает увеличение динамического диапазона схемы ИУ. При этих же условиях в силу $\gamma \leq 2$ (см. соотношения (1.42) и (1.47)) коэффициент усиления ИУ K_0 практически определяется реализуемой добротностью, что под-

чёркивает структурные преимущества предложенной схемы. При этом, как это следует из (1.41), значение частоты квазирезонанса f_0 и её параметрическая чувствительность не изменяются.

Данные теоретические выводы подтверждают графики рис. 1.27.

На рис. 1.26 приведена схема предлагаемого ИУ в среде Cadence на моделях SiGe-транзисторов с входным преобразователем «напряжение-ток» на транзисторе Q17.

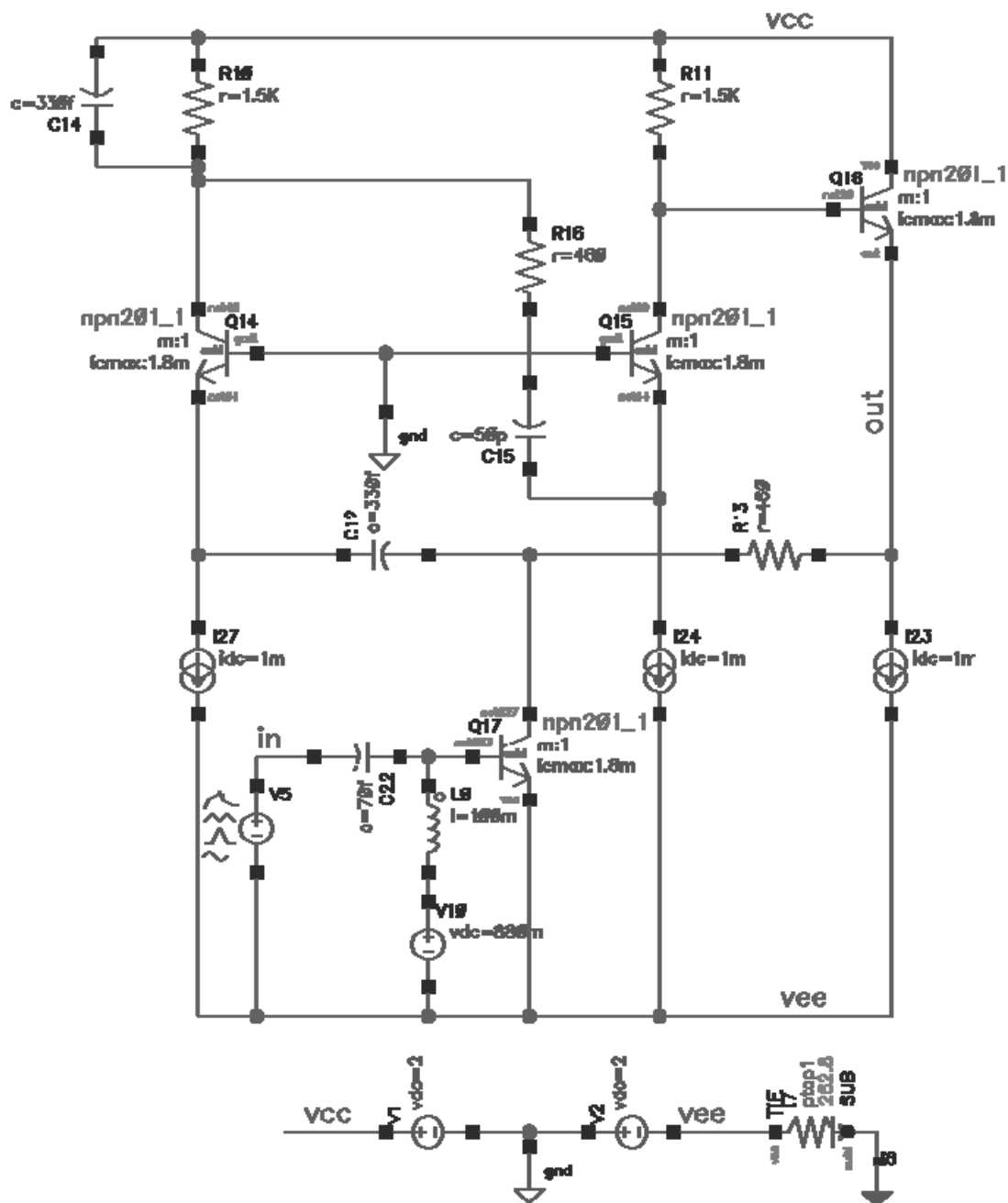
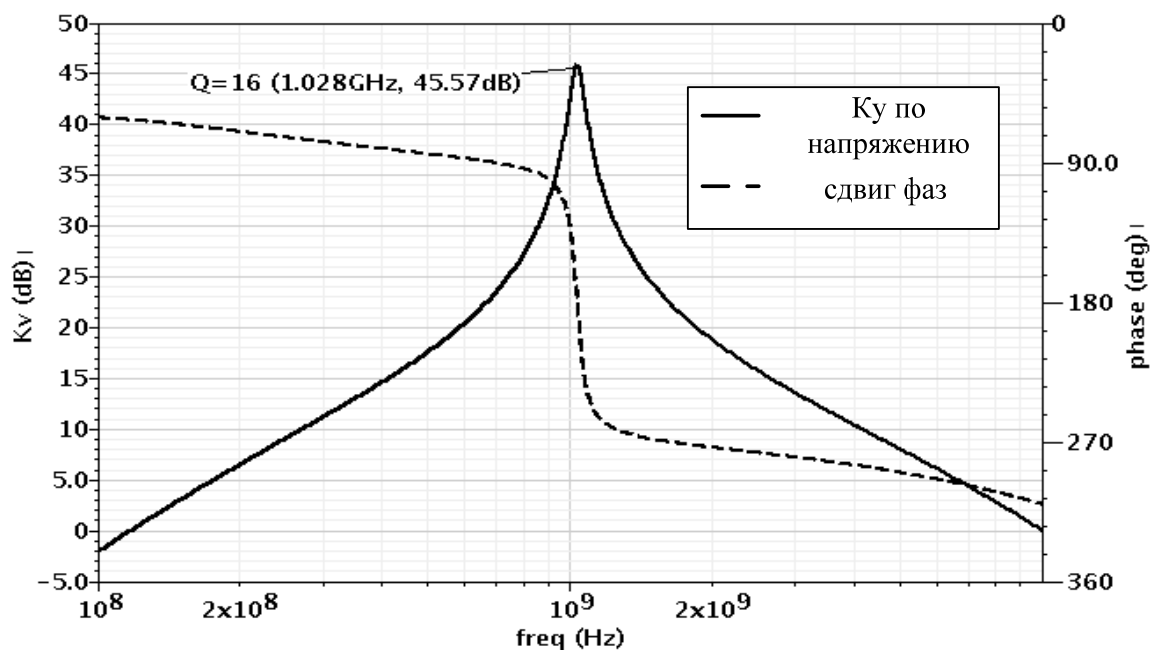
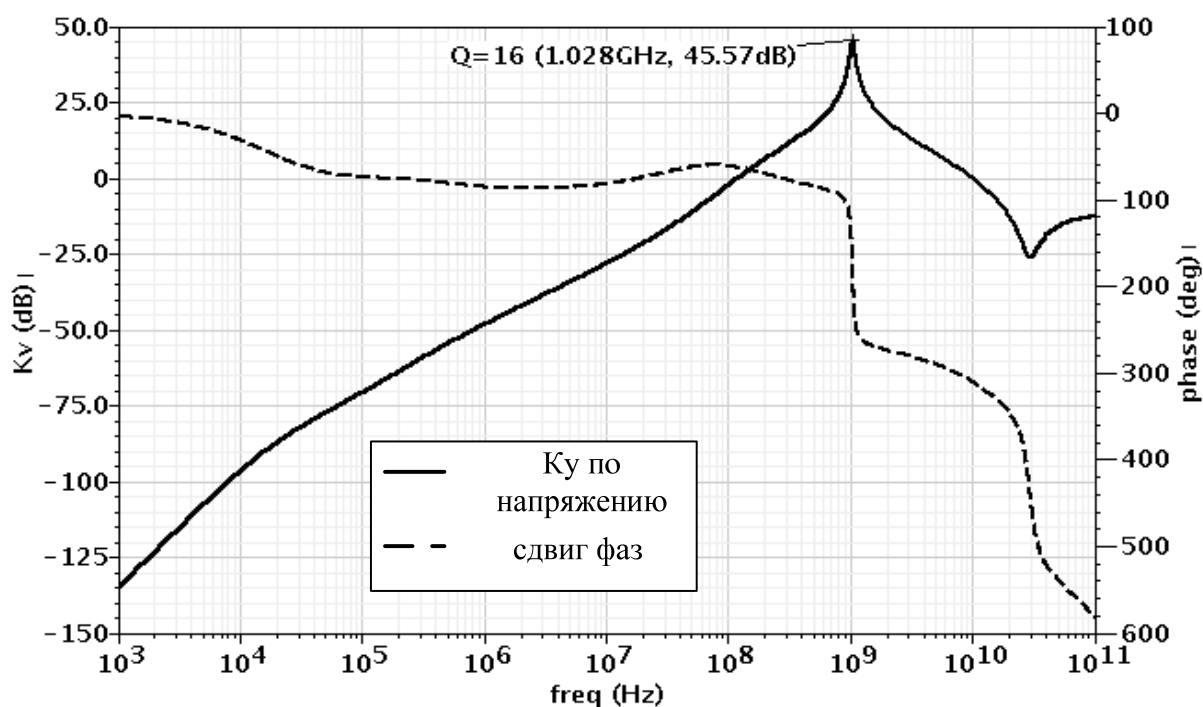


Рис. 1.26. Схема предлагаемого ИУ в среде Cadence

На рис. 1.27 показаны логарифмические амплитудно-частотная (ЛАЧХ) и фазочастотная характеристики ИУ рис. 1.26 в диапазоне частот от 100 мГц до 10 ГГц (рис. 1.27а), а на рис. 1.27б – в диапазоне частот от 100 кГц до 100 ГГц.



a)



б)

Рис. 1.27. Логарифмические амплитудно-частотная (ЛАЧХ) и фазочастотная характеристики ИУ в диапазоне частот от 100 мГц до 10 ГГц (а), от 100 кГц до 100 ГГц (б)

Таким образом, рассмотренное схемотехническое решение ИУ с токовым входом относится к радиационно-стойким компонентам, характеризуется достаточно высокими значе-

ниями коэффициента усиления на частоте квазирезонанса f_0 и повышенными величинами добротности Q при низкой параметрической чувствительности.

Ниже исследуется другая модификация ИУ с токовым выходом, которая реализуется на базе RC-фильтра с каскодным активным элементом (рис. 1.28).

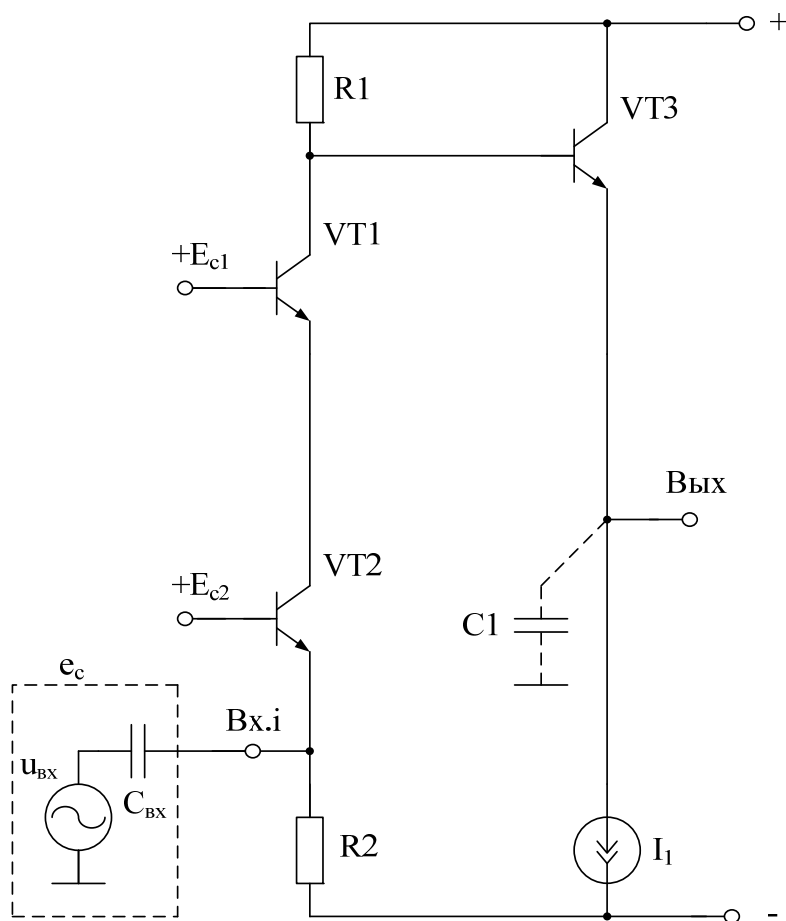


Рис. 1.28. Схема классического избирательного усилителя [36]

В схеме рис. 1.29 источник входного сигнала в виде задающего тока $i_{вх}$ посредством входной дифференцирующей цепи, образованной конденсатором $C2$ и входными сопротивлениями транзисторов $VT2$ и $VT3$, изменяет эмиттерный ток входного транзистора $VT2$, нагрузочная цепь которого, состоящая из конденсатора $C1$ и входного сопротивления транзистора $VT1$, обеспечивает его интегрирующее преобразование в приращение эмиттерного и коллекторного тока транзистора $VT1$. Активное сопротивление нагрузки транзистора $VT1$ реализует масштабное преобразование этого приращения в входное напряжение и ток базы транзистора выходной цепи $VT3$. Емкостной характер эмиттерной (выходной) цепи схемы в совокупности с указанными выше преобразованиями входного сигнала обеспечивает реализацию полосно-пропускающей характеристики ИУ, амплитудно-частотная характеристика которого имеет максимум на частоте квазирезонанса f_0 . Взаимодействие выходной цепи с разделительным конденсатором $C2$ и, следовательно, эмиттерной цепью транзистора $VT2$

способствует организации контура регенеративной обратной связи, которая в области нижних частот ($f \ll f_0$) (в силу характера проводимости конденсатора $C2$) имеет реактивный характер и в силу блокирующих свойств конденсатора $C1$ в области верхних частот ($f \gg f_0$) сохраняет свои реактивные свойства.

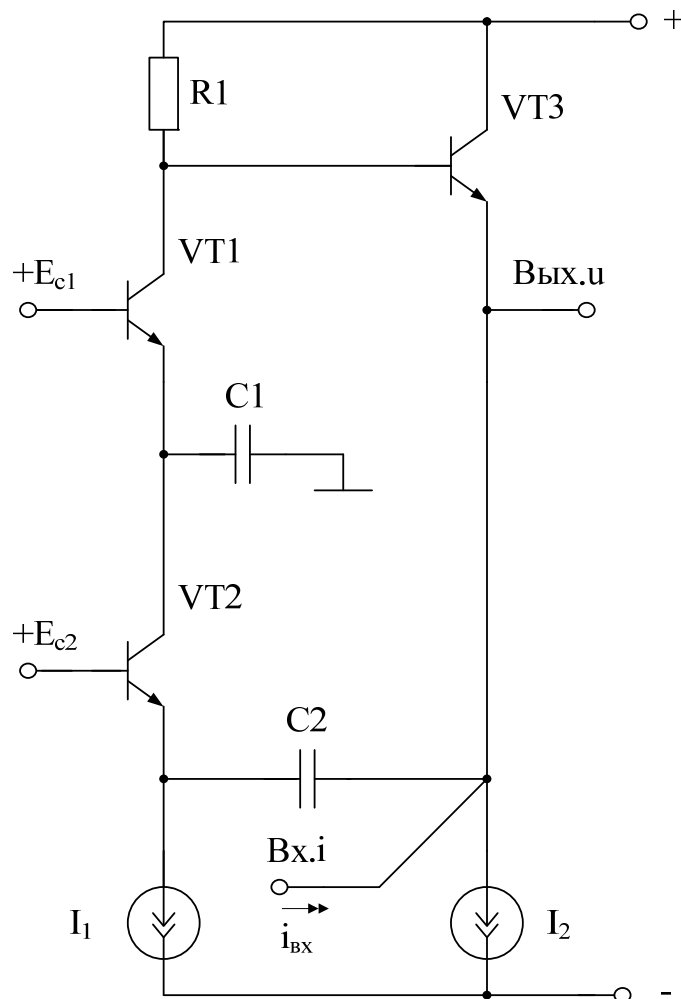


Рис. 1.29. Схема предлагаемого избирательного усилителя для SiGe-технологии [36]

Таким образом, обратная связь оказывается вещественной только на частоте квазирезонанса, чем и объясняется увеличение добротности схемы Q и её коэффициента усиления K_0 . В силу масштабного преобразования тока коллектора транзистора $VT1$ во входной ток транзистора $VT3$, глубина этой вещественной обратной связи не только не влияет на частоту квазирезонанса ИУ, но и непосредственно определяет численное значение Q и K_0 .

Покажем аналитически, что более высокие значения K_0 и Q в рабочем диапазоне частот реализуются в предлагаемой схеме.

Действительно, в результате анализа можно найти, что комплексный коэффициент передачи по напряжению ИУ рис. 1.29 определяется по формуле:

$$K_y(jf) = K_0 \frac{jf \frac{f_0}{Q}}{f_0^2 - f^2 + jf \frac{f_0}{Q}}, \quad (1.48)$$

где f – частота сигнала; Q – добротность АЧХ избирательного усилителя; K_0 – коэффициент усиления ИУ на частоте квазирезонанса f_0 .

Анализ схемы рис. 1.29 приводит к следующим соотношениям:

$$f_0 = 1/2\pi\sqrt{\tau_1 \cdot \tau_2}, \quad (1.49)$$

$$\tau_1 = C_1 h_{11.1}, \quad \tau_2 = C_2 (h_{11.2} + h_{11.3}),$$

$$K_0 = \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} Q \frac{R_1}{h_{11.1}}, \quad (1.50)$$

$$Q^{-1} = \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} \left(1 - \alpha_1 \alpha_2 \frac{R_1}{h_{11.1}} \right), \quad (1.51)$$

где $h_{11.i}$ – входное сопротивление i -го транзистора; α_i – статический коэффициент передачи тока эмиттера i -го транзистора.

Как видно из (1.51) и (1.50), соотношение между R_1 и $h_{11.1}$ обеспечивает реализацию любого необходимого значения добротности Q и коэффициента усиления K_0 схемы ИУ при сохранении неизменного значения частоты квазирезонанса f_0 . Одним из важных свойств предлагаемого ИУ является возможность параметрической оптимизации его чувствительности при ограниченных значениях добротности. Как видно из (1.51), при реализации условия $R_1 = h_{11.1}$ (замена R_1 на прямосмещенный переход)

$$Q^{-1} = \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} + (1 - \alpha_1 \alpha_2) \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}}. \quad (1.52)$$

Поэтому реализация условия

$$\tau_1 = \tau_2 (1 - \alpha_1 \alpha_2), \quad (1.53)$$

обеспечивает

$$Q_{max} = \frac{1}{2\sqrt{1 - \alpha_1 \alpha_2}}. \quad (1.54)$$

При параметрических чувствительностях

$$S_{C_1}^Q = S_{C_2}^Q = S_{h_{11.1}}^Q = S_{h_{11.2}}^Q = S_{h_{11.3}}^Q = 0, \quad (1.55)$$

$$S_{C_1}^{K_0} = -S_{C_2}^{K_0} = S_{h_{11.2}}^{K_0} = -S_{h_{11.1}}^{K_0} = S_{h_{11.3}}^{K_0} = \frac{1}{2}. \quad (1.56)$$

Кроме этого, схема ИУ рис. 1.29 может иметь $\tau_1 = \tau_2$, что способствует увеличению её динамического диапазона. В этом случае

$$Q = \frac{1}{2 - \alpha_1 \alpha_2 R_1 / h_{11,1}}. \quad (1.57)$$

Следовательно, выполнение условия $R_1 = 2h_{11,1}$ (в коллекторной цепи транзистора $VT1$ используется два прямосмещенных перехода) обеспечивает реализацию высокой добротности

$$Q = \frac{1}{2(1 - \alpha_1 \alpha_2)}, \quad (1.58)$$

которая определяется статическим коэффициентом усиления по току базы β используемых транзисторов.

Важной особенностью схемы является возможность режимной настройки её частоты квазирезонанса f_0 . Как видно из (1.49) при условии, что $h_{11,i} \approx \Phi_m / I_3$

$$f_0 \approx \frac{I_1}{2\pi\varphi_T \sqrt{C_1 C_2} \sqrt{1 + I_1 / I_2}}, \quad (1.59)$$

где I_i – ток i -го токостабилизирующего двухполюсника.

Как видно из полученного соотношения, токи I_1 и I_2 могут использоваться и для цепей реализации перестраиваемого ИУ с коррекцией закона управления.

При этом частота квазирезонанса (1.50) и её параметрическая чувствительность сохраняются неизменными.

Как видно из рис. 1.30, на котором показана практическая реализация схемы рис. 1.29, сформулированные выше условия легко реализуются на базе входного преобразователя «напряжение-ток» (дифференциального каскада), обеспечивающего преобразование входного напряжения $u_{вх}$ во входной ток $i_{вх,1}$ избирательного усилителя.

На рис. 1.30 показана схема ИУ, в которой коллектор входного транзистора $VT2$ соединен с эмиттером согласующего транзистора $VT1$ через дополнительный резистор $R2$, а первый вывод токостабилизирующего двухполюсника I_2 с эмиттером выходного транзистора $VT3$ через дополнительный резистор $R3$.

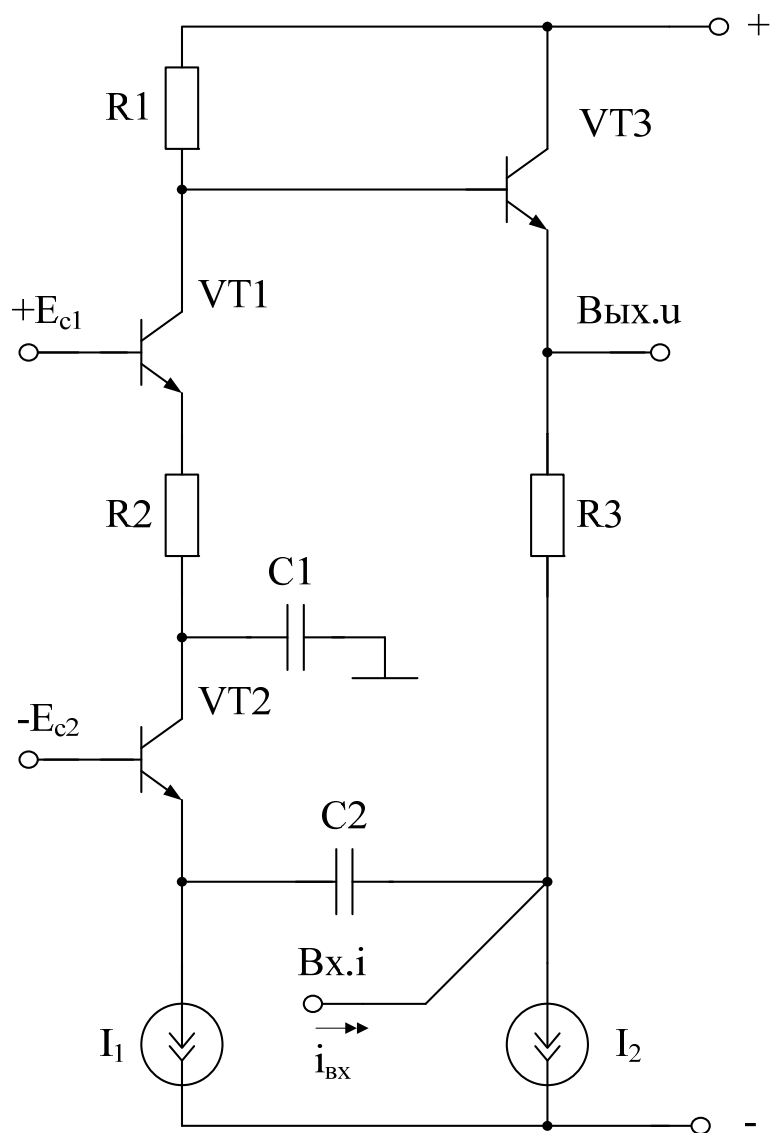


Рис. 1.30. Первая практическая схема предлагаемого избирательного усилителя

На рис. 1.31 показан ИУ рис. 1.30, в котором используется преобразователь $HT1$ входного напряжения $u_{вх}$ во входной ток $i_{вх}$ устройства, а также показано конкретное исполнение источников дополнительных напряжений, которые в частном случае реализованы на $p-n$ переходах V_{DN1} и резисторе R_4 .

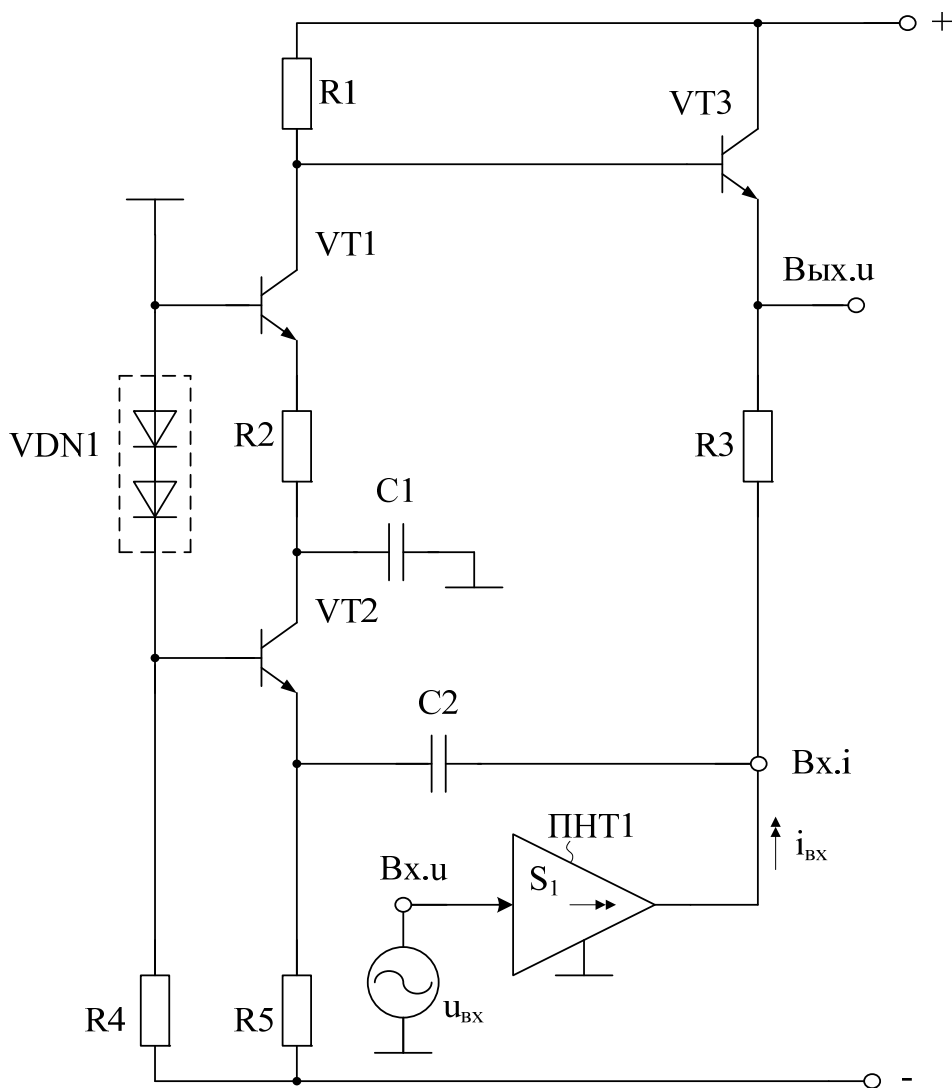


Рис. 1.31. Вторая практическая реализация предлагаемого ИУ

На рис. 1.32 показан ИУ рис. 1.31 (рис. 1.30), в котором преобразователь ПНТ1 входного напряжения $u_{\text{ВХ}}$ во входной ток устройства $i_{\text{ВХ}}$ выполнен на основе дифференциального каскада (элементы $VT4, VT5, I_2$).

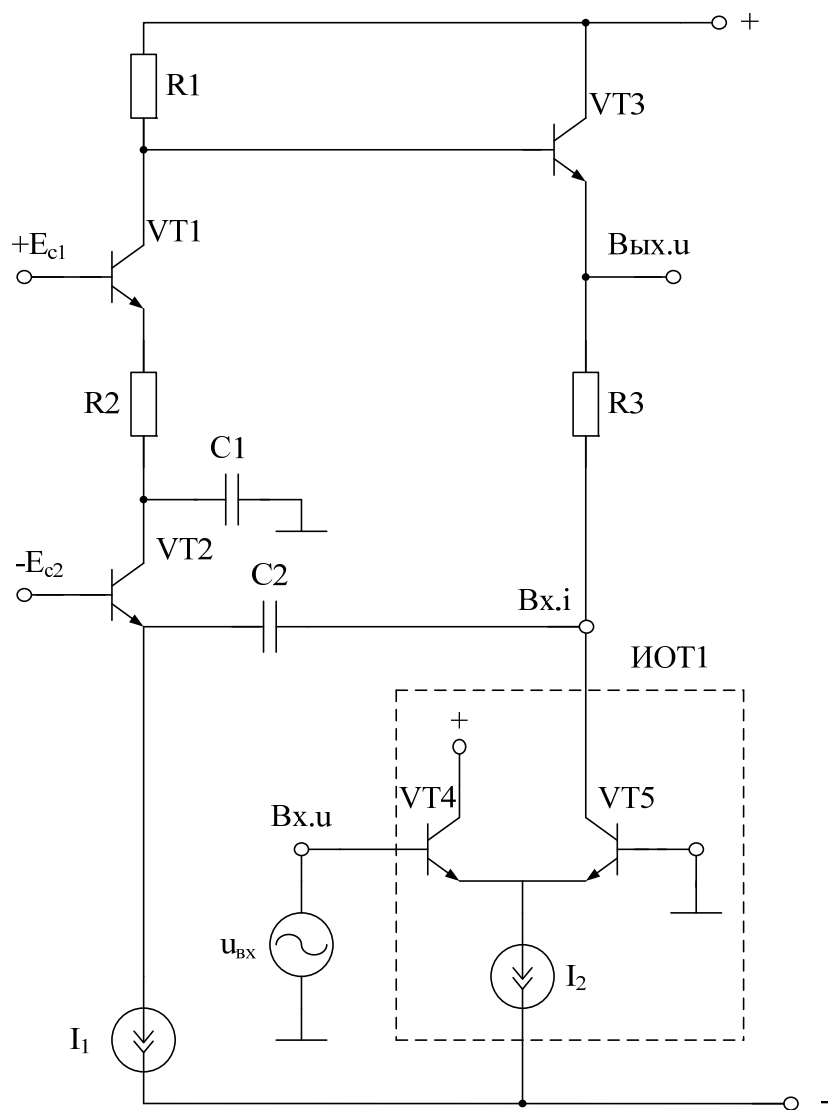


Рис. 1.32. Третья практическая реализация предлагаемого избирательного усилителя

На рис. 1.33 приведена схема предлагаемого ИУ рис. 1.32 в среде Cadence на моделях SiGe интегральных транзисторов.

На рис. 1.34 показана зависимость коэффициента усиления по напряжению от частоты ИУ рис. 1.33 в крупном масштабе, а на рис. 1.35 – частотная зависимость коэффициента усиления ИУ рис. 1.33 в более мелком масштабе.

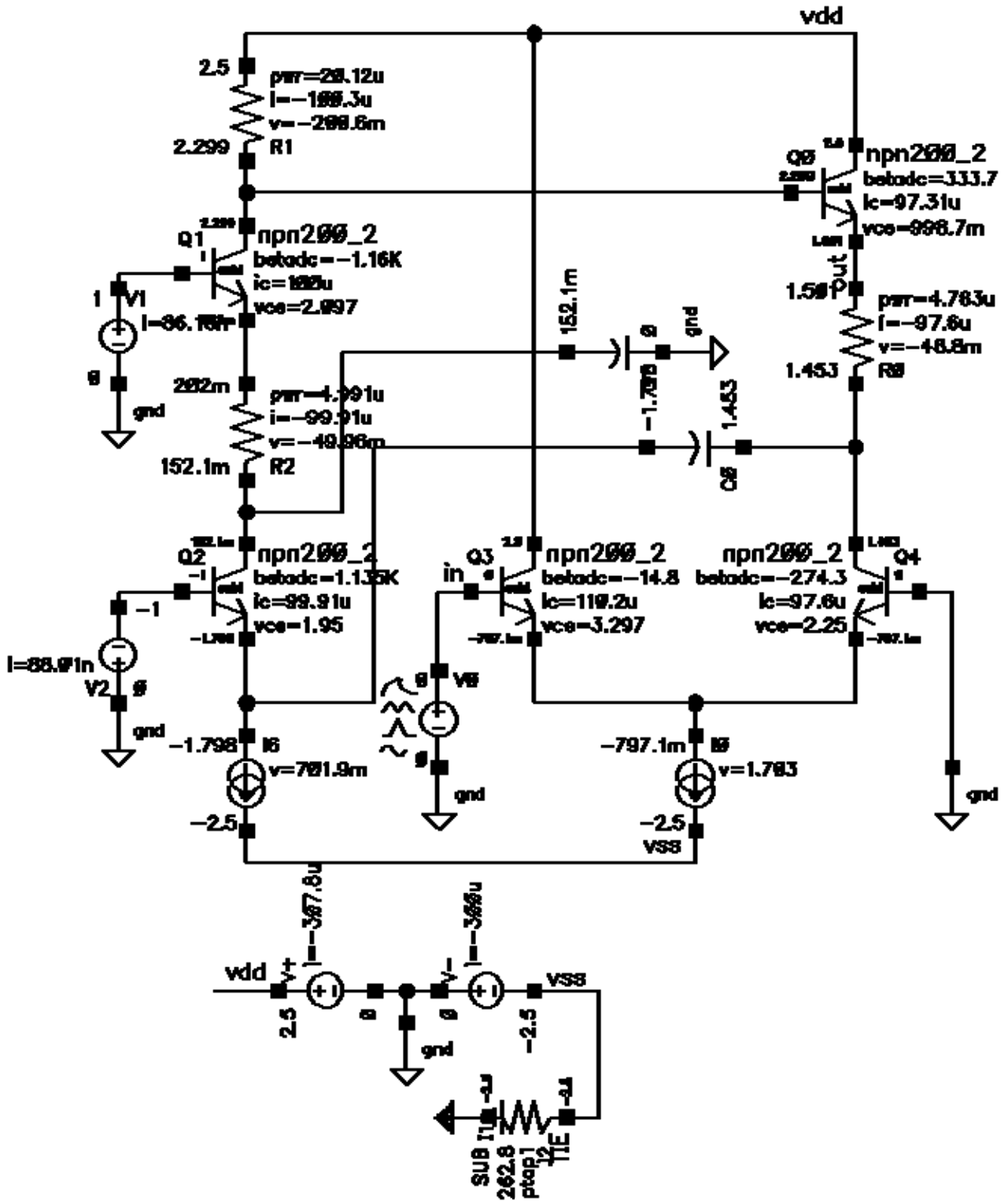


Рис. 1.33. Схема предлагаемого ИУ в среде Cadence

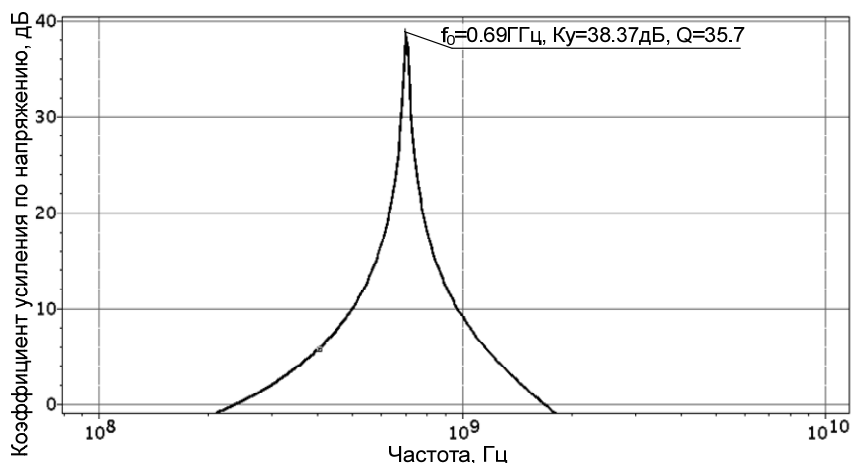


Рис. 1.34. Частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению от частоты ИУ в крупном масштабе

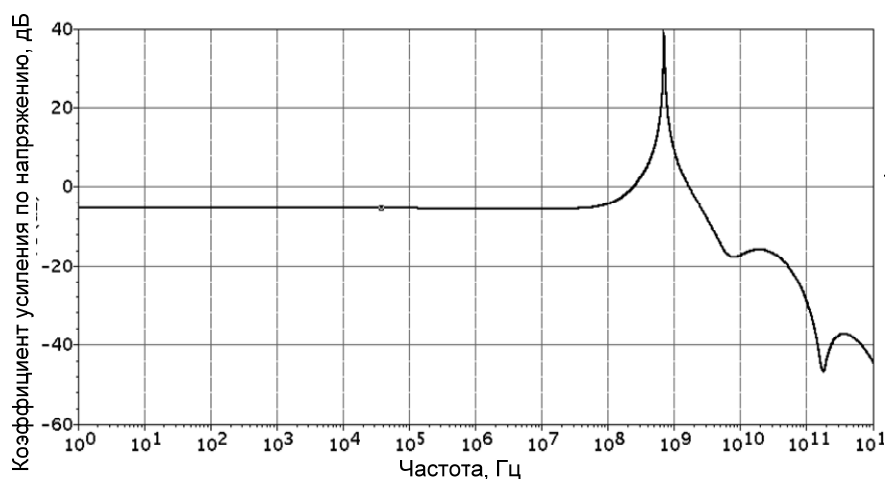


Рис. 1.35. Частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению от частоты ИУ в более мелком масштабе

Таким образом, рассмотренное схемотехническое решение реализуется в элементном базисе SiGe-техпроцесса и характеризуется высокими значениями коэффициента усиления K_0 на частоте квазирезонанса f_0 и повышенными величинами добротности Q при низкой параметрической чувствительности.

1.3.3. Избирательные усилители с потенциальным входом

Как отмечалось ранее, внедрение конкретных правил проектирования SiGe-микросхем, связанных с радиацией, реализовано в специальном «дизайн ките» (ИНР, Германия) [12]. На

основе последних достижений ИНР создана библиотека радиационно-стойких элементов [12]. В настоящее время модели активных и пассивных компонентов для учета радиационной деградации находятся в стадии подготовки. Особенно в диапазоне доз и плотности потока нейтронов, обычно наблюдаемых в космических применениях [12]. Результаты радиационных тестов получены для 250 нм SiGe БиКМОП технологии [12]. Эта технология хорошо подходит как для СВЧ монолитных интегральных схем (ИС), так и для смешанных (ASIC) специализированных интегральных схем, ориентированных на применение в космосе и физике высоких энергий до частот 20 ГГц [12].

В этой связи достаточно актуальной представляется разработка схемотехники избирательных усилителей с потенциальным входом, адаптированных на ограничения радиационно-стойких SiGe технологических процессов.

Интегральные операционные усилители со специальными элементами RC -коррекции, формирующими амплитудно-частотную характеристику резонансного типа, широко используются в задачах выделения высокочастотных и СВЧ-сигналов. Однако классическое построение таких избирательных усилителей (ИУ) (RC -фильтров) [37] сопровождается значительными энергетическими потерями, которые идут в основном на обеспечение статического режима достаточно большого числа вспомогательных, универсальных транзисторов, образующих операционный усилитель СВЧ-диапазона. В этой связи достаточно актуальной является задача построения для SiGe-технологий СВЧ узкоспециализированных избирательных усилителей на транзисторах, обеспечивающих выделение спектра сигналов с достаточно высокой добротностью резонансной характеристики $Q=2\div 10$ и $f_0 = 1\div 5$ ГГц при малом энергопотреблении.

На рис. 1.36 представлена схема предлагаемого ИУ, который реализован на $n-p-n$ транзисторах SiGe-техпроцесса (SGB25VD), обладающего улучшенными показателями по радиационной стойкости.

Источник входного сигнала $u_{вх}$ через входную дифференцирующую цепь, образованную конденсатором $C1$ и резистором $R1$, изменяет через разделительную RC -цепь (конденсатор $C2$ и резистор $R3$) эмиттерный ток транзистора $VT2$. Коллекторная нагрузка этого транзистора (резистор $R2$) обеспечивает преобразование этого тока в выходное напряжение ИУ (Вых.и). В силу особенностей нагрузки эмиттерной цепи транзистора $VT3$, образованной резистором $R4$ и конденсатором $C3$ АЧХ ИУ имеет экстремум на частоте квазирезонанса (f_0). Преобразование части выходного напряжения ИУ через конденсатор $C3$ в дополнительный ток эмиттера транзистора $VT1$ способствует реализации контура регенеративной обратной связи. При этом конденсатор $C3$ и входное сопротивление транзистора $VT1$ образуют дифференцирующую цепь, а параллельное (по переменному току) соединение конденсатора $C1$ и

резистора $R1$ – интегрирующую цепь преобразования тока коллектора транзистора $VT1$ в изменения тока эмиттера транзистора $VT2$. Таким образом, характер частотной зависимости вводимого контура обратной связи совпадает с АЧХ и ФЧХ ИУ и, следовательно, действие этой обратной связи направлено на увеличение добротности Q и коэффициента усиления K_0 при неизменной частоте квазирезонанса f_0 .

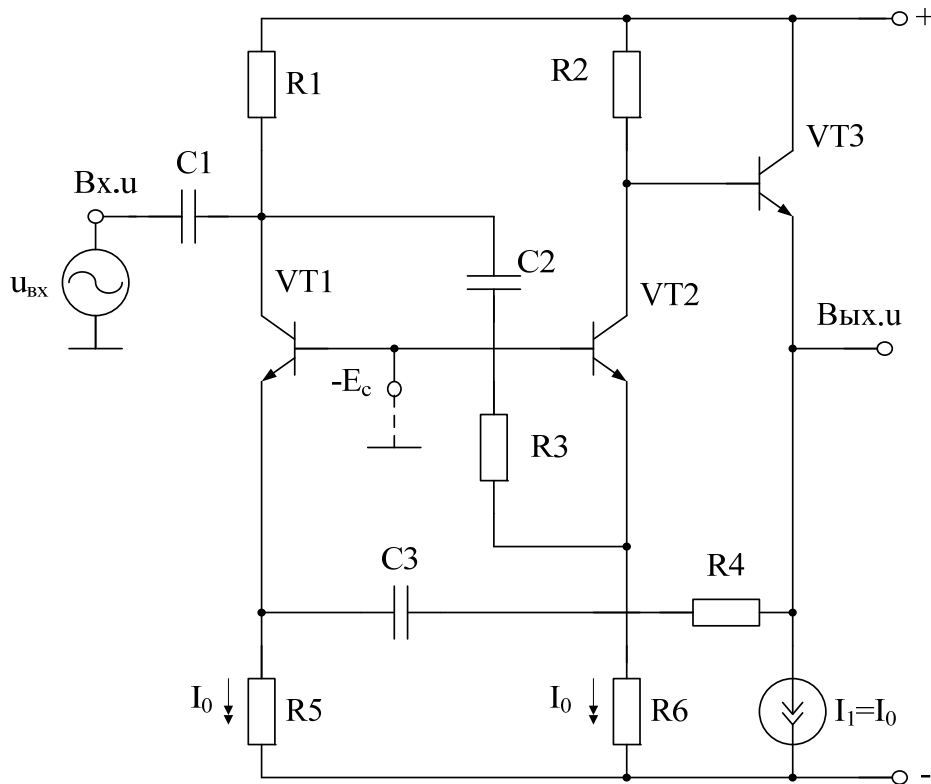


Рис. 1.36. Схема предлагаемого SiGe избирательного усилителя [37]

Покажем аналитически, что более высокие значения K_0 и Q в рабочем диапазоне частот реализуются в схеме рис. 1.36.

Действительно, в результате анализа можно найти, что комплексный коэффициент передачи по напряжению ИУ рис. 1.36 определяется по формуле

$$K_y(jf) = K_0 \frac{jf \frac{f_0}{Q}}{f_0^2 - f^2 + jf \frac{f_0}{Q}}, \quad (1.60)$$

где f – частота сигнала; f_0 – частота квазирезонанса, $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\tau_1\tau_2}}$,

$$\begin{aligned} \tau_1 &= C_1 R_2 (R_3 + h_{11.2}) [R_1 + R_3 + h_{11.2}]^{-1}, \\ \tau_2 &= C_3 (R_4 + h_{11.1} + h_{11.3}), \end{aligned} \quad (1.61)$$

K_0 – коэффициент усиления ИУ на частоте f_0 ,

$$K_0 = \alpha_2 Q \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} \cdot \frac{R_2}{R_3}, \quad (1.62)$$

Q – добротность, причём:

$$Q = \left[\sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} + (1 - \alpha_1 \alpha_2) \frac{R_2}{R_3 + h_{11.2}} \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} \right]^{-1}, \quad (1.63)$$

α_i – коэффициент передачи по току i -го эмиттера транзистора.

Таким образом, численные значения коэффициентов α_1 и α_2 транзисторов $VT1$ и $VT2$, а также соотношение сопротивлений резисторов $R2$ и $R3$ обеспечивают необходимые значения добротности Q и коэффициента усиления K_0 ИУ при постоянном (неизменном) значении его частоты квазирезонанса f_0 (1.61).

Важнейшим свойством предлагаемой схемы ИУ является возможность параметрической оптимизации её элементной чувствительности при относительно небольшой добротности. Как видно из (1.63) при реализации условий

$$R_2 = R_3 + h_{11.2}, \quad \tau_1 = \tau_2 (1 - \alpha_1 \alpha_2), \quad (1.64)$$

добротность достигает значения

$$Q_{\text{opt}} = \frac{1}{2\sqrt{1 - \alpha_1 \alpha_2}}. \quad (1.65)$$

При этом в схеме рис. 1.36 обеспечивается возможность структурной оптимизации как добротности Q , так и её чувствительности. Действительно, в рассматриваемом случае

$$S_{\tau_2}^Q = -S_{\tau_1}^Q = 0,5 \frac{\frac{\tau_1}{\tau_2} - (1 - \alpha_1 \alpha_2)}{\frac{\tau_1}{\tau_2} + (1 - \alpha_1 \alpha_2)}, \quad (1.66)$$

что обеспечивает минимизацию коэффициентов параметрической чувствительности как добротности, так и коэффициента усиления:

$$S_{R_4}^Q = S_{R_1}^Q = 0, \quad S_{C_3}^Q = S_{C_1}^Q = 0, \quad S_{C_1}^{K_0} = -S_{C_3}^{K_0} = S_{R_4}^{K_0} = -S_{R_1}^{K_0} = \frac{1}{2}. \quad (1.67)$$

При этом частота квазирезонанса (1.61) и её параметрическая чувствительность сохраняются неизменными.

Как видно из рис. 1.37, на котором показана практическая реализация схемы рис. 1.36, сформулированные выше условия легко реализуются на базе однотипных n - p - n биполярных транзисторов.

Данные теоретические выводы подтверждают графики рис. 1.38, 1.39. На рис. 1.38 приведена схема предлагаемого ИУ рис. 1.36 в среде Cadence на моделях SiGe интегральных транзисторов.

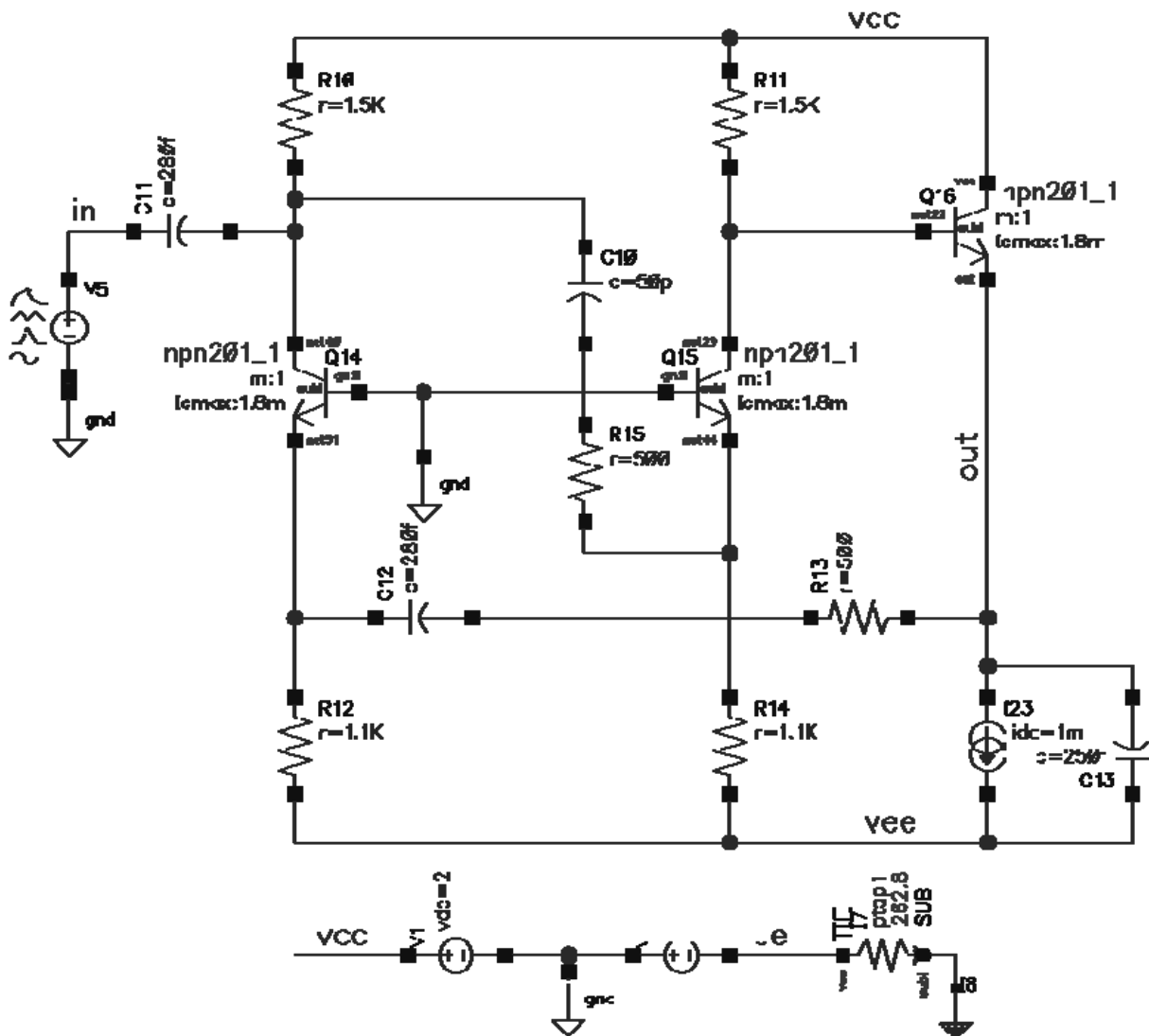


Рис. 1.37. Схема предлагаемого ИУ в среде Cadence

На рис. 1.38 показаны зависимости коэффициента усиления по напряжению и фазового сдвига от частоты ИУ рис. 1.37 в крупном масштабе, а на рис. 1.39 – частотная зависимость коэффициента усиления и фазовый сдвиг ИУ рис. 1.37 в более мелком масштабе.

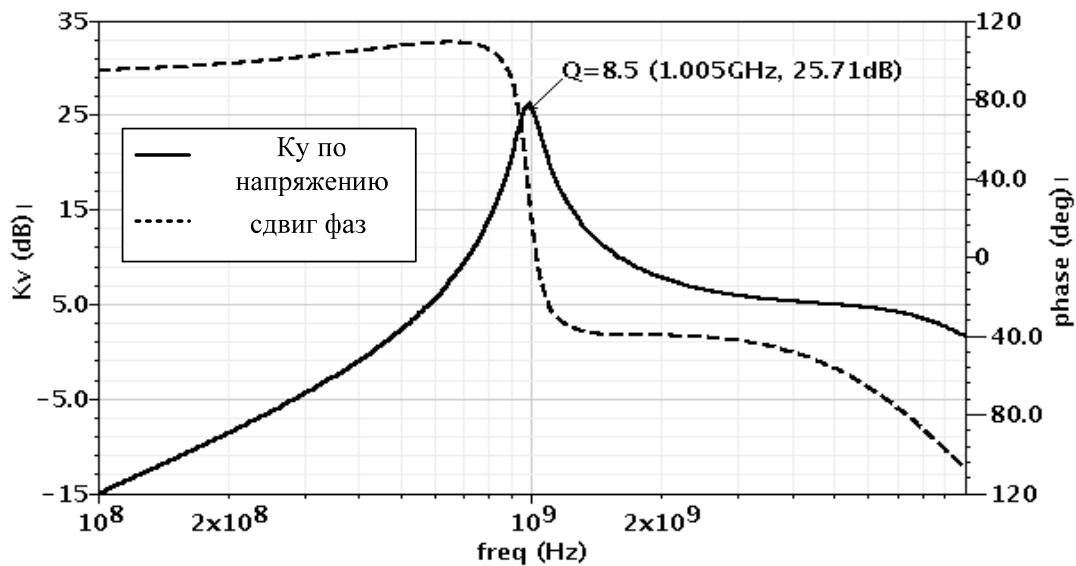


Рис. 1.38. Частотные зависимости коэффициента усиления по напряжению и фазового сдвига от частоты ИУ в крупном масштабе

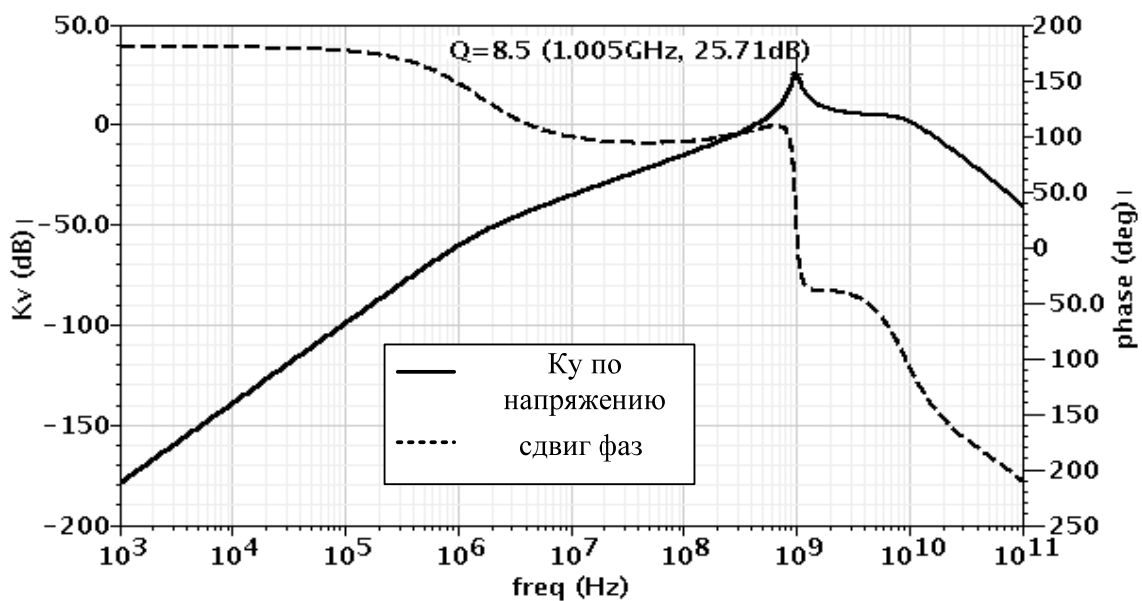


Рис. 1.39. Частотные зависимости коэффициента усиления по напряжению и фазового сдвига от частоты ИУ в мелком масштабе

Таким образом, предлагаемое схемотехническое решение ИУ с потенциальным входом, которое относится к радиационно-стойким компонентам, характеризуется достаточно высокими значениями коэффициента усиления K_0 на частоте квазирезонанса f_0 и повышенными величинами добротности Q при низкой параметрической чувствительности и, следовательно, высокой стабильностью его частотных характеристик.

1.4. Избирательные усилители СВЧ диапазона с управляемыми параметрами

В радиотехнических системах связи широкий класс применяемых изделий представляет собой высокоселективные (узкополосные, высокодобротные) избирательные усилители (ИУ). Численное значение добротности (Q) ИУ определяет параметрическую чувствительность амплитудно-частотной (АЧХ) и фазочастотной (ФЧХ) характеристик [38]. Для расширения диапазона рабочих частот при экономичном режиме работы в качестве активных элементов используются усилители тока [39-41] и регенеративная обратная связь, направленная на увеличение добротности. Именно поэтому параметрическая чувствительность добротности ИУ пропорциональна своей величине.

В случае интегрального исполнения ИУ указанные выше их свойства и высокая технологическая погрешность элементов требуют специальных мер функциональной настройки как частоты полюса (f_p), так и добротности.

Анализ литературных источников [38-43] показывает, что наиболее перспективным функциональным узлом избирательных усилителей с управляемыми параметрами является ячейка Гильберта [38]. Её основное достоинство – возможность электронного управления коэффициентом усиления по току, который может принимать как отрицательное, так и положительное значения.

1.4.1. Полосовые фильтры на основе усилителей тока

Структурная схема перестраиваемого ИУ, содержащего входной преобразователь «напряжение-ток» (ПНТ) и усилитель тока УТ1, в качестве которого используется каскад Гильберта, приведена на рис. 1.40 [39].

Основные параметры полюса этой структуры определяются из следующих соотношений:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1(R_2 + r_{ex})C_1C_2}}, \quad (1.68)$$

$$Q = [K_i D_0 + D_p (1 - K_i)]^{-1}, \quad (1.69)$$

$$K_0 = -SQ\sqrt{R_1(R_2 + r_{ex})}k, \quad (1.70)$$

где f_0 – частота квазирезонанса ИУ; D_0 , D_p – затухание нуля и полюса пассивной RC -цепи; $r_{вх}$ – входное сопротивление УТ1; S , K_i – крутизна усиления входного преобразователя (ПНТ) напряжение-ток (S) и коэффициент усиления по току УТ1; Q – добротность АЧХ; K_0 – коэффициент усиления на частоте квазирезонанса.

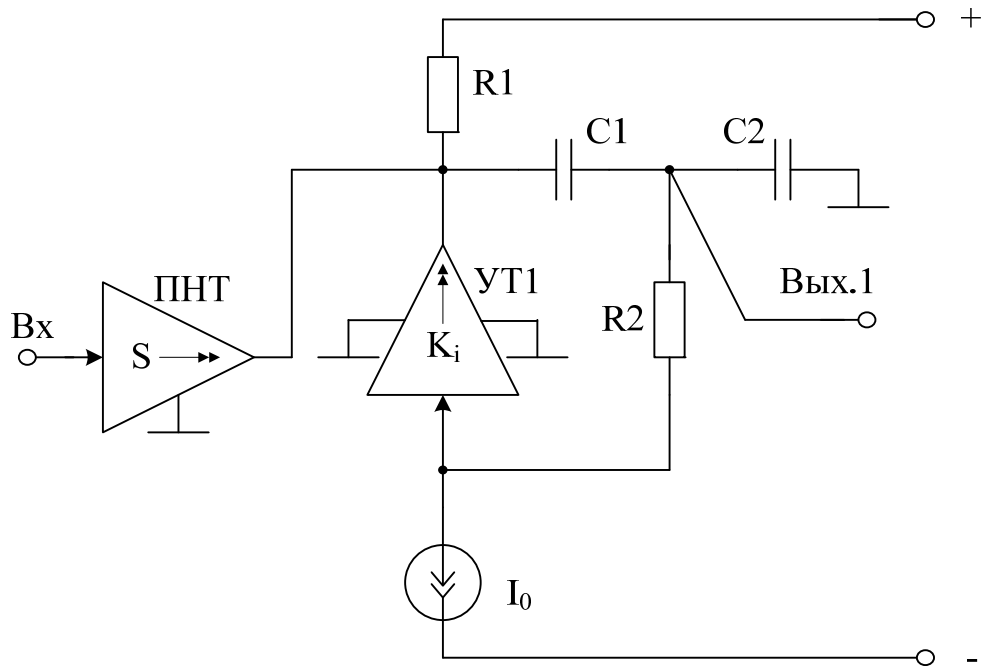


Рис. 1.40. Обобщённая структура избирательного усилителя на базе усилителя тока УТ1 [39]

В приведённых соотношениях использованы формулы, характеризующие затухание нуля (D_0) и полюса (D_p) пассивной RC -цепи:

$$D_0 = m(k + 1/k), \quad D_p = D_0 + \frac{1}{mk}, \quad (1.71)$$

где $m = \sqrt{(R_2 + r_{ex})/R_1}$, $k = \sqrt{C_1/C_2}$.

Таким образом, добротность ИУ рис. 1.40

$$Q = \left[D_0 + \frac{1}{mk}(1 - K_i) \right]^{-1}. \quad (1.72)$$

Поэтому параметрическая чувствительность добротности к изменению коэффициента передачи УТ1 зависит от коэффициента усиления K_i и параметров проектирования схемы m и k :

$$S_{K_i}^Q = Q \frac{K_i}{mk}.$$

Эти же параметры определяют степень влияния частоты единичного усиления усилителя тока (f_1). Используя методику [40], можно установить, что относительные изменения частоты полюса (δf_0) и добротности (δQ), вызванные конечностью этого параметра, и параметрические чувствительности определяются по формулам:

$$\delta f_0 = -\delta Q = -\frac{1}{2} \frac{f_0}{f_1} K_i D_p, \quad (1.73)$$

$$S_{f_1}^Q = -S_{f_1}^{f_0} \approx \frac{1}{2} \frac{f_0}{f_1} K_i D_p. \quad (1.74)$$

Следовательно, для расширения диапазона рабочих частот избирательных усилителей рассматриваемого класса необходимо минимизировать произведение $K_i D_p$.

Из соотношений (1.71) и (1.69) следует, что минимизация влияния f_1 требует оптимального выбора параметров проектирования m и k при заданной добротности Q . В случае построения высокодобротных избирательных усилителей это требует минимизации функции

$$\Psi = K_i D_p = \frac{[m^2(k^2 + 1) + 1]^2}{mk}, \quad (1.75)$$

которая однозначно влияет на относительные изменения чувствительности и параметров полюса

$$\delta f_0 = -\delta Q = S_{f_1}^{f_0} = -S_{f_1}^Q = \frac{1}{2} \frac{f_0}{f_1} \Psi. \quad (1.76)$$

При $m_{opt} = 1/\sqrt{3(k^2 + 1)}$ данная функция принимает минимальное значение:

$$\Psi_{min} = 2,3 \sqrt{1 + \frac{1}{k^2}}. \quad (1.77)$$

Например, при $m = 0,26$, $k = 2$ получаем, что $\Psi_{min} = 2,57$, а требуемое значение коэффициента усиления по току УТ1, который можно реализовать относительно простыми средствами [41],

$$K_i = 1,338 - 0,52 / Q. \quad (1.78)$$

Для сравнения отметим, что использование наиболее распространённого случая $m = k = 1$ (равноминальность RC-цепи) приводит к численному значению $\Psi = 9$, т.е. к более чем трёхкратному увеличению влияния частоты единичного усиления.

Приведённая на рис. 1.41 функциональная зависимость Ψ от параметров проектирования m и k показывает при решении практических задач, что существует область компромисса в выборе m и k при сохранении минимального значения целевой функции Ψ .

В этом случае требуемое значение коэффициента усиления по току K_i определяется из соотношения

$$K_i = 1 + m^2(k^2 + 1) - mk D_p. \quad (1.79)$$

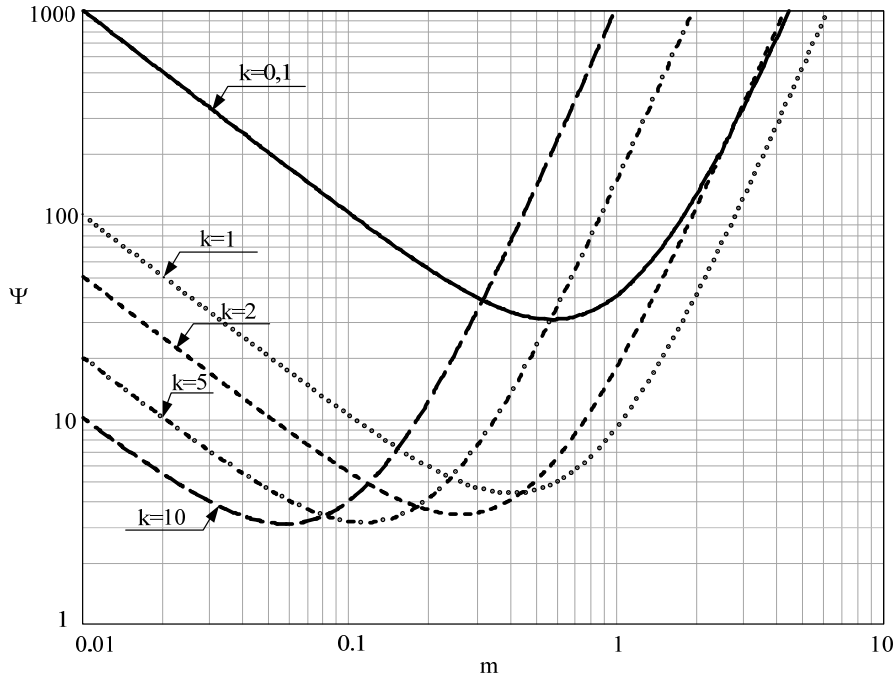


Рис. 1.41. Зависимость целевой функции Ψ (показателя качества) от параметров проектирования избирательных усилителей m и k

Характерный для неинвертирующих усилителей тока разностный принцип реализации добротности полюса повышает параметрическую чувствительность к нестабильности пассивных элементов структуры:

$$S_{R_1}^Q = -S_{R_2 + r_{вх}}^Q \approx Q \frac{1 - K_i}{mk} = Qm \left(k + \frac{1}{k}\right). \quad (1.80)$$

$$S_{C_2}^Q = -S_{C_1}^Q \approx \frac{Q}{2} \left[m \left(k - \frac{1}{k}\right) - \frac{1 - K_i}{mk} \right] = Q \left[mk - \frac{d_p}{2} \right]. \quad (1.81)$$

При этом чувствительность частоты полюса в силу симметрии частотных характеристик RC-цепи остаётся неизменной:

$$S_{R_1}^{f_p} = S_{R_2 + r_{вх}}^{f_p} = S_{C_1}^{f_p} = S_{C_2}^{f_p} = -\frac{1}{2}. \quad (1.82)$$

Приведённые соотношения показывают, что в рассматриваемой структуре избирательного усилителя возможна функциональная настройка его основных параметров. Зависимость $f_p = f_0$ от входного сопротивления усилителя тока $r_{вх}$ позволяет за счёт изменения режима работы его входной цепи (цифруправляемый источник тока) обеспечить необходимое значение частоты настройки. Возникающее при этом изменение добротности в совокупности с другими технологическими факторами целесообразно устранить изменением коэффициента усиления K_i усилителя тока УТ1. При этом, как следует из (1.74), (1.82), отклонение f_p не

может быть существенным и зависит только от рационального выбора параметров проектирования m и k .

1.4.2. Практическая схема ИУ на основе модифицированного каскада Гильберта

Для успешного решения общей задачи необходимо, как это было показано выше, применение усилителя тока с коэффициентом передачи $K_i > 1$ и независимым управлением входного сопротивления $r_{вх}$ и коэффициента усиления K_i . Возможный вариант реализации такого устройства показан на рис. 1.42 [39].

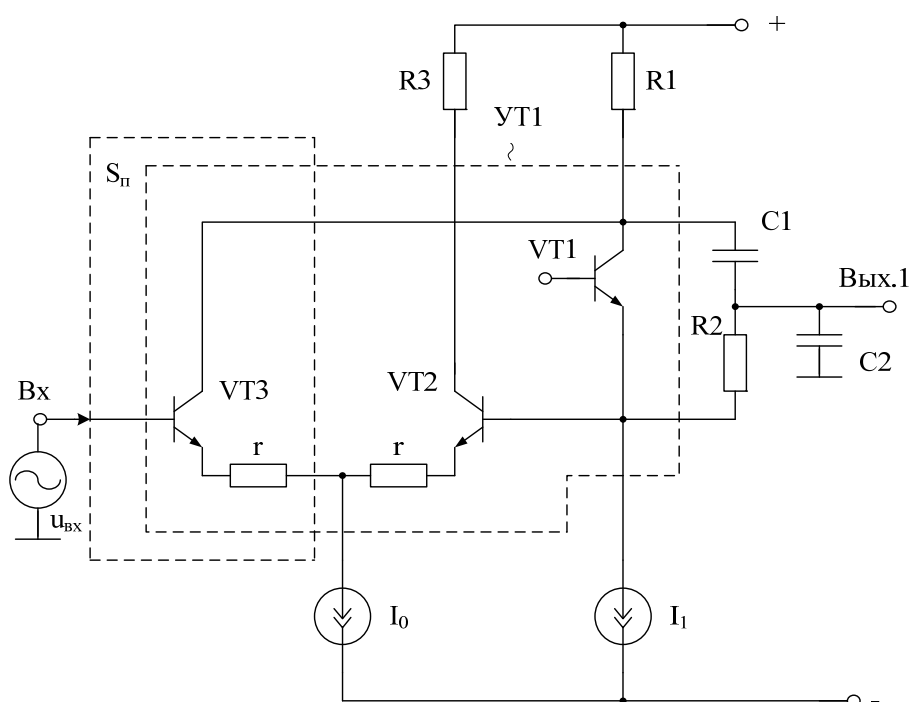


Рис. 1.42. Упрощённая принципиальная схема избирательного усилителя

В этой схеме

$$K_i = \alpha_1 + \alpha_3 \frac{h_{11.1}}{2(r + h_{11.3})}, \quad r_{вх} = h_{11.1}, \quad S_{п} = \alpha_3 / (2r + h_{11.3} + h_{11.2}), \quad (1.83)$$

где $S_{п}$ – крутизна входного преобразователя «напряжение-ток»; α_i , $h_{11.i}$ – малосигнальные параметры i -го транзистора; r – сопротивления в цепи эмиттера транзисторов $VT3$ и $VT2$.

Следовательно,

$$r_{вх} = \frac{\varphi_{\tau}}{I_1}, \quad K_i = \alpha_1 + \frac{\alpha_3}{2} \frac{I_0}{I_1} \frac{1}{2 + rI_0/\varphi_{\tau}}, \quad (1.84)$$

где $\varphi_{\tau} \approx 25$ мВ – температурный потенциал.

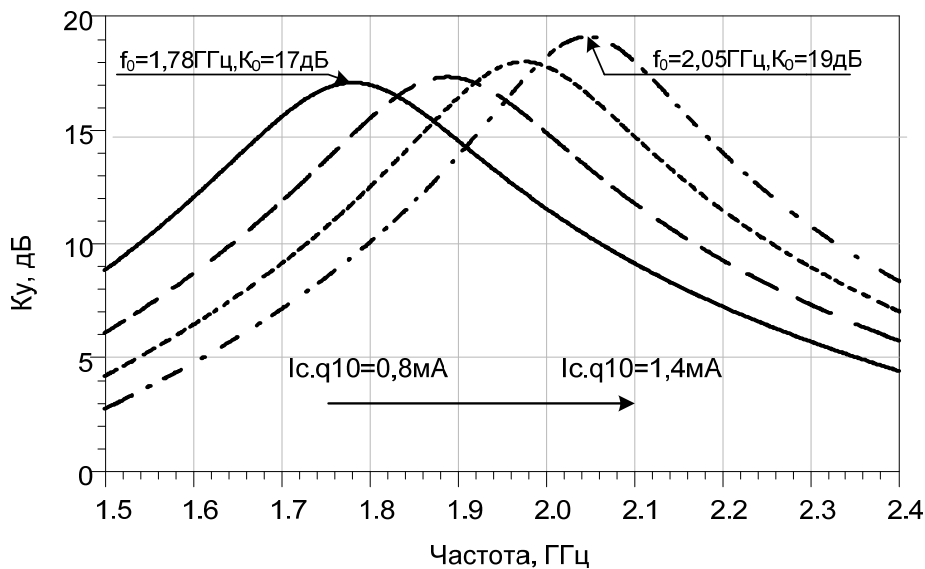


Рис. 1.44. Амплитудно-частотные характеристики звена активного СВЧ-фильтра с перестройкой f_0

Они показывают, что изменение этого тока от 0,8 до 1,4 мА обеспечивает изменение частоты полюса на 15%, что вполне достаточно для компенсации влияния технологических погрешностей изготовления всех компонентов. Как и отмечалось выше, это приводит к изменению добротности звена, которое легко восстанавливается изменением режимного тока дифференциального каскада I_0 . Как видно из (1.74), (1.84) и рис. 1.45, изменение реализуемого Q более чем на порядок приводит к изменению f_0 за счёт влияния частоты единичного усиления на 1,58%.

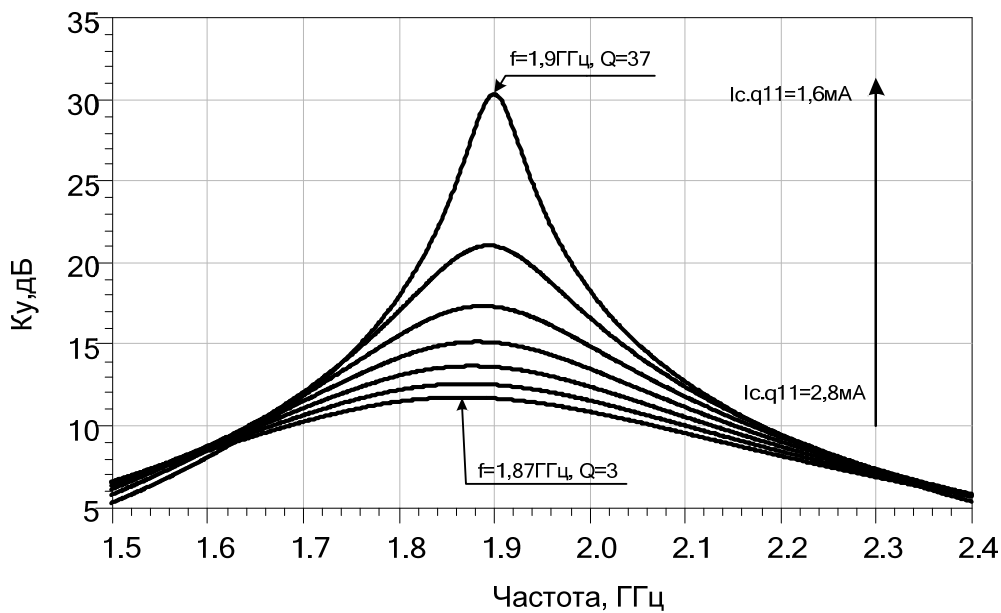


Рис. 1.45. Амплитудно-частотная характеристика звена активного СВЧ-фильтра с полосовой перестройкой

1.4.3. Полосовые фильтры с высоким ослаблением сигнала в области низких частот

Для реализации полосового фильтра второго порядка с управляемыми параметрами, при ограничениях на потребляемый ток и число используемых компонентов разработана [44] принципиальная схема на базе $n-p-n$ биполярных транзисторов (рис. 1.46).

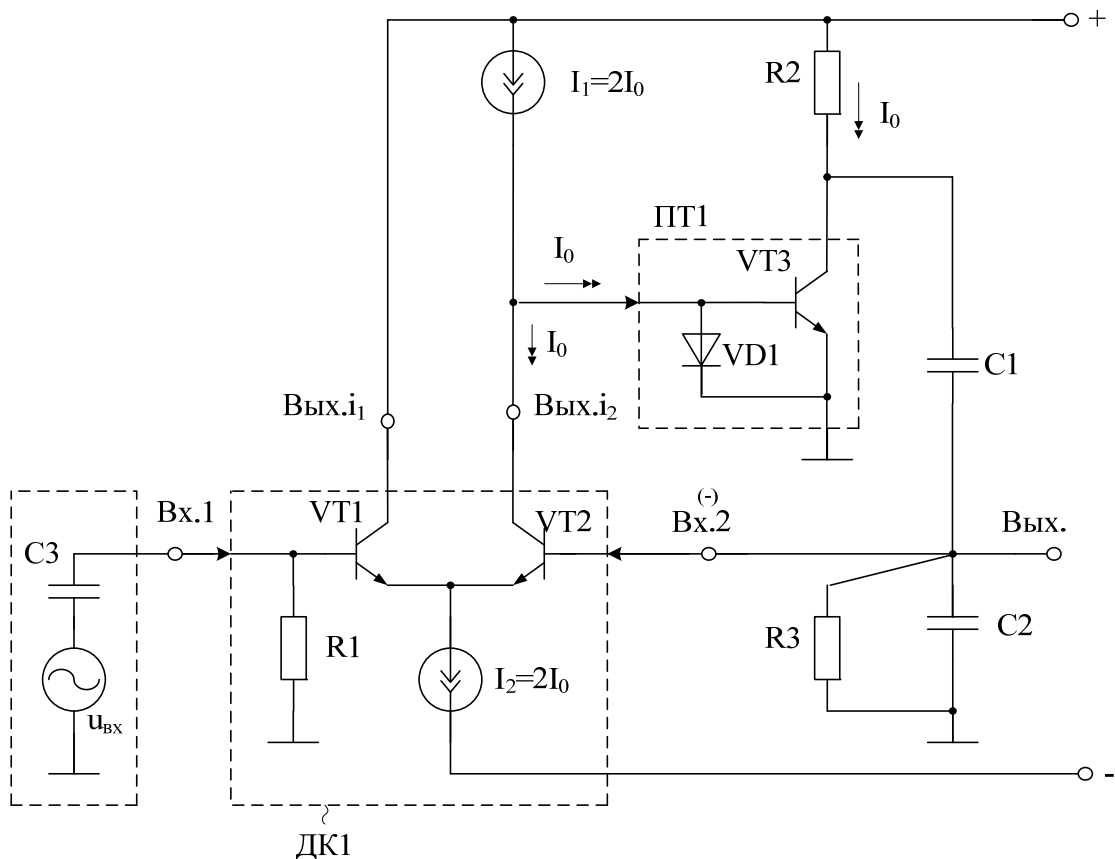


Рис. 1.46. Схема звена с управляемыми параметрами [44]

В схеме на рис. 1.46 входной дифференциальный каскад ДК1 реализован на транзисторах $VT1$ и $VT2$, а также источнике тока I_2 . Резистор $R1$ устанавливает статический режим транзистора $VT1$. Источник входного напряжения $u_{вх}$ содержит входную э.д.с. и разделительный конденсатор $C3$. Токое зеркало ПТ1 выполнено по традиционной схеме и содержит $p-n$ переход $VD1$ и транзистор $VT3$, база которого является токовым входом.

На рис. 1.47 приведен ИУ с повышенным затуханием выходного сигнала в области низких частот с конкретным выполнением входного дифференциального каскада ДК1 на полевых транзисторах $VT1$, $VT2$, объединенные истоки которых соединены с отрицательной шиной источника питания через вспомогательный токостабилизирующий двухполюсник I_1 .

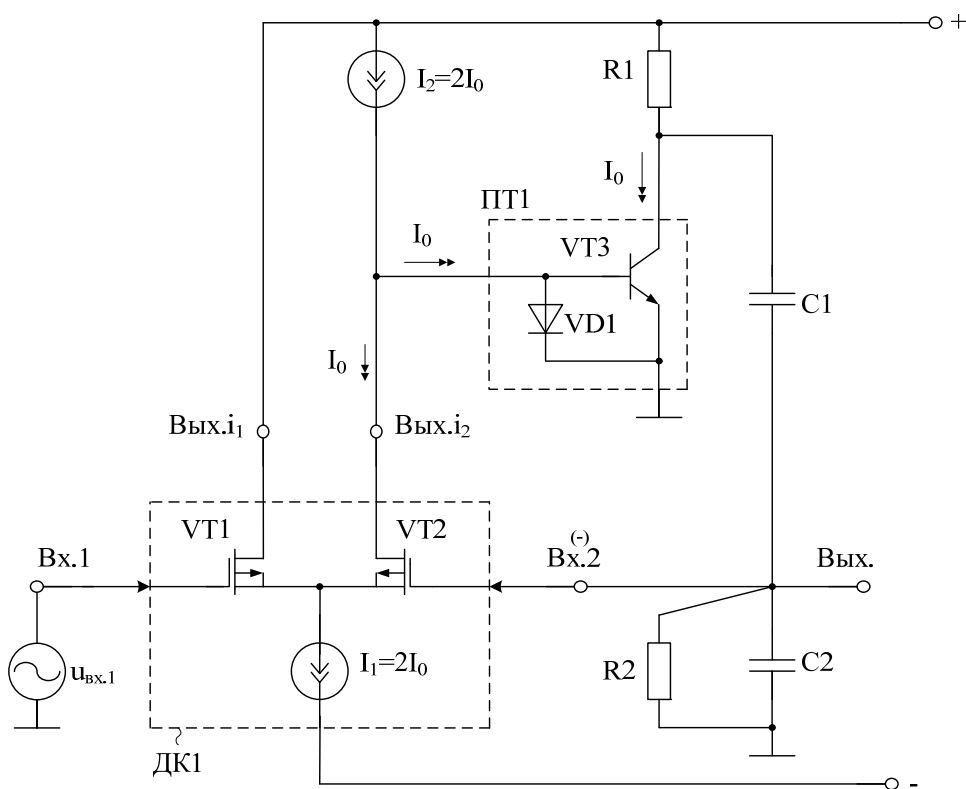


Рис. 1.47. Схема фильтра с повышенным затуханием выходного сигнала в области низких частот [44]

Источник входного сигнала $u_{вх}$ изменяет токи дифференциальной пары, реализованной на транзисторах $VT1$ и $VT2$. Изменение тока стока транзистора $VT2$ вызывает изменение входного тока токового зеркала ПТ1 и коллекторного тока биполярного транзистора $VT3$. Характер коллекторной нагрузки этого транзистора, образованной резисторами $R1$, $R2$ и конденсаторами $C1$, $C2$, приводит к частотной зависимости напряжения на резисторе $R2$, соответствующей АЧХ и ФЧХ избирательного усилителя. Действительно, влияние емкостного делителя на конденсаторах $C1$ и $C2$ ослабляет токи резистора $R2$ в диапазонах нижних и верхних частот в окрестности частоты квазирезонанса f_0 . Выходное напряжение ИУ дифференциально взаимодействует с входным напряжением $u_{вх}$ и изменяет ток стока транзистора $VT2$ и, следовательно, тока коллектора транзистора $VT3$. Таким образом, подключение выходной цепи ИУ к затвору транзистора $VT2$ реализует в схеме контур обратной связи, частотная зависимость которого соответствует характеристике полосового фильтра. Глубина этой обратной связи (ОС) максимальна только на одной частоте, которая соответствует частоте квазирезонанса (f_0) ИУ. В силу регенеративных свойств этой ОС увеличивается добротность (Q) и коэффициент усиления ИУ (K_0) без изменения частоты квазирезонанса f_0 .

Комплексный коэффициент передачи ИУ рис. 1.47 как отношение выходного напряжения $u_{\text{ВЫХ.}}$ (Вых.) к входному напряжению $u_{\text{ВХ}}$ определяется формулой, которую можно получить с помощью методов анализа электронных схем

$$K(jf) = \frac{u_{\text{ВЫХ.}}}{u_{\text{ВХ}}} = K_0 \frac{jf \frac{f_0}{Q}}{f_0^2 - f^2 + jf \frac{f_0}{Q}}, \quad (1.85)$$

где f – частота входного сигнала; f_0 – частота квазирезонанса схемы; Q – добротность полюса; K_0 – коэффициент усиления схемы по напряжению на частоте квазирезонанса f_0 . Причем

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}}, \quad (1.86)$$

$$Q^{-1} = d_p = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} + \left(\sqrt{\frac{C_2}{C_1}} + \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \right) + \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} (1 - SR_2), \quad (1.87)$$

$$K_0 = Q \cdot S \sqrt{R_1 R_2} \sqrt{\frac{C_2}{C_1}}, \quad (1.88)$$

где R_1, R_2 (C_1, C_2) – сопротивления (емкости) элементов R_1 и R_2 (C_1, C_2);

$$S = \frac{S_1 S_2}{S_1 + S_2} K_{i1} \approx \frac{S_0}{2}, \quad (1.89)$$

где $K_{i1} \approx 1$ – коэффициент передачи по току токового зеркала ПТ1; $S_1 \approx S_2 \approx S_0$ – крутизна транзисторов $VT1$ и $VT2$ входного дифференциального каскада ДК1.

Из формулы (1.88) следует, что изменением эквивалентной крутизны S можно независимо от реализуемого значения f_0 (формула 1.86) осуществить настройку Q схемы на заданное значение. Например, в схеме рис. 1.47 это легко реализуется изменением тока $I_1=2I_0$, так как крутизна транзисторов $S_1 \approx S_2 \approx S_0$ прямо пропорциональна статическому току истока $I_{и.1} = I_{и.2} = I_0$.

Для случая, когда входной дифференциальный каскад ДК1 выполнен на биполярных транзисторах (например, в схеме рис. 1.46), эквивалентная крутизна S (5) определяется по формуле

$$S = \frac{K_{i1}}{r_{\beta 1} + r_{\beta 2}}, \quad (1.90)$$

где $r_{\beta 1}=r_{\beta 2}=r_{\beta}$ – сопротивление эмиттерных переходов транзисторов $VT1$ и $VT2$.

С учетом режимной зависимости $r_{\beta} = \phi_m / I_{\beta}$ при $K_{i1}=1$ формулу (1.90) можно упростить:

$$S \approx \frac{I_0}{2\varphi_m}, \quad (1.91)$$

где $\varphi_m = 26$ мВ – температурный потенциал; $I_0 = 0,5I_2$ – половина тока двухполюсника I_2 .

Таким образом, изменяя ток I_0 , можно управлять величиной добротности Q , реализуемой в рассматриваемых схемах.

Кроме этого, важным дополнительным свойством этих схем является относительно небольшое влияние паразитных емкостей транзисторов на основные параметры f_0 и Q . Действительно, для схемы рис. 1.47 можно показать, что относительные изменения основных параметров звена

$$\frac{\Delta f_0}{f_0} = -\frac{1}{2} \left(\frac{C_{\text{BX}}}{C_2} + \frac{C_{\text{BX}}}{C_1} + \frac{C_{\text{П}}}{C_1} \right), \quad (1.92)$$

$$\frac{\Delta d_p}{d_p} = Q \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} \sqrt{\frac{C_{\text{BX}}}{C_1}}, \quad (1.93)$$

где C_{BX} – входная емкость транзистора $VT2$; $C_{\text{П}}$ – емкость на подложку коллекторной цепи транзистора $VT3$ (рис. 1.47).

Структурные свойства схем позволяют оптимизировать параметры фильтров. Если выбрать $C_1 = C_2 = C$, то оптимальное отношение $(R_2/R_1)_{\text{opt}} = 1/2$, и тогда при минимальном значении эквивалентной крутизны S выполняется условие:

$$Q^{-1} = d_p = \sqrt{2}(2 - SR_2). \quad (1.94)$$

В этом случае чувствительности основных параметров схем к нестабильности пассивных элементов схемы оптимизируются:

$$S_{R_1}^{d_p} = -S_{R_1}^Q = \frac{Q}{\sqrt{2}} SR_2; \quad S_{R_{18}}^{d_p} = -S_{R_2}^Q = -\frac{3Q}{\sqrt{2}} SR_2; \quad (1.95)$$

$$S_S^{d_p} = -S_S^Q = -Q\sqrt{2}SR_2; \quad (1.96)$$

$$S_{C_2}^{d_p} = -S_{C_1}^{d_p} = -S_{C_2}^Q = -S_{C_1}^Q = Q\sqrt{2}(1 - SR_2); \quad (1.97)$$

$$S_{C_2}^{f_0} = S_{C_1}^{f_0} = S_{R_1}^{f_0} = S_{R_2}^{f_0} = -\frac{1}{2}. \quad (1.98)$$

В биполярном базисе элементов в схеме рис. 1.46 для уменьшения на низких частотах прямой передачи входного сигнала u_{BX} по цепи «база транзистора $VT1$ – эмиттер транзистора $VT1$ – эмиттер транзистора $VT2$ – база транзистора $VT2$ », зависящей от их коэффициентов

усиления по току базы этих транзисторов ($\beta = 50 \div 200$) нужна дополнительная разделительная емкость $C3$ во входной цепи, которая показана в источнике входного сигнала.

В предлагаемой схеме [44] за счет применения полевых транзисторов $VT1$ и $VT2$ (рис. 1.47) этот эффект значительно ослаблен, а асимптотические затухания на низких частотах малы в связи с отсутствием передачи изменений токов истока транзисторов $VT1$ и $VT2$ в цепь затвора транзистора $VT2$, т.е. на выход устройства.

Аналогичным свойством обладает ИУ рис. 1.48, в котором каскад ДК1 выполнен на составных транзисторах Дарлингтона ($VT1 \div VT4$).

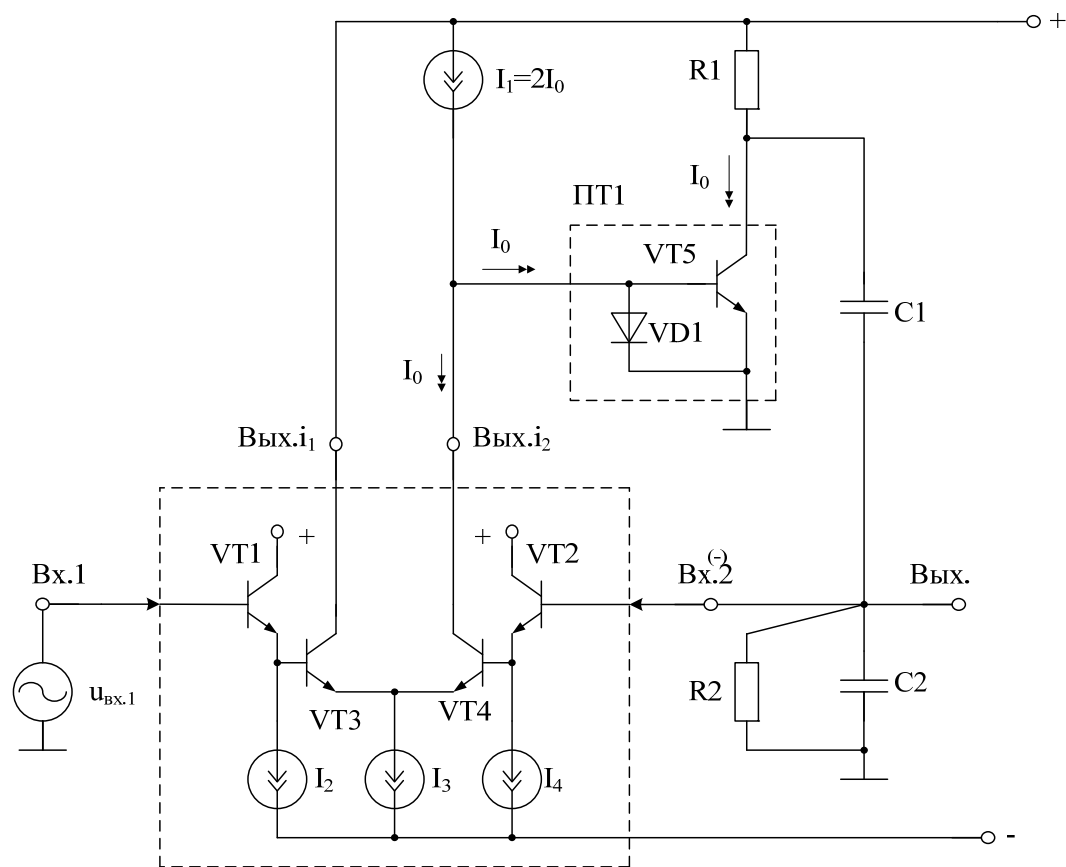


Рис. 1.48. Схема фильтра с повышенным затуханием в области низких частот и реализацией входного ДК на составных транзисторах Дарлингтона [44]

На рис. 1.49 представлена схема рис. 1.48 в среде PSpice.

На рис. 1.50 приведен график частотной зависимости коэффициента усиления схемы ИУ рис. 1.49 при следующих параметрах элементов $C_1=2,1\text{p}$, $C_2=1,9\text{p}$, $R_1=1\text{КОм}$, $R_2=100\text{Ом}$. При этом реализуется добротность $Q=10$.

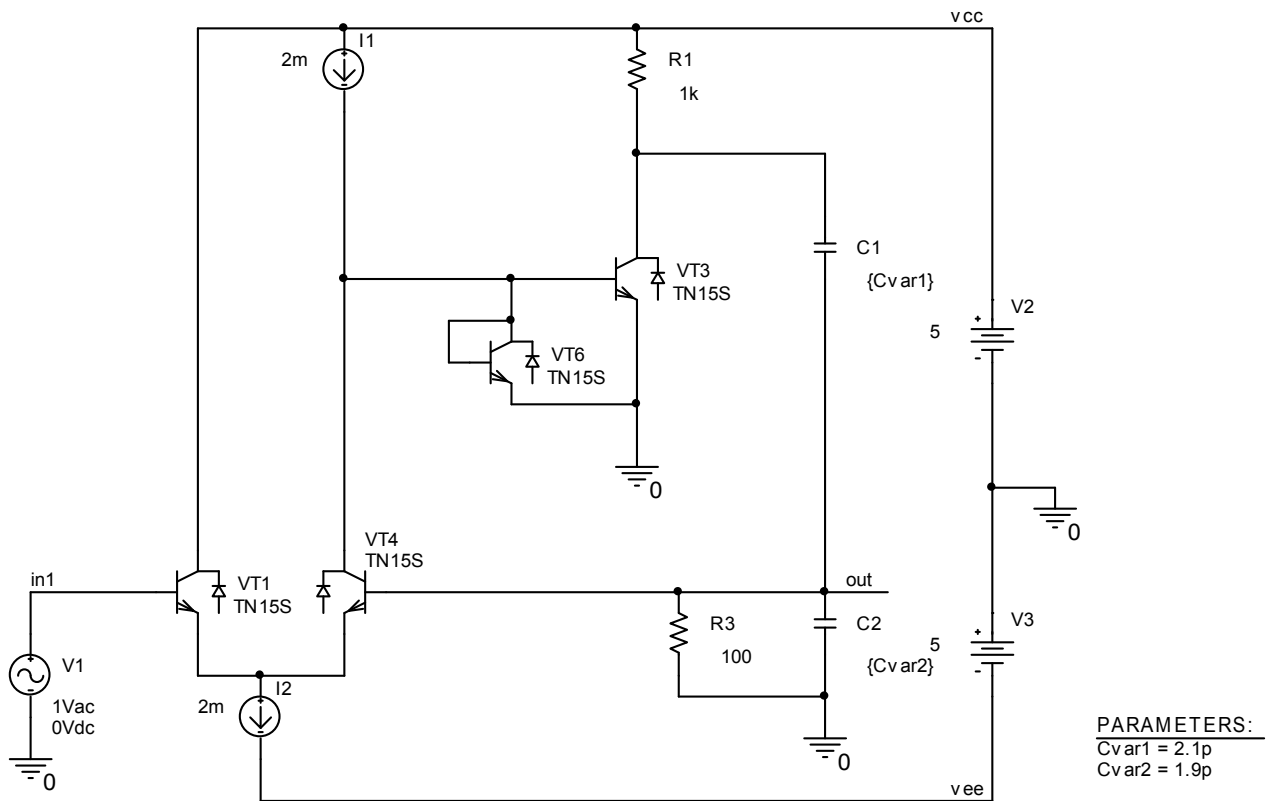


Рис. 1.49. Схема звена в среде PSpice

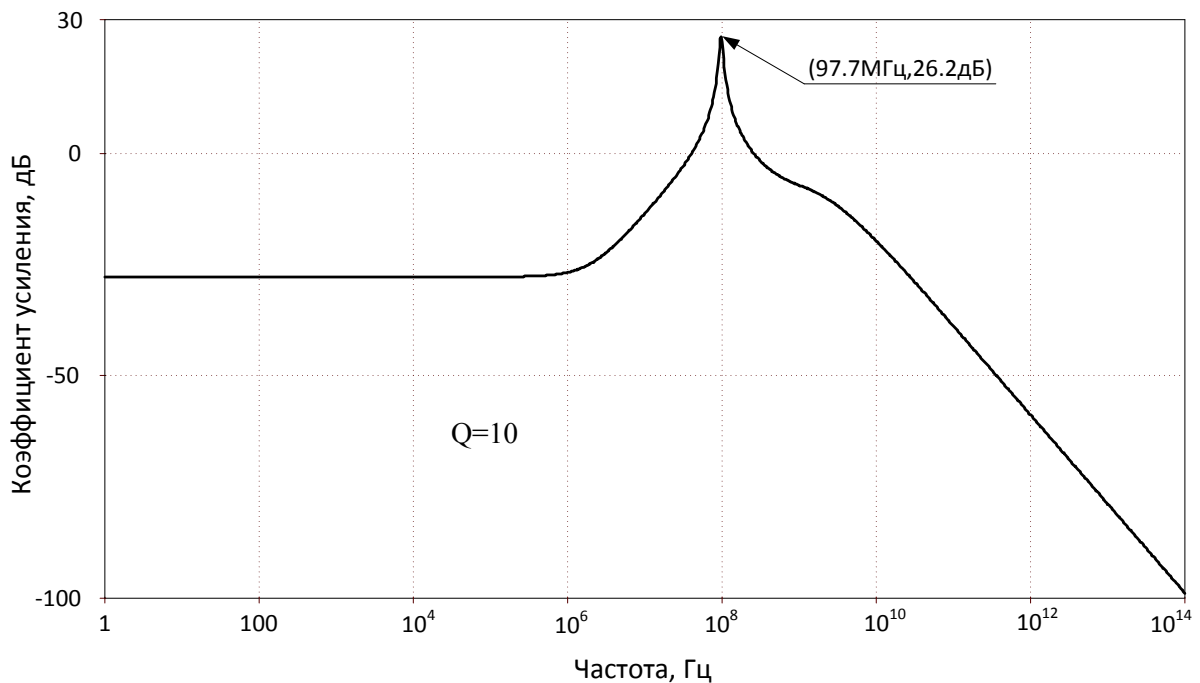


Рис. 1.50. Частотная зависимость коэффициента усиления схемы рис. 1.49

На рис. 1.51 показана схема фильтра в среде PSpice для случая, когда источник сигнала $u_{вх}$ связан с базой входного транзистора входного дифференциального каскада через разделительный конденсатор $C3$.

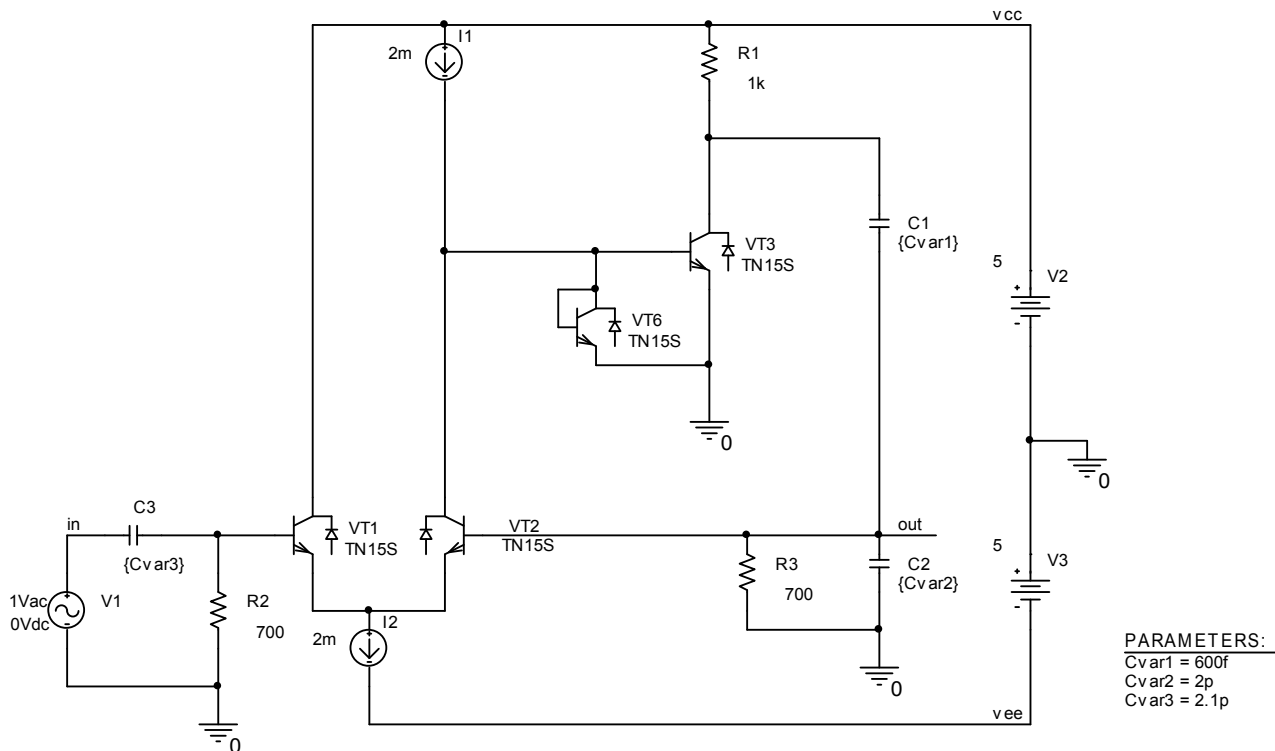


Рис. 1.51. Схема фильтра рис. 1.46 в среде PSpice

На рис. 1.52 приведен график частотной зависимости коэффициента усиления схемы рис. 1.51 при $C_1=600\text{f}$, $C_2=2\text{p}$, $C_3=2,1\text{p}$, $R_2=R_3=700\text{Ом}$, $R_1=1\text{Ком}$. При этом реализуемая добротность $Q=163$.

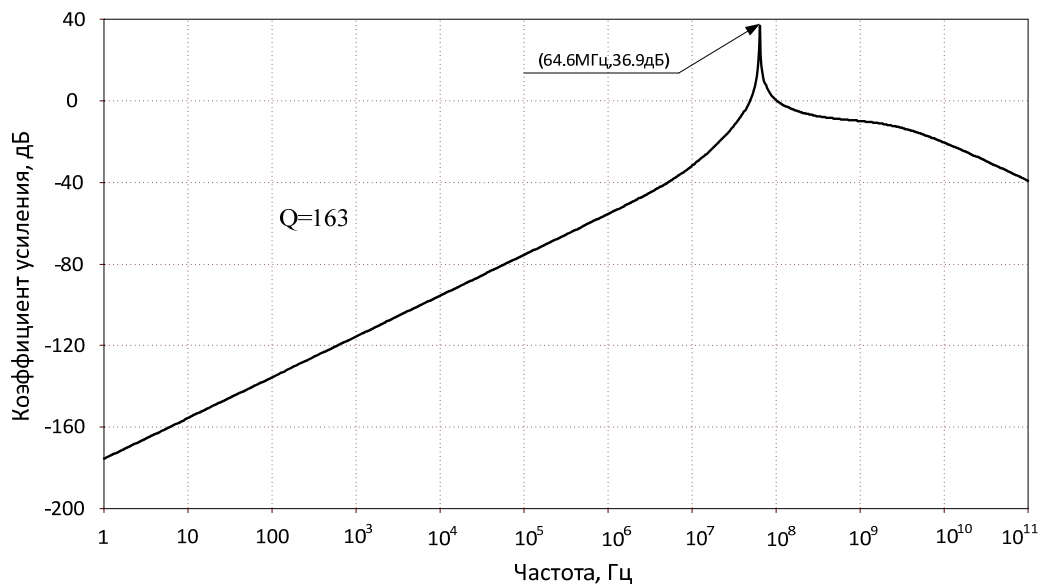


Рис. 1.52. Частотная зависимость коэффициента усиления схемы рис. 1.51

На рис. 1.53 представлена схема фильтра рис. 1.48 в среде PSpice на моделях интегральных транзисторов ФГУП НПП «Пульсар», которая обеспечивает высокое ослабление выходного сигнала в диапазоне низких частот без применения входного разделительного конденсатора и полевых транзисторов.

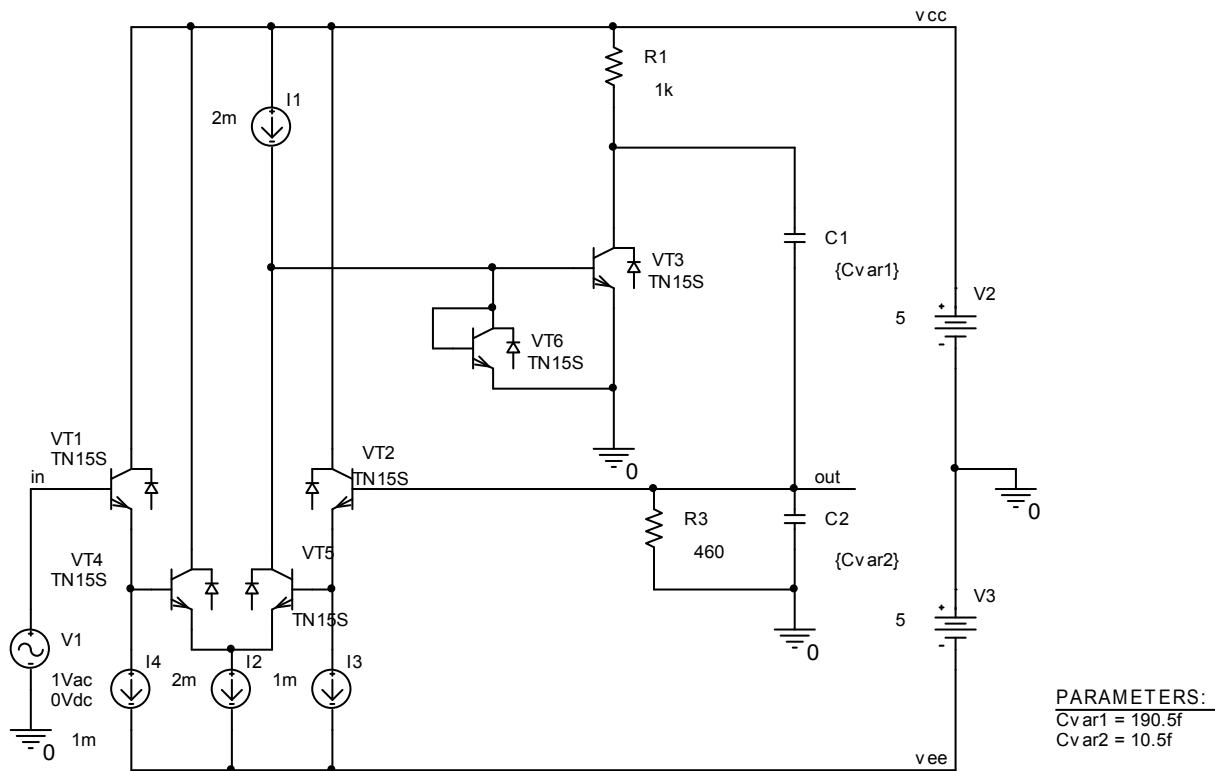


Рис. 1.53. Схема фильтра рис. 1.48 с высоким ослаблением выходного сигнала в среде PSpice

На рис. 1.54 приведен график частотной зависимости коэффициента усиления схемы рис. 1.53 при $C_1=190,5f$, $C_2=10,5f$, $R_1=1k\Omega$, $R_2=460\Omega$. При этом реализуемая добротность $Q=114$.

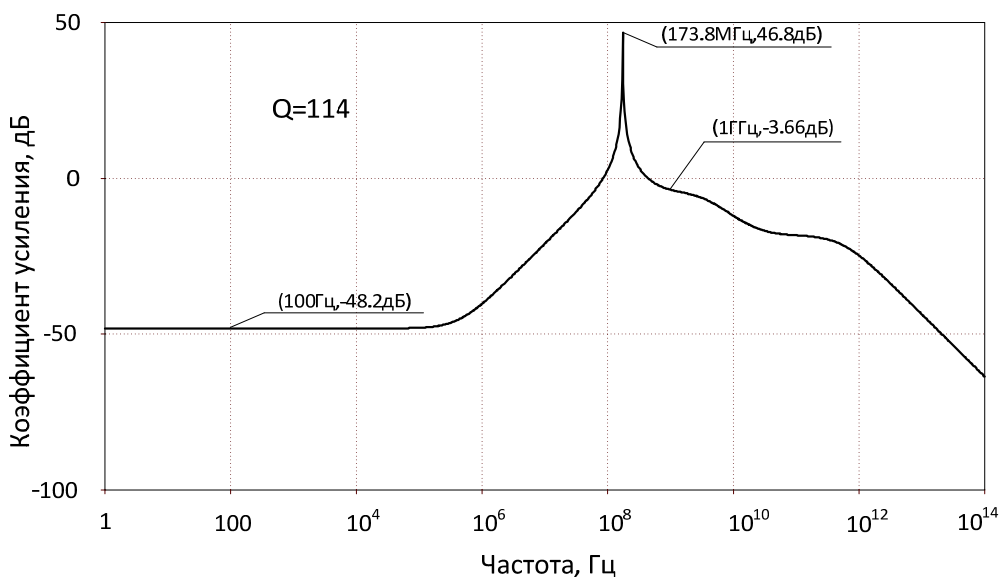


Рис. 1.54. Частотная зависимость коэффициента усиления схемы рис. 1.53

Таким образом, предлагаемые схемотехнические решения фильтров второго порядка характеризуются более высокими значениями коэффициента усиления K_0 на частоте квази-резонанса f_0 , повышенными величинами добротности Q , характеризующей его избирательные свойства, а также более высоким ослаблением выходного сигнала в диапазоне низких частот. Данное сочетание свойств схем позволяет обеспечить его эффективное использование для целей измерения параметров высокочастотных сигналов, их усиления, а также предварительной настройкой их параметров величинами задающих токов.

1.5. Микромощный избирательный усилитель в элементном базисе радиационно-стойкого техпроцесса АБМК_1_3

Повышенная радиационная стойкость n-p-n биполярных и JFET-полевых транзисторов аналогового базового матричного кристалла АБМК_1_3 позволяет реализовывать на его основе микромощные избирательные усилители [50, 39, 51, 52]. Малый ток в шинах питания схемы ИУ рис. 1.55 обеспечивается уменьшением числа токопотребляющих цепей усилительного каскада.

На рис. 1.55а показаны базовые схемы предлагаемого ИУ [50, 39, 51, 52].

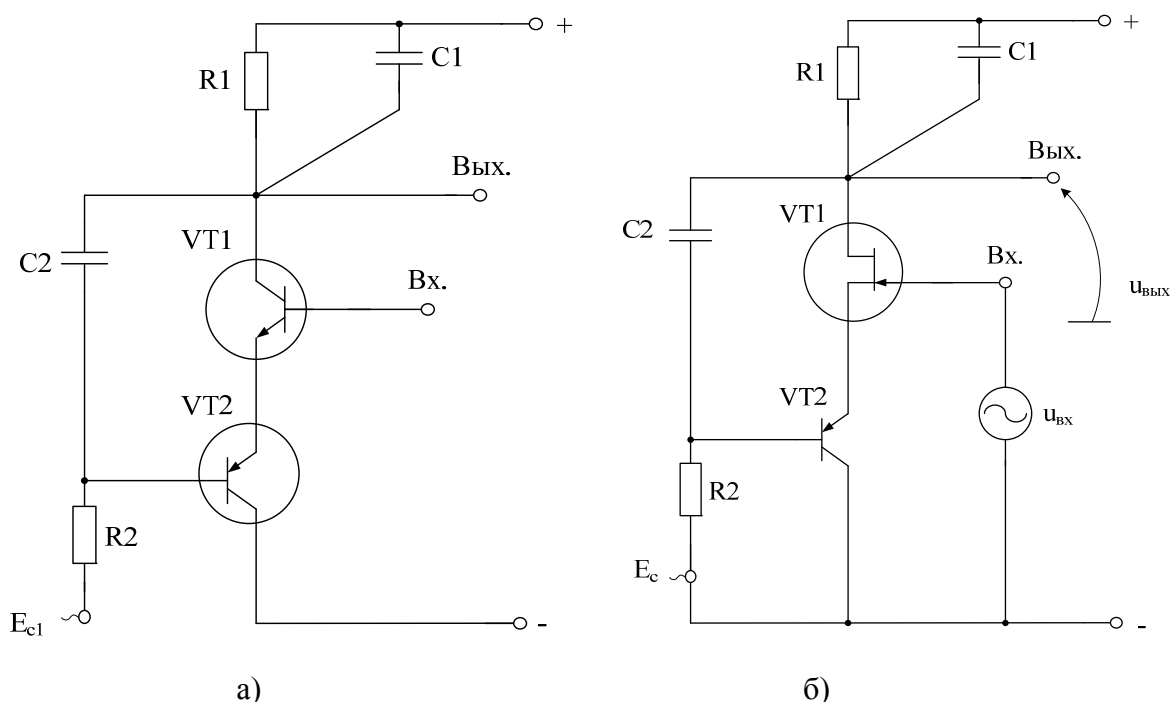


Рис. 1.55. Базовые схемы микромощного избирательного усилителя [53]

Источник входного напряжения $u_{вх}$ в схеме рис. 1.55б изменяет ток стока (i_c) полевого транзистора $VT1$. Характер стоковой нагрузки этого транзистора, образованной резисторами $R1$ и $R2$, а также конденсаторами $C1$ и $C2$, обеспечивает преобразование i_c в выходной сигнал

ИУ. При этом наличие емкостного делителя, образованного конденсаторами C_1 и C_2 , формирует функциональную зависимость выходного сигнала, соответствующую частотным характеристикам избирательного усилителя.

Применение полевого транзистора управляющим $p-n$ переходом обеспечивает минимально возможное потребление тока от источника питания, а также работу с однополярным питанием [53].

Комплексный коэффициент передачи ИУ рис. 1.55б как отношение выходного напряжения (Вых.) к входному напряжению $u_{вх}$ определяется формулой, которую можно получить с помощью методов анализа электронных схем

$$K(jf) = \frac{u_3}{u_{вх}} = K_0 \frac{jf \frac{f_0}{Q}}{f_0^2 - f^2 + jf \frac{f_0}{Q}},$$

где f – частота входного сигнала; f_0 – частота квазирезонанса избирательного усилителя; Q – добротность АЧХ избирательного усилителя; K_0 – коэффициент усиления ИУ на частоте квазирезонанса f_0 .

Причем:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}},$$

где C_1, C_2, R_1, R_2 – параметры соответствующих элементов схемы C_1, C_2, R_1 и R_2 ;

Добротность ИУ определяется формулой

$$Q^{-1} = D_0 + \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \left[1 - \frac{R_1}{h_{11.2} + S_1^{-1}} \right], \quad (1.99)$$

где $h_{11.2}$ – входное сопротивление транзистора VT_2 в схеме с общей базой;

$D_0 = \left(\sqrt{\frac{C_1}{C_2}} + \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \right) \sqrt{\frac{R_1}{R_2}}$ – эквивалентное затухание пассивной частото-зависимой цепи; S_1 –

крутизна полевого транзистора VT_1 .

За счет выбора параметров элементов, входящих в формулу (1.99), можно обеспечить $Q \gg 1$.

Формула для коэффициента усиления K_0 в комплексном коэффициенте передачи (1.99) имеет вид

$$K_0 = -QS \sqrt{R_1 R_2} \sqrt{\frac{C_2}{C_1}},$$

где $S \approx \frac{1}{(h_{11.2} + S_1^{-1})}$.

Из соотношения (1.99) следует возможность параметрической оптимизации схемы ИУ при реализации требуемой добротности. Действительно,

$$Q^{-1} = \frac{m(k^2 + 1)}{k} + \frac{1 - R_1 S}{mk}, \quad (1.100)$$

где $k = \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}$; $m = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}}$.

При этом параметрические чувствительности

$$S_{C_1}^Q = -S_{C_2}^Q = \frac{1}{2} \left[\frac{m(k^2 - 1)}{kD_p} - \frac{SR_1}{mk} \right],$$

$$S_{R_1}^Q = -S_{R_2}^Q = \frac{1}{2} \left[\frac{m(k^2 - 1)}{km} - \frac{1 + SR_1}{mk} \right],$$

$$S_S^Q = -\frac{QSR_1}{mk}$$

могут оптимизироваться по одному из критериев – суммарная чувствительность, среднеквадратическая чувствительность и т.п. Так, при минимизации среднеквадратической чувствительности получаем, что

$$k_{opt} = 1,6, \quad (SR_1)_{opt} = 2,5, \quad (1.101)$$

а соотношение между резистивными элементами схемы определяется из условия (1.100) для практических значений добротности Q .

При условиях $C_1 = C_2 = C$ и $h_{11.2} + S_1^{-1} = R_1$ параметрические чувствительности основных параметров ИУ имеют следующий вид:

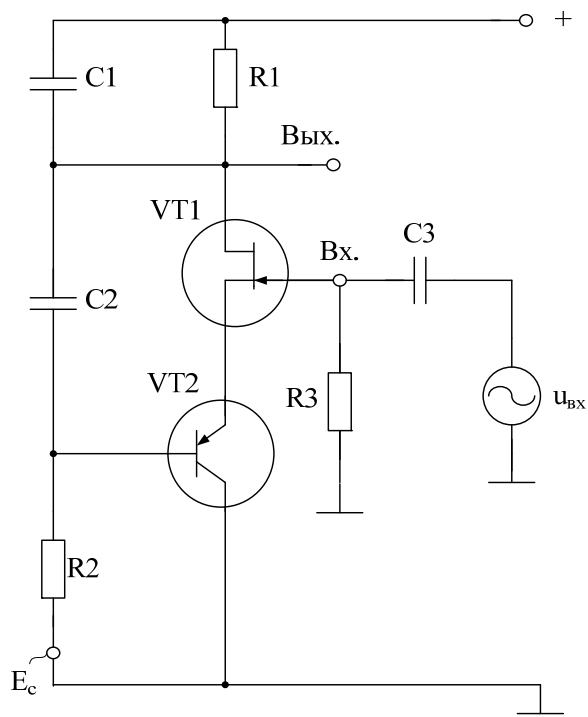
$$S_{C_2}^{f_0} = S_{C_1}^{f_0} = S_{R_1}^{f_0} = S_{R_2}^{f_0} = -\frac{1}{2},$$

$$S_{C_2}^Q = S_{C_1}^Q = 0, \quad S_{C_2}^{K_0} = -S_{C_1}^{K_0} = \frac{1}{2},$$

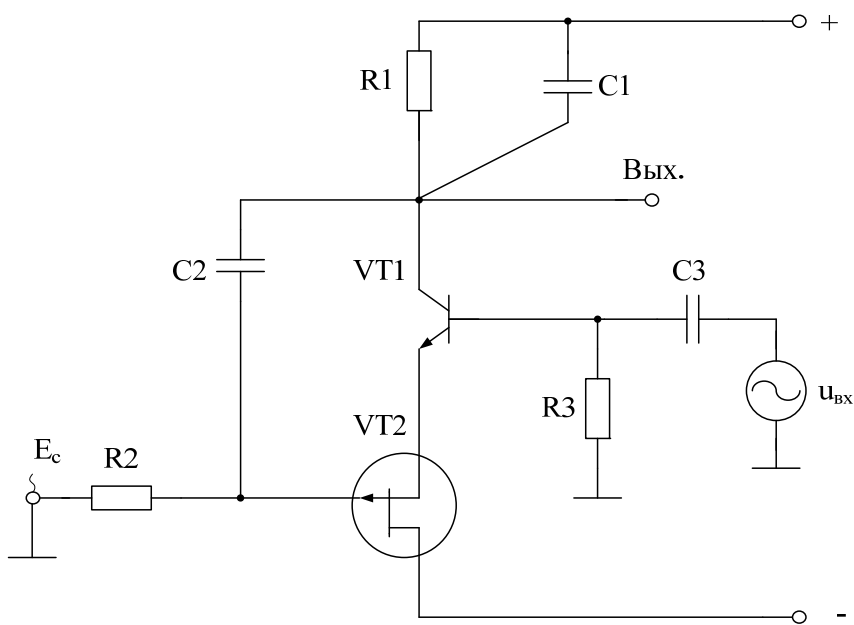
$$S_{R_2}^Q = -S_{R_1}^Q = \frac{1}{2}, \quad S_{R_2}^{K_0} = S_{R_1}^{K_0} = \frac{1}{2}.$$

Это характеризует схему предлагаемого ИУ в классе низкочувствительных звеньев второго порядка. В этом случае $K_0 = Q$.

Схема рис. 1.56 имеет дополнительное качество при однополярном питании – высокое ослабление выходного сигнала в диапазоне низких частот.



а)



б)

Рис. 1.56. Схемы ИУ с высоким затуханием выходного сигнала в диапазоне низких частот

На рис. 1.57 представлены другие модификации схемы ИУ на $p-n-p$ и $n-p-n$ транзисторах аналогового базового матричного кристалла АБМК_1_3 (НПО «Интеграл», г. Минск).

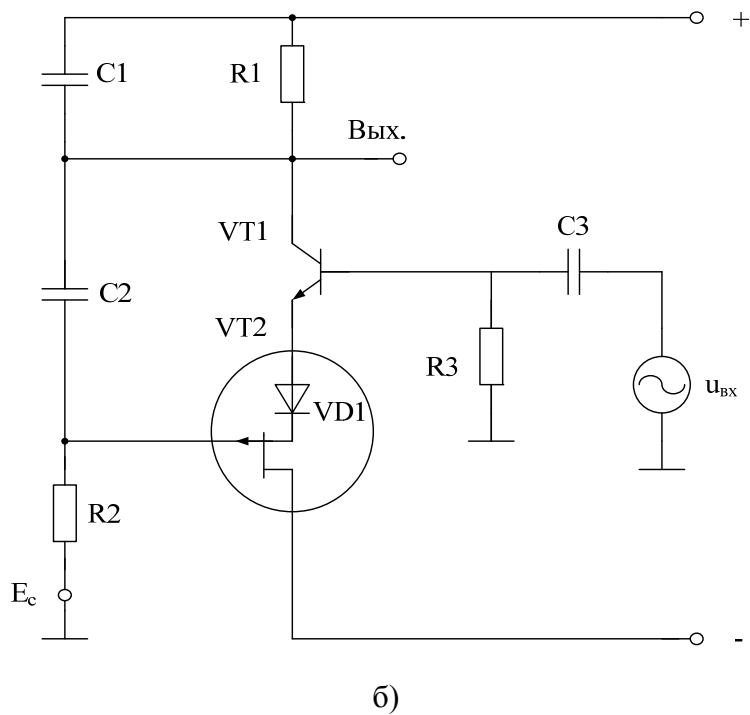
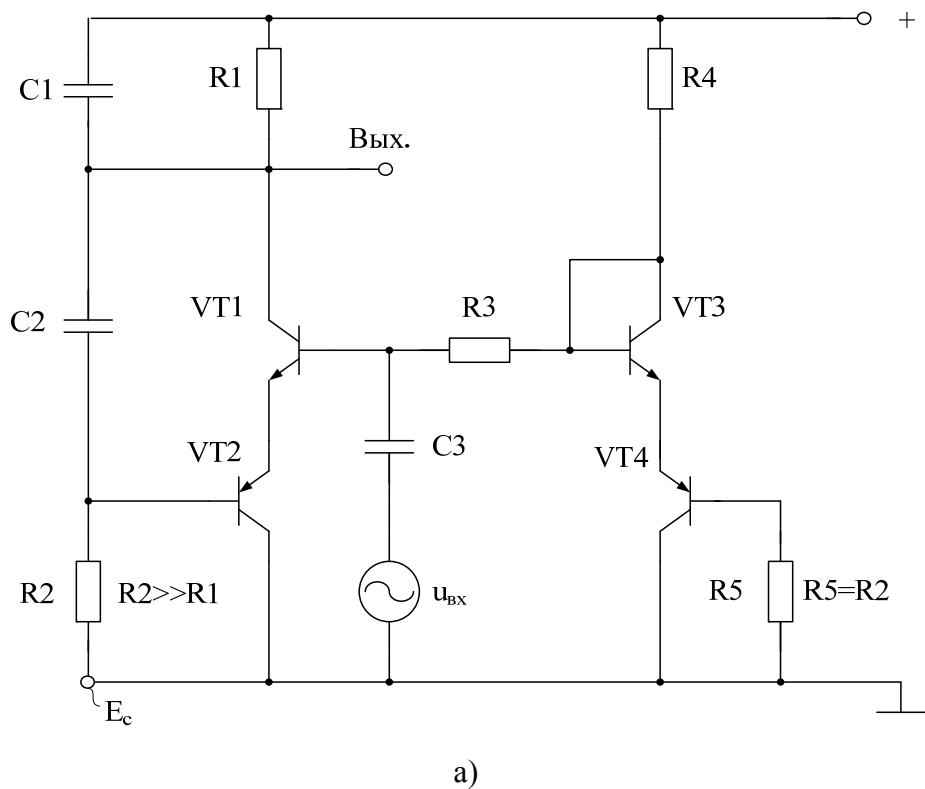


Рис. 1.57. Схемы ИУ с однополярным питанием (а) и с минимальным токопотреблением (б)

На рис. 1.57б в исток полевого транзистора с управляющим $p-n$ переходом, который используется в качестве входного транзистора $VT2$, включен дополнительный $p-n$ переход $VD1$. В данной схеме предусмотрено дальнейшее снижение токопотребления за счет перевода полевого транзистора в микрорежим.

На рис. 1.58 представлена схема ИУ рис. 1.57б в элементном базисе техпроцесса АБМК_1_3 (г. Минск) в среде компьютерного моделирования PSpice.

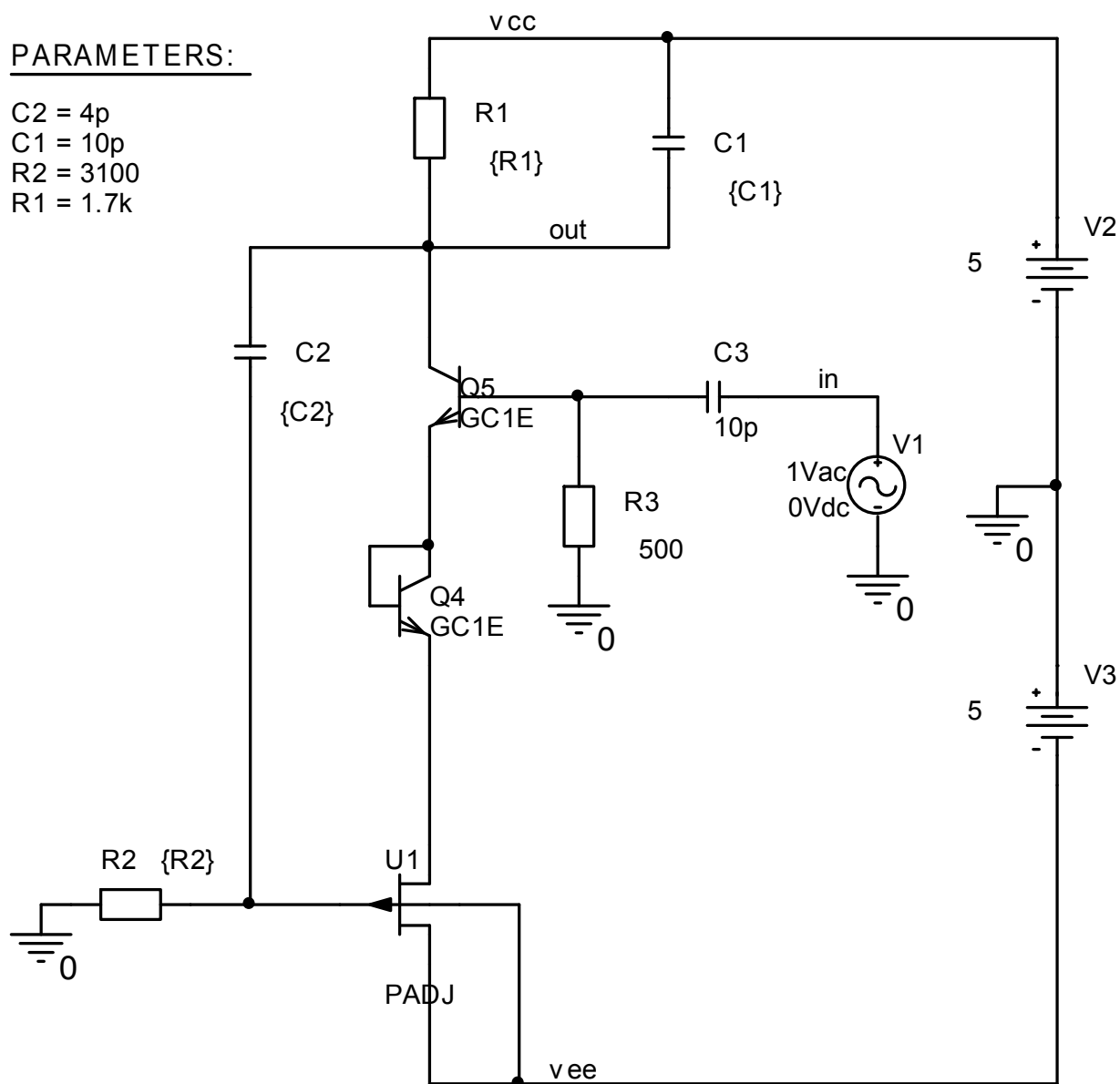


Рис. 1.58. Схема ИУ в элементном базисе техпроцесса АБМК_1_3 в среде компьютерного моделирования PSpice

На рис. 1.59 приведена логарифмическая амплитудно-частотная (ЛАЧХ) и фазо-частотная (ФЧХ) характеристики ИУ рис. 1.58 в диапазоне частот от 10 кГц до 10 ГГц при $R1=1,7$ кОм, $C1=10$ пФ, $R2=3,1$ кОм, $C2=4$ пФ.

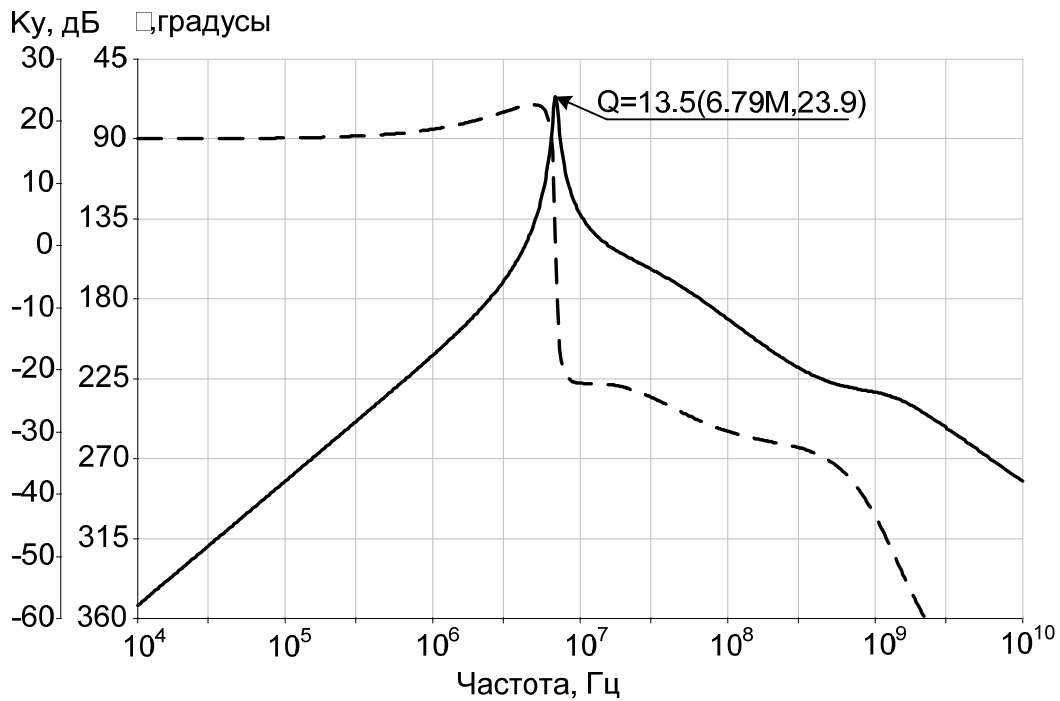


Рис. 1.59. Логарифмическая амплитудно-частотная (ЛАЧХ) и фазочастотная (ФЧХ) характеристики ИУ в диапазоне частот от 10 кГц до 10 ГГц

На рис. 1.60 показана ЛАЧХ ИУ рис. 1.58 при значениях сопротивления коллекторной нагрузки R_1 , изменяющегося в диапазоне от 1,4 кОм до 1,7 кОм.

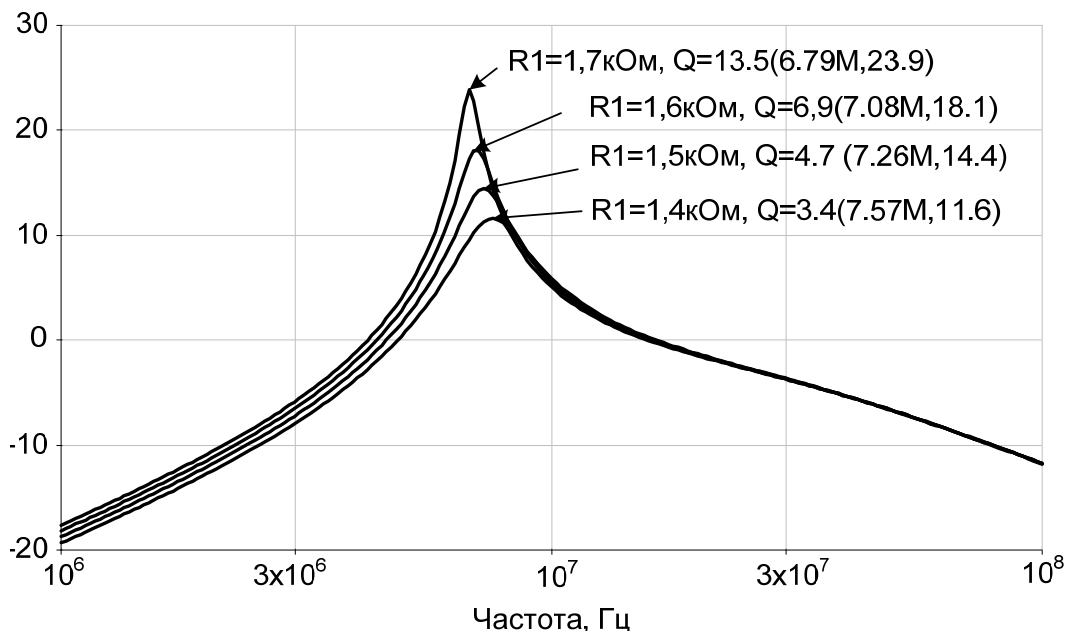


Рис. 1.60. ЛАЧХ ИУ при изменении значения сопротивления R_1 от 1,4 кОм до 1,7 кОм

Соотношение емкостей в схеме рис. 1.58 выбрано таким образом, чтобы выполнялся, приведенный в (1.101) критерий $k_{opt} = 1,6$.

Представленные на рис. 1.59, 1.60 результаты моделирования подтверждают указанные свойства предлагаемой схемы.

Таким образом, рассмотренные схемотехнические решения полосового фильтра характеризуются достаточно высокими значениями коэффициента усиления по напряжению K_0 на частоте квазирезонанса f_0 , а также стабильными величинами добротности Q , характеризующей его избирательные свойства, при малом энергопотреблении и низкой параметрической чувствительности.

1.6. Модифицированный избирательный усилитель Рауха с расширенным частотным диапазоном

Классическое построение для считывающей электроники избирательных усилителей (ИУ) рис. 1.61 приводит к существенной зависимости их основных параметров (добротности Q и частоты квазирезонанса f_0) от частоты единичного усилителя f_1 используемых ОУ [54]. Это не позволяет обеспечить работу ИУ с микромощными и, как следствие, низкочастотными ОУ по техпроцессу АБМК_1_3. В этой связи весьма актуальной является задача поиска архитектур избирательных усилителей, имеющих слабую зависимость частоты квазирезонанса f_0 от f_1 применяемых активных элементов (ОУ).

Действительно, частота квазирезонанса f_0 амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) широко известной схемы Рауха [54] существенно зависит от численных значений частоты единичного усиления f_1 основного ОУ – при уменьшении f_1 (например, при переводе ОУ А1 в микрорежим) f_0 уменьшается. Таким образом, с микромощными ОУ схема Рауха не работоспособна на высоких частотах.

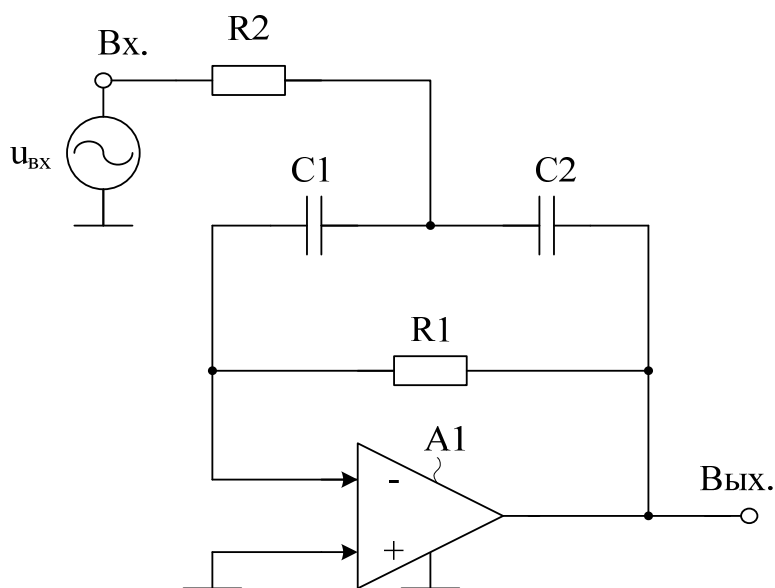


Рис. 1.61. Схема избирательного усилителя Рауха

На рис. 1.62 представлена схема предлагаемого ИУ [54].

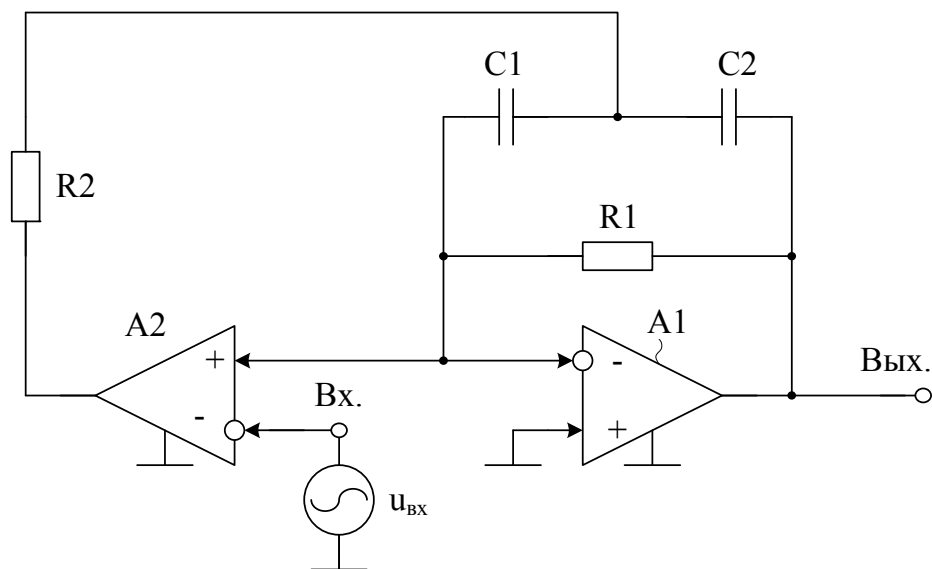


Рис. 1.62. Схема предлагаемой модификации ИУ Рауха [54]

Его задача – расширение частотного диапазону ИУ за счет ослабления влияния частоты f_1 основного ОУ на частоту квазирезонанса f_0 . Это позволяет, в ряде случаев, реализовать высококачественное избирательное устройство в диапазонах высоких и сверхвысоких частот с использованием типовых ОУ, имеющих сравнительно небольшие значения f_1 и малое энергопотребление.

Комплексный коэффициент передачи предлагаемого ИУ рис. 1.62 [54] как отношение выходного напряжения к входному напряжению $u_{\text{вх}}$ определяется формулой, которую можно получить с помощью методов анализа электронных схем

$$K(jf) = \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{u_{\text{ВХ}}} = K_0 \frac{jf \frac{f_0}{Q}}{f_0^2 - f^2 + jf \frac{f_0}{Q}}, \quad (1.102)$$

где f – частота входного сигнала; f_0 – частота квазирезонанса избирательного усилителя; Q – добротность АЧХ избирательного усилителя; K_0 – коэффициент усиления ИУ на частоте квазирезонанса f_0 .

Можно показать аналитически, а также путем компьютерного моделирования, что предлагаемый избирательный усилитель рис. 1.62 характеризуется слабым влиянием частоты единичного усиления f_1 используемого основного А1 и дополнительного А2 операционных усилителей на основные параметры ИУ – добротность Q и частоту квазирезонанса f_0 . Это по-

зволяет при прочих равных условиях получить более широкий диапазон рабочих частот ИУ при использовании относительно низкочастотных операционных усилителей А1 и А2.

На рис. 1.63 приведена практическая схема избирательного усилителя рис. 1.62 с компенсацией влияния частоты единичного усиления f_1 основного операционного усилителя А1 на частоту квазирезонанса f_0 , в котором дополнительный неинвертирующий каскад реализован на основе вспомогательного ОУ А2 и резисторов обратной связи R_3 и R_4 , определяющих коэффициент передачи дополнительного инвертирующего каскада ($K_y=R_3/R_4$).

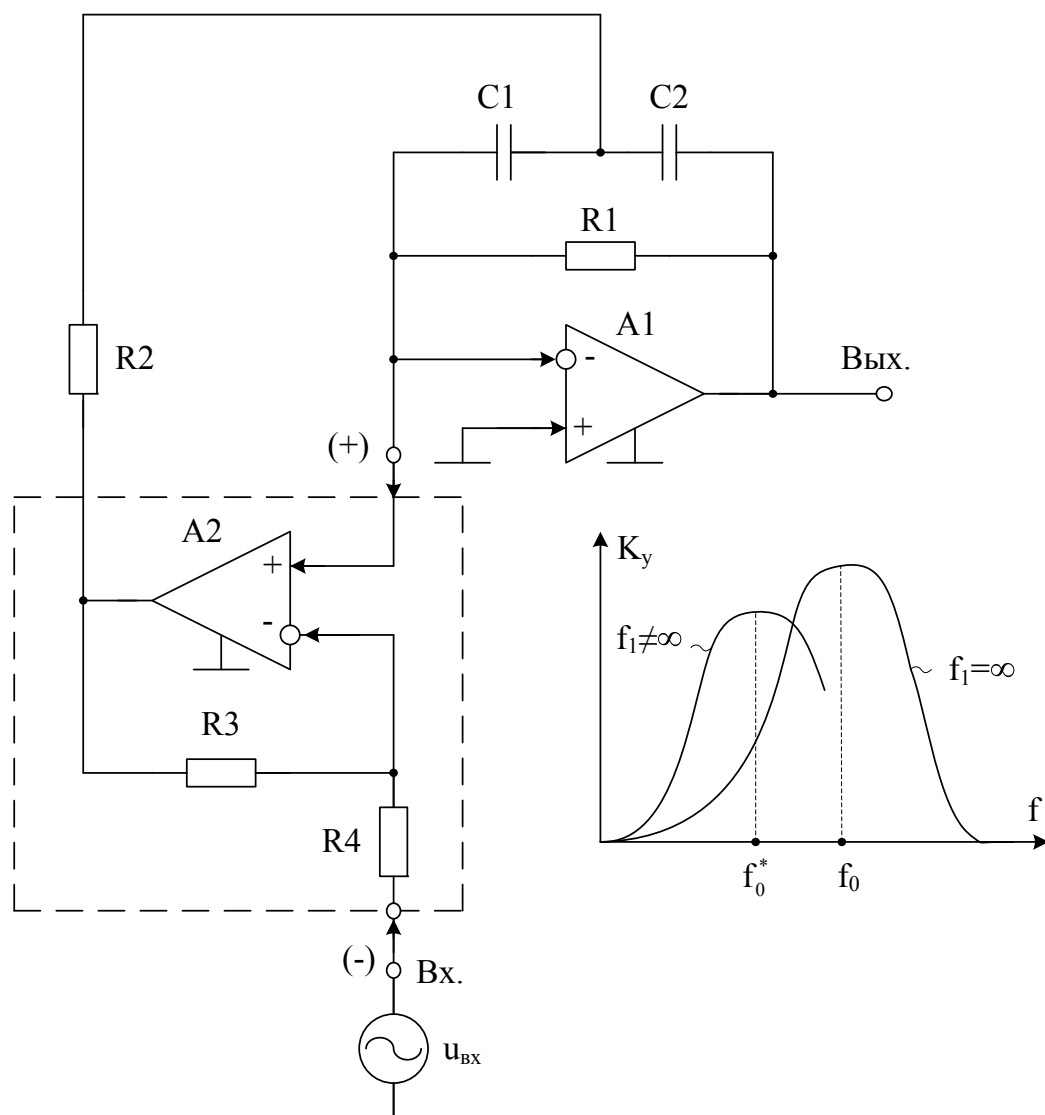
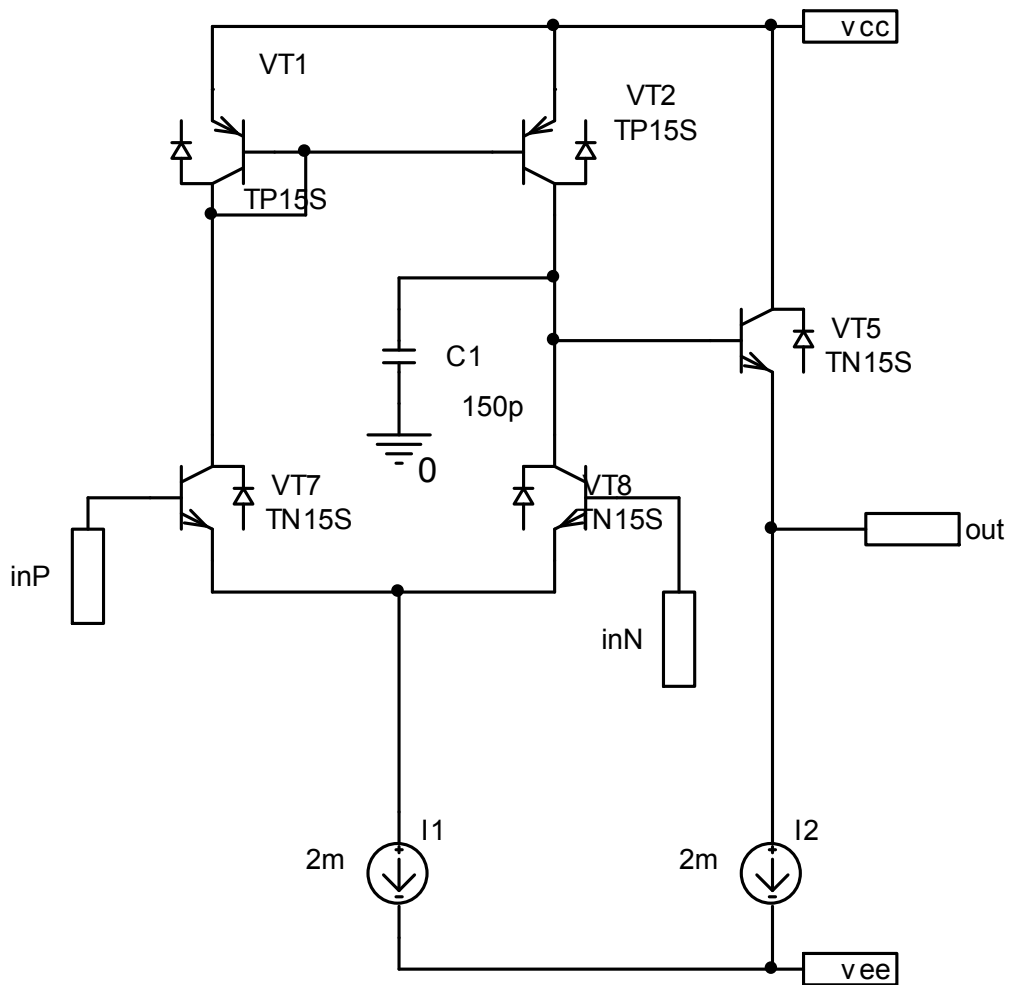
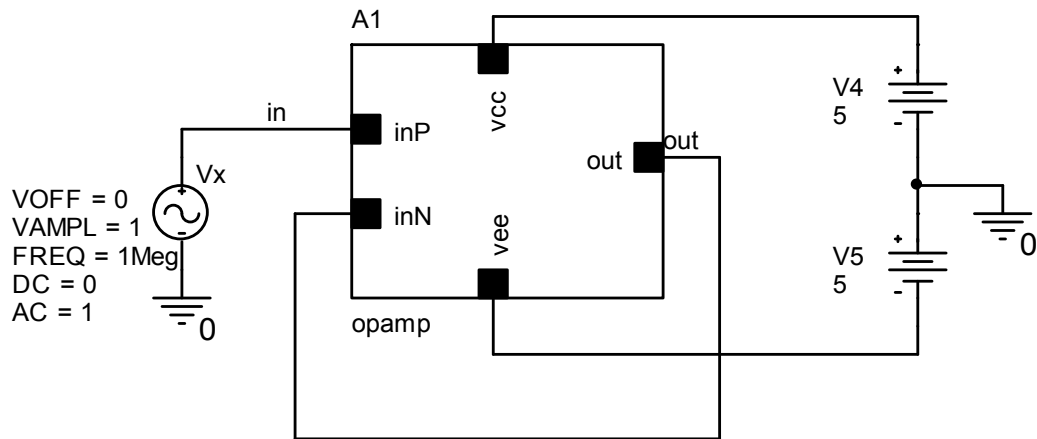


Рис. 1.63. Практическая реализация предлагаемого ИУ

На рис. 1.64а представлена схема, которая используется ниже в предлагаемом ИУ в качестве основного А1 и вспомогательного А2 операционных усилителей с емкостью коррекции C_1 , а на рис. 1.64б – его блок-схема со стопроцентной обратной связью.



a)



б)

Рис. 1.64. Схема операционного усилителя с емкостью коррекции $C1$ (а) и блок-схема ИУ со стопроцентной обратной связью (б)

График рис. 1.65 иллюстрирует зависимость верхней граничной частоты операционного усилителя рис. 1.64 от емкости корректирующего конденсатора $C_{\text{корр}}=C1$. Это позволяет

исследовать влияние верхней граничной частоты ОУ А1 и А2 (или частоты f_1) на f_0 предлагаемого ИУ.

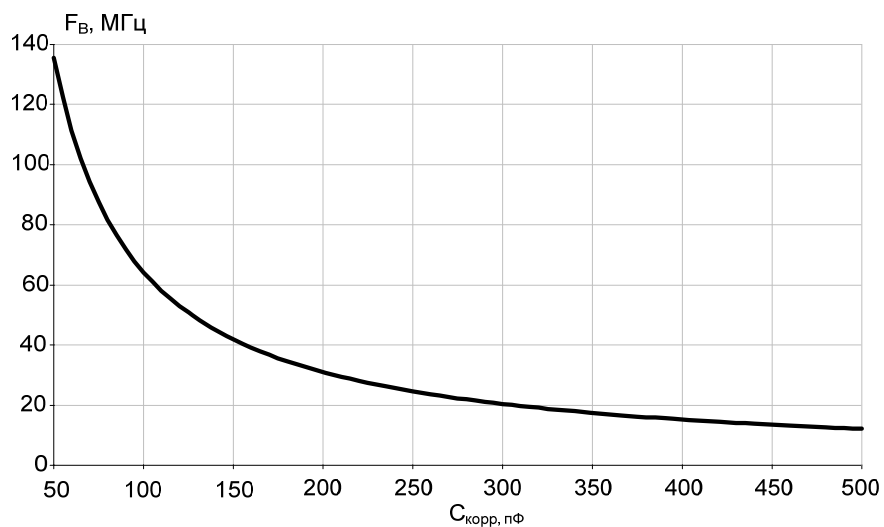


Рис. 1.65. Зависимость верхней граничной частоты операционного усилителя от емкости корректирующего конденсатора $C_{корр}=C1$

На рис. 1.66 представлена схема классического ИУ (схема Рауха) на основе операционного усилителя рис. 1.64, в среде PSpice.

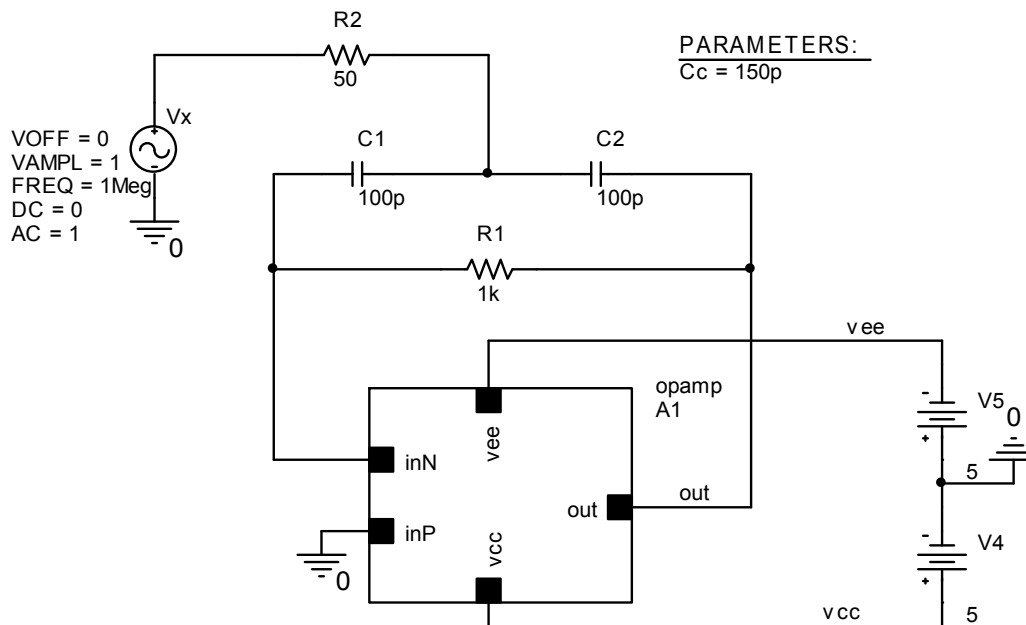


Рис. 1.66. Схема классического ИУ на основе операционного усилителя рис. 1.64 в среде PSpice

На рис. 1.67 представлена зависимость коэффициента передачи схемы Рауха рис. 1.66 от частоты при разных значениях емкости корректирующего конденсатора $C_{корр}=C1=Cc$ (100÷500 пФ).

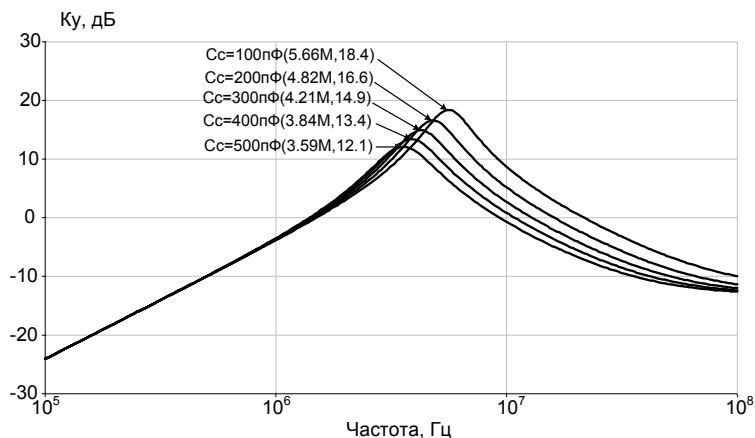


Рис. 1.67. Частотная зависимость коэффициента передачи схемы Рауха

На рис. 1.68 приведена схема предлагаемого ИУ [54] рис. 1.63 в среде компьютерного моделирования PSpice на моделях интегральных транзисторов ФГУП НПП «Пульсар» с использованием ОУ рис. 1.64, а на рис. 1.69 показаны частотные зависимости коэффициента усиления по напряжению (K_0) ИУ, выраженные в децибелах, классической схемы (рис. 1.66) при $C_{корр}=C1=190$ пФ и 500 пФ и схемы предлагаемого ИУ (рис. 1.68) при $C_{корр}=C1=500$ пФ.

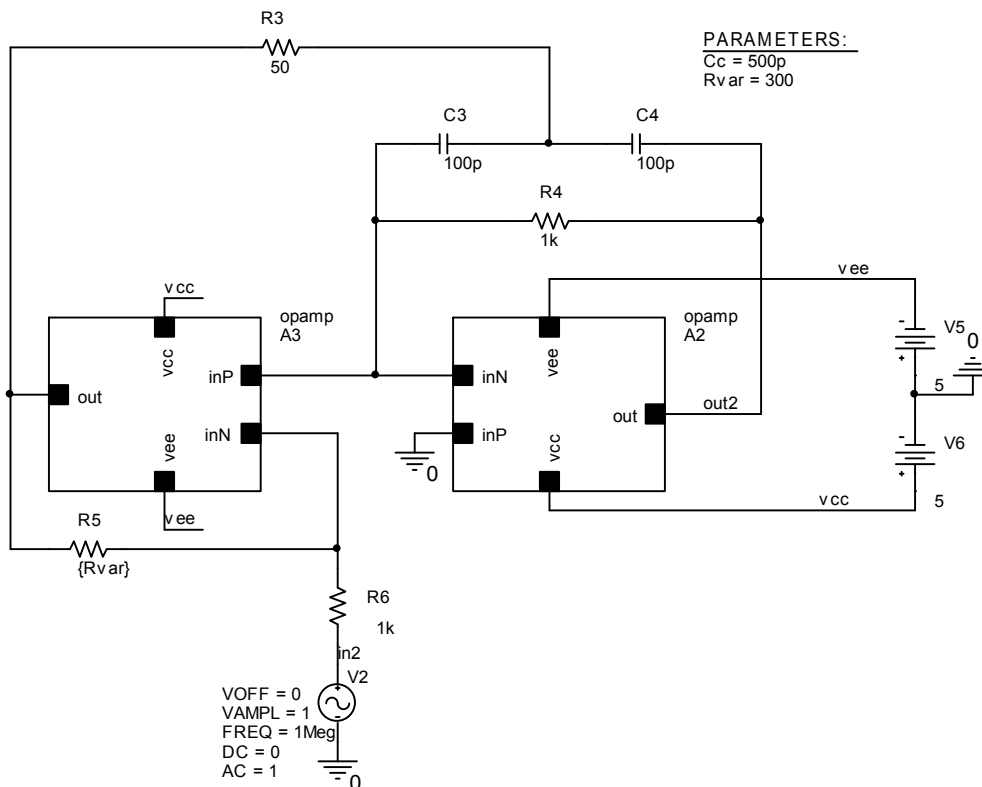


Рис. 1.68. Схема модифицированного ИУ Рауха рис. 1.63 в среде компьютерного моделирования PSpice

1.7. Выводы

1. Основное направление в решении проблемы радиационной и температурной стойкости радиоэлектронных изделий – совершенствование и удешевление соответствующих технологических процессов создания электронной компонентной базы (ЭКБ) для экстремальной электроники. Однако в рамках выбранных технологий значительная роль в повышении надежности ЭКБ, работающей при спецвоздействиях, отводится архитектурным и схемотехническим решениям.

2. В разделе 1 настоящей монографии разработаны перспективные архитектуры и новая схемотехника избирательных усилителей (ИУ) на основе радиационно-стойких техпроцессов SGB25RH, SGB25VD, SGBS13 и АБМК_1_5.

3. Сформулированы рекомендации по практическому применению рассмотренных схемотехнических решений, которые базируются на методиках проектирования ИУ СВЧ диапазона с использованием неинвертирующих повторителей переменного тока.

4. Рассмотрены структурные особенности высокодобротных избирательных усилителей на базе техпроцесса SGB25VD при токовом управлении резонансной частотой и добротностью. Показано, что за счёт параметрической оптимизации пассивных элементов частотозависимой цепи и коэффициента передачи усилителя тока можно существенно уменьшить влияние частотных свойств транзисторов на параметры полюса передаточной функции.

5. Показано, что функциональная настройка параметров ИУ реализуется на основе усилителя тока Гильберта. При этом основные характеристики, описывающие изменение частоты квазирезонанса и добротности, зависят от рационального выбора параметров проектирования m и k пассивных элементов.

6. Для расширения частотного диапазона избирательного усилителя Рауха разработан метод компенсации влияния частоты единичного усиления активного элемента на добротность и частоту квазирезонанса ИУ.

7. Исследование перспективных схем ИУ на токовых зеркалах показало, что для повышения уровня ослабления входного сигнала на низких частотах СВЧ ИУ целесообразно применение полевых транзисторов.

8. Применение радиационно-стойких аналоговых базовых матричных кристаллов АБМК_1_3 позволяет реализовать ИУ с малым током потребления.

Настоящий раздел монографии подготовлен в рамках Госзадания Минобрнауки РФ № 2014/38 2014 г. по проекту «Теоретические основы проектирования нового поколения радиационно-стойких IP-модулей и СФ-блоков систем связи, телекоммуникаций и технической диагностики на основе перспективных технологий (SiGe, КНИ, xFab, КНС, SiC и др.) и базовых матричных кристаллов АБМК_1_3/4/5 и др.»

Список литературы

1. Петросянц К. О. Влияние электронного и гамма-излучений на статические характеристики кремниевых СВЧ биполярных транзисторов / К. О. Петросянц, Д. С. Смирнов, М. В. Кожухов // Твердотельная электроника. Сложные функциональные блоки РЭА : матер. научно-технич. конф. – М. : Изд-во МНТОРЭС им. А. С. Попова, 2013. – С. 239-242.
2. Nichols D. K. A Comparison of Radiation Damage in Transistors from Cobalt-60 Gamma Rays and 2.2 MeV Electrons / D. K. Nichols, W. E. Price, M. K. Gauthier etc. // IEEE Trans. on Nuclear Science. 1982. – Vol. 29. – № 6. – Pp. 1970-1974.
3. Gauthier M. K. A Comparison of Radiation Damage in Linear ICs from Cobalt-60 Gamma Rays and 2.2 MeV Electrons / M. K. Gauthier, D. K. Nichols // IEEE Trans. on Nuclear Science. – 1983. – Vol. 30. – № 6. – Pp. 4192-4196.
4. ОСТ 134-1034-2003. Аппаратура, приборы, устройства и оборудование космических аппаратов. – Роскосмос, 2003. – 43 с.
5. Кулаков В. М. Действие проникающей радиации на изделия электронной техники / В. М. Кулаков, Е. А. Ладыгин, В. И. Шаханцов и др. ; под ред. Е. А. Ладыгина. – М. : Сов. радио, 1980. – 224 с.
6. Ohyama H. Effects of High-Temperature Gamma Ray and Electron Irradiation on npn Si Transistors / H. Ohyama, T. Hirao, E. Simoen etc. // Proc. of RADECS Conf. – 2001, Sept. – Pp. 114-119.
7. Casey M. C. A Comparison of High-Energy Electron and Cobalt-60 gamma-Ray Radiation Testing / M. C. Casey, A. J. Boutte, M. J. Campola, M. A. Carts, etc. // Radiation Effects Data Workshop (REDW). – 2012. – IEEE, Tucson, AZ. – Pp. 1-5.
8. Малышев И. В. Аналого-цифровые микросхемы на основе кремний-германиевой технологии – новое направление в отечественной СВЧ системотехнике [Электронный ресурс] / И. В. Малышев, П. Л. Ионов, В. В. Репин // МЭС-2008. – <http://www.kosrad.ru/conf/MEC/data/year2008/53.pdf>
9. Redman-White W. A radiation hard frequency reference IC / W. Redman-White; T. R. Dunn; D. R. Lucas; P. A. Smithers; S. A. Winchcombe // Nuclear Science, IEEE Transactions on. – Dec 1988. – Vol. 35, no.6. – Pp. 1368-1371. doi: 10.1109/23.25466
10. Petrosyants K. Si BJT and SiGe HBT Performance Modeling after Neutron Radiation Exposure / K. Petrosyants, E. Vologdin, D. Smirnov, R. Torgovnikov // Proceedings of IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS'11). – Pp. 267-270

11. Fiorini C. Baseline holder for CMOS readout circuits with feedback extension to the charge preamplifier / C. Fiorini, T. Frizzi // Nuclear Science Symposium Conference Record, 2005 IEEE. – Oct. 2005. – Vol. 1, Pp. 406, 409, 23-29. – doi: 10.1109/NSSMIC.2005.1596281.
12. Manghisoni M. Radiation hardness perspectives for the design of analog detector read-out circuits in the 0.18- μm CMOS generation / M. Manghisoni, L. Ratti, V. Re, V. Speziali // IEEE Transactions on Nuclear Science. – Dec 2002. – Vol. 49, no. 6. – Pp. 2902-2909. – doi: 10.1109/TNS.2002.805413.
13. Florian E. Teply. Radiation hardness evaluation of a 0.25 μm SiGe BiCMOS technology with LDMOS module / Florian E. Teply, Dinesh Venkitachalam, Roland Sorge // 12th European Conference on Radiation and Its Effects on Components and Systems. – 2011. – Pp. 881-888.
14. Кожухов М. В. Приборное и схемотехническое моделирование характеристик Si БТ и SiGe ГБТ при воздействии нейтронного облучения / М. В.Кожухов, Р. А. Торговников // Твердотельная электроника. Сложные функциональные блоки РЭА : матер. X научно-технич. конф. молодых специалистов «Пульсар – 2011». – М. : Изд-во МНТОРЭС им. А. С. Попова, 2011. – С. 170-172.
15. Носов Ю. Р. Создание КНС-микросхем для сверхжестких условий применения. Историко-техническая экспертиза / Ю. Р. Носов, А. Ю. Сметанов // Твердотельная электроника. Сложные функциональные блоки РЭА : матер. научно-технич. конф. – М. : Изд-во МНТОРЭС им. А. С. Попова, 2013. – С. 292-294.
16. Воронков О. В. Современный уровень развития изделий твердотельной СВЧ-электроники / О. В. Воронков, В. М. Исаев, И. Н. Кабанов // Твердотельная электроника. Сложные функциональные блоки РЭА : матер. научно-технич. конф. – М. : Изд-во МНТОРЭС им. А. С. Попова, 2013. – С. 12-19.
17. Данилин В. Транзистор на GaN. Пока самый «крепкий орешек» / В. Данилин, Т. Жукова и др. // Электроника: НТБ. – 2005. – № 4. – С. 20-29.
18. CompoundSemiconductor. – 2006. – V. 12. – № 7. – P. 11.
19. Каталог фирмы Eudyna Device.
20. Каталог фирмы &ee.
21. Milligan J. W., Henning J. et al. SiC MESFET and MMIC Technology Transition to Production. – 2005, GaAs MANTECH Conf. Dig. Ppr.
22. Каталог разработок Российско-белорусского центра аналоговой микросхемотехники / под ред. Н. Н. Прокопенко. – Шахты : Изд-во ЮРГУЭС, 2010. – 479 с.
23. Безродный И. П. Радиационные условия на орбите КА «Ионосфера» / И. П. Безродный, Е. И. Морозова, А. А. Петрукович и др. // Вопросы электромеханики : труды

ВНИИЭМ. – 2011 : Изд-во НПК «Космические системы мониторинга, информационно-управляющие и электромеханические комплексы» им. А. Г. Иосифьяна. – Т. 123. – С. 19-28.

24. 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.) : Отчет по НИР (годовой): ЮРГУЭС-02.12.ГЗ (проект 8.3383.2011) / рук. Н. Н. Прокопенко ; исполн. Е. И. Старченко, В. Г. Манжула, С. Г. Крутччинский и др. ; Институт сферы обслуживания и предпринимательства (филиал) ДГТУ (ИСОиП (ф) ДГТУ). – Шахты : Изд-во ИСОиП (ф) ДГТУ, 2013. – 542 с. – Библиогр.: с. 306-318. – № ГР 0120.1253175.

25. Korotkov A. S., Morozov D. V., Unbehauen R. Low-voltage continuous-time filter based on a CMOS transconductor with enhanced linearity, *Int. J. Electronics and Communications (AEÜ)*, Dec. 2002. – V. 56, no. 6. – P. 416-420.

26. Korotkov A. S. A 2.5-V, 0.35 μm CMOS transconductance-capacitor filter with enhanced linearity / A. S. Korotkov, D. V. Morozov, H. Hauer, R. Unbehauen // *Proc. Midwest Symposium on Circuits and Systems, Tulsa, USA, Aug. 2002.* – V. 3. – P. 141-144.

27. Крутччинский С. Г. Расширение динамического диапазона в многоконтурных полиномиальных АРС-фильтрах / С. Г. Крутччинский, Ю. И. Иванов, И. Я. Крикун // *Радиотехника.* – 1989. – № 8 (in Russia).

28. Roberts G. W. All current-mode frequency selective circuits / G. W. Roberts, A. S. Sedra // *Electronics Letters.* – 1989. – V. 25, no. 12. – P. 759-761.

29. Keskin A. V. Current-mode multifunction filter using two CDBAs / A. V. Keskin, E. Hancioglu // *Int. Journal of Electronics and communications.* – 2005. – V. 59, no. 8. – P. 485-498.

30. Yuce E. Universal current-mode filters and parasitic impedance effects on the filter performance / E. Yuce, S. Minaci // *Int. Journal of circuit theory and Applications.* – 2008. – V. 36, no. 2. – P. 161-171.

31. Sagbas M. Current and voltage transfer function filters using a single active device / M. Sagbas, U. E. Ayten, H. Sedef // *IET Circuits Devices and Systems.* – 2010. – V. 4. – P. 78-86.

32. Krutchinsky S. G. Fundamental limitations in precision analog circuits // *Proceeding ICCSC'02.* – St. Peterburg, Russia, 2002. – P. 16-19.

33. Избирательный усилитель : заявка на патент РФ; МПК8 H03F 3/45, H03H 11/00, H03K 5/00 / Н. Н. Прокопенко, А. И. Серебряков, И. В. Пахомов. – № 2012100204/08; заявл. 10.01.2012 (438).

34. Избирательный усилитель : заявка на патент РФ; МПК8 H03F 3/45, H03H 11/00, H03K 5/00 / Н. Н. Прокопенко, А. И. Серебряков, И. В. Пахомов. – № 2012101721/08; заявл. 18.01.2012 (440).

35. Избирательный усилитель : заявка на патент РФ; МПК8 H03F 3/45, H03H 11/00, H03K 5/00 / С. Г. Крутччинский, Н. Н. Прокопенко, П. С. Будяков. – № 2012107319/08; заявл. 28.02.2012 (441).

36. Избирательный усилитель : заявка на патент РФ; МПК8 H03F 3/45, H03H 11/00, H03K 5/00 / С. Г. Крутччинский, Н. Н. Прокопенко, П. С. Будяков, В. А. Радченко. – № 2012104386/08; заявл. 01.02.2012 (429).

37. Избирательный усилитель: заявка на патент РФ; МПК8 H03F 3/45, H03H 11/00, H03K 5/00 / С. Г. Крутччинский, Н. Н. Прокопенко, П. С. Будяков. – № 2012108500/08; заявл. 06.03.2012 (442).

38. Прокопенко Н. Н. Схемотехника широкополосных усилителей : монография / Н. Н. Прокопенко, Н. В. Ковбасюк. – Шахты : Изд-во ЮРГУЭС, 2005. – 218 с.

39. Крутччинский С. Г. Высокочастотные SiGe избирательные усилители с узкой полосой пропускания / С. Г. Крутччинский, Н. Н. Прокопенко, Б. М. Сухинин, П. С. Будяков // Электрон. журнал «Инженерный вестник Дона». – 2012. – № 3. – URL : <http://www.ivdon.ru/magazine/archive/n3y2012/1031>

40. Крутччинский С. Г. Прецизионные АРС-звенья второго порядка / С. Г. Крутччинский, Ю. И. Иванов, В. С. Григорьев // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 1999. – Т. 42. – № 8.

41. Прокопенко Н. Н. Особенности проектирования аналоговых микросхем на транзисторах с малым напряжением Эрли / Н. Н. Прокопенко, С. В. Крюков, А. В. Хорунжий // Проблемы разработки перспективных микро- и нанoeлектронных систем (МЭС) : сб. трудов Всероссийской научно-технич. конф. – 2008. – № 1. – С. 324-329.

42. Krutchinsky S. High-Frequency Sections of Active Filters of Mixed-Signal SoC Based on Current Amplifiers / S. Krutchinsky, N. Prokopenko // SRN Electronics. Volume 2012 (2012), Article ID 319896, 6 pages ; doi:10.5402/2012/319896, <http://www.isrn.com/journals/electronics/2012/319896/>

43. Крутччинский С. Г. Активные полосовые фильтры ВЧ- и СВЧ-диапазонов. Базовые структуры на основе усилителей тока : монография [Электронный ресурс] / С. Г. Крутччинский, Н. Н. Прокопенко, П. С. Будяков // LAP LAMBERT Academic Publishing. – 2013. – 84 с. – <https://www.lap-publishing.com/catalog/details/store/gb/book/978-3-659-36153-1>

44. Измерительный усилитель с управляемыми параметрами амплитудно-частотной характеристики: заявка на патент Российской Федерации, МПК H03F 3/45, H03H 11/00, H03K 5/00 / Н. Н. Прокопенко, А. В. Бугакова, В. В. Суворов. – № 2013110169/08; заявл. 06.03.2013 (517).

45. Prokopenko N. Ostrovskyy Design of Bipolar Differential OpAmps with Unity Gain Bandwidth up to 23 GHz / N. Prokopenko, A. Budyakov, K. Schmalz , C. Scheytt , P. Ostrovskyy //

Proceeding of the 4-th European Conference on Circuits and Systems for Communications – ECCSC'08. – Politehnica University, Bucharest, Romania: July 10-11, 2008. – Pp. 50-53.

46. Voinigescu S. P. Design methodology and applications of SiGe BiCMOS cascode opamps with up to 37-GHz unity gain bandwidth / S. P. Voinigescu, R. Beerkens, T. O. Dickson, T. Chalvatzis // IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium. – 2005, Nov. – CSIC '05.

47. Jurisic D. Low active-sensitivity allpole active-RC filters using impedance tapering / D. Jurisic, G. S. Moschytz, N. Mijat // ISCAS '04. Proceedings of the 2004 International Symposium on Circuits and Systems. – Volume 1. – Pp. 89-92.

48. Le Ye. Highly Power-Efficient Active-RC Filters With Wide Bandwidth-Range Using Low-Gain Push-Pull Opamps / Le Ye, Congyin Shi, Huailin Liao, Ru Huang, Yangyuan Wang // IEEE Transactions on Circuits and Systems, Volume: 60, Issue 1. – Pp. 95-107.

49. Прокопенко Н. Н. СВЧ СФ-блоки систем связи на базе полностью дифференциальных операционных усилителей / Н. Н. Прокопенко, А. С. Будяков, К. Schmalz, С. Scheytt // Проблемы разработки перспективных микро- и нанoeлектронных систем – 2010 : сб. трудов / под общ. ред. А. Л. Стемпковского. – М. : Изд-во ИППМ РАН, 2010. – С. 583-586.

50. Крутччинский С. Г. Высокочастотные полосовые RC фильтры на повторителях тока [Электронный ресурс] / С. Г. Крутччинский, Е. С. Устинова, П. С. Будяков, Н. Н. Прокопенко // Инженерный вестник Дона. – 2012. – № 3. – Режим доступа: <http://www.ivdon.ru/magazine/archive/n3y2012/1035> (доступ свободный) – Загл. с экрана. – Яз. рус.

51. Прокопенко Н. Н. Полосовые фильтры СВЧ и КВЧ диапазонов / Н. Н. Прокопенко, С. Г. Крутччинский, П. С. Будяков, М. Н. Махмудов // Известия высших учебных заведений. Северо-Кавказский регион. Технические науки. – 2012. – № 5. – С. 35-39.

52. Krutchinsky S. G. Active R-filters with additional RC-circuits // Proceeding ICCSC'08. – Bucharest, Romania, 2008. – Pp. 105-100.

53. Избирательный усилитель : заявка на патент РФ ; МПК8 H03F 3/45, H03H 11/00, H03K 5/00 / О. В. Дворников, Н. Н. Прокопенко, С. Г. Крутччинский, Н. В. Бутырлагин. – № 2012137330/08; заявл. 31.08.2012 (473).

54. Избирательный усилитель с расширенным частотным диапазоном: заявка на патент РФ; МПК8 H03F 3/45, H03H 11/00, H03K 5/00 / Н. Н. Прокопенко, С. Г. Крутччинский, П. С. Будяков, Г. А. Свизев. – N 2013103151/08; заявл. 23.01.2013.