

Резюме. Рассмотрено относительное влияние активных элементов на шумы каскодной схемы видеоусилителя при резистивной нагрузке и при использовании активного элемента в качестве динамической нагрузки каскада. Показано, что в обоих случаях второй транзистор каскодной схемы вносит незначительную долю в шумы усилителя по

сравнению с первым (<10 %). Вклад шумов активного элемента динамической нагрузки значительно превышает вклад традиционной резистивной нагрузки каскада и при однотипности всех трех активных элементов практически удваивает по мощности шумы, обусловленные первым активным элементом.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Добрецов А.И. Широкополосный усилитель с большим коэффициентом усиления / А.И. Добрецов, В.А. Каржавин, Ю.А. Туфлин // Приборы и техника эксперимента. — 1978. — № 1. — С. 88–90.
2. Шустов М.А. Практическая схемотехника. В 5 кн. Кн. 1. 450 полезных схем радиолюбителям: сборник. — М.: Альтекс-А, 2003. — 352 с. — С. 44–53. — Библиогр.: с. 336–351. — ISBN 5-94271-002-3.
3. Ван дер Зил А. Шум. Источники, описание, измерение / Пер. с англ. В.Н. Кулешова и Д.П. Царапкина; под ред. А.К. Нарышкина. — М.: Советское радио, 1973. — 228 с.

Поступила 07.12.2006 г.

УДК 621.372.57

АКТИВНЫЕ ЧАСТОТНО-РАЗДЕЛИТЕЛЬНЫЕ ФИЛЬТРЫ

В.П. Довгун, В.В. Новиков

Сибирский федеральный университет, г. Красноярск
E-mail: vdovgun@emf.krgtu.ru

Предложен метод синтеза аналоговых частотно-разделительных устройств на основе волновых фильтров. Рассмотрены различные варианты конфигураций таких фильтров. Показано, что частотно-разделительные фильтры, синтезированные в соответствии с предложенным методом, имеют минимальный порядок.

При передаче и обработке сигналов часто возникает необходимость в использовании частотно-разделительных устройств, предназначенных для разделения спектра сигнала на неперекрывающиеся части. Такие устройства называют направленными фильтрами или мультиплексерами [1, 2]. Вопросы применения направленных фильтров в радиотехнических системах и устройствах подробно рассмотрены в монографии [1].

Частным случаем мультиплексеров являются двухканальные частотно-разделительные устройства — диплексеры. Диплексер реализует две передаточных функции, отвечающих условию

$$|H_1(j\omega)|^2 + |H_2(j\omega)|^2 \leq 1.$$

Диплексеры являются базовыми элементами при построении частотно-разделительных устройств с любым числом каналов.

О важности проблемы синтеза направленных фильтров говорит значительное число работ, в которых обсуждаются различные аспекты теории и проектирования таких структур [1, 3–8]. Особо следует отметить работу [7], в которой рассмотрен общий метод расчета передаточных функций направленных фильтров с максимально плоскими амплитудно-частотными характеристиками (АЧХ) и регулируемым затуханием на частоте пересече-

ния АЧХ. Вопросы реализации разветвляющих фильтров на основе параллельного или последовательного соединения пассивных LC фильтров, реализующих отдельные передаточные функции, рассмотрены в [4–6]. Такой подход не является оптимальным, так как каждая передаточная функция реализуется отдельным фильтром, и результирующая цепь имеет высокий порядок. В статье [8] предложен метод синтеза диплексеров в форме реактивного шестиполосника. Однако примеры, приведенные в [8], показывают, что число реактивных элементов в синтезируемом многополоснике значительно превышает порядок реализуемых передаточных функций.

В настоящей работе рассмотрен метод реализации диплексеров, основанный на использовании аналоговых волновых фильтров (ВФ). Предлагаемый подход позволяет получить частотно-разделительные фильтры минимального порядка. Он пригоден для проектирования как активных (ARC), так и пассивных (LC) частотно-разделительных устройств.

Волновой фильтр представляет неуравновешенный многополосник, реализующий одновременно четыре передаточные функции (рис. 1). Связь между напряжениями на внешних зажимах волнового фильтра определяется уравнениями в передаточных

$$\begin{bmatrix} U_{\text{вых}1} \\ U_{\text{вых}2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{\text{вх}1} \\ U_{\text{вх}2} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

или цепных параметрах:

$$\begin{bmatrix} U_{\text{вых}1} \\ U_{\text{вх}2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{\text{вх}1} \\ U_{\text{вых}2} \end{bmatrix}.$$

Элементы матрицы передаточных параметров $[T]$ – передаточные функции между отдельными входами и выходами.

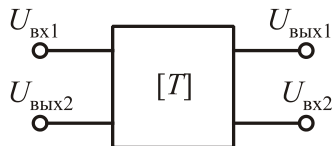


Рис. 1. Волновой фильтр

Матрица коэффициентов волнового фильтра в ур. (1) является ограниченной передаточной матрицей параметров рассеяния, отвечающей условию параунитарности [2, 3]:

$$[T]^* [T] = [1]. \quad (2)$$

Матрица $[T]^*$ получается путем транспонирования $[T]$ и замены $j\omega$ на $-j\omega$. Следствием (2) являются равенства Фельдткеллера [2]

$$|t_{11}(j\omega)|^2 + |t_{21}(j\omega)|^2 = 1, \quad (3)$$

$$|t_{22}(j\omega)|^2 + |t_{12}(j\omega)|^2 = 1.$$

Из (3) следует, что элементы $t_{11}(j\omega)$ и $t_{21}(j\omega)$ являются взаимно дополняющими, т. е. полоса пропускания $t_{11}(j\omega)$ соответствует полосе задерживания $t_{21}(j\omega)$. Таким образом, волновой фильтр автоматически реализует разветвляющий фильтр. Впервые на это обращено внимание в обзоре [2].

Общая теория реализации аналоговых волновых фильтров рассмотрена в работах [9, 10]. Синтезируемая структура представляет каскадное соединение секций первого-второго порядков, реализующих нули передаточной функции $H_1(j\omega)$ (рис. 2). Принципиальная схема секции зависит от вида реализуемых нулей.

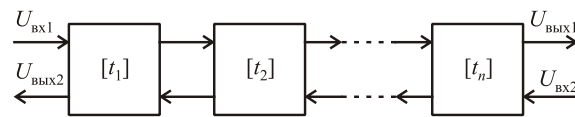


Рис. 2. Структура синтезируемой цепи

Для фильтров Баттерворта и Чебышева, нули передачи которых расположены в бесконечности, достаточно использовать секции первого порядка. Матрица цепных параметров секции, реализующей нуль в бесконечности, имеет вид

$$[b^{(i)}] = \begin{bmatrix} 1 - c_i s & d_i s \\ d_i s & -1 - c_i s \end{bmatrix}.$$

Параметры c_i и d_i зависят от вида реализуемой передаточной функции $t_{11}(j\omega)$. Параметры секций фильтров Баттерворта приведены в таблице.

Таблица. Параметры секций фильтров Баттерворта. Порядок $n=2-9$

Параметры выделяемых четырехполюсников c_i							
2	3	4	5	6	7	8	9
0,7071	0,5000	0,3827	0,3090	0,2588	0,2225	0,1951	0,1736
0,7071	1,0000	0,9239	0,8090	0,7071	0,6235	0,5556	0,5000
	0,5000	0,9239	1,0000	0,9659	0,9010	0,8315	0,7660
		0,3827	0,8090	0,9659	1,0000	0,9808	0,9397
			0,3090	0,7071	0,9010	0,9808	1,0000
				0,2588	0,6235	0,8315	0,9397
					0,2225	0,5556	0,7660
						0,1951	0,5000
							0,1736

Структурная схема секции, реализующей нули передачи, расположенные на мнимой оси, показана на рис. 3. Нулям передачи в бесконечности соответствует $T(s)=1/(1+s c_i)$. Один из вариантов реализации этой структурной схемы в базисе ОУ – RC показан на рис. 4.

Фильтр, образованный каскадным соединением секций, показанных на рис. 4, содержит минимальное число реактивных элементов, равное порядку реализуемых передаточных функций. Однако число активных элементов (операционных усилителей – ОУ) оказывается большим. Например, для реализации фильтра третьего порядка необходимы 12 ОУ.

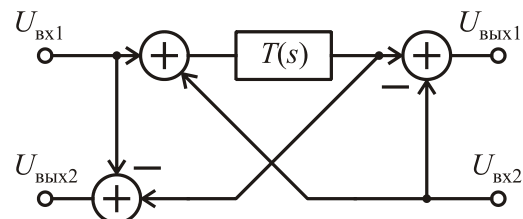


Рис. 3. Структурная схема секции, реализующей нуль на мнимой оси

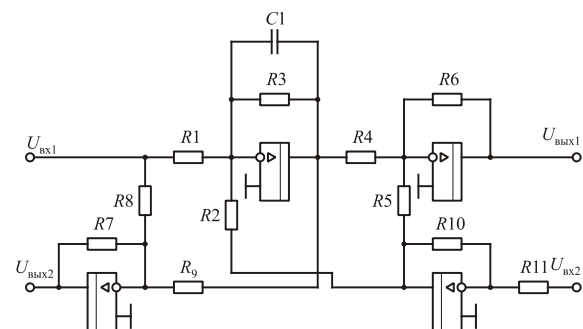


Рис. 4. Принципиальная схема секции, реализующей нуль на мнимой оси

Для получения более экономной реализации используем метод эквивалентных преобразований матрицы цепных параметров [9]. Рассмотрим преобразование подобия матрицы цепных параметров

$$[\tilde{B}^{(0)}] = [Q]^{-1} [B^{(0)}] [Q]. \quad (4)$$

Здесь $[Q]$ – неособенная матрица преобразования. Переменные на внешних зажимах четырехполюсника преобразуются к новому координатному базису:

$$\begin{bmatrix} \tilde{U}_{\text{вх}1} \\ \tilde{U}_{\text{вх}2} \end{bmatrix} = [Q]^{-1} \begin{bmatrix} U_{\text{вх}1} \\ U_{\text{вх}2} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} \tilde{U}_{\text{вх}1} \\ \tilde{U}_{\text{вх}2} \end{bmatrix} = [Q]^{-1} \begin{bmatrix} U_{\text{вх}1} \\ U_{\text{вх}2} \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Преобразованию (4) соответствует структурная схема, показанная на рис. 5. Она образована каскадным соединением четырехполюсника, имеющего матрицу цепных параметров $[\tilde{B}^{(0)}]$, и двух секций нулевого порядка, имеющих цепные матрицы $[Q]^{-1}$ и $[Q]$ соответственно.

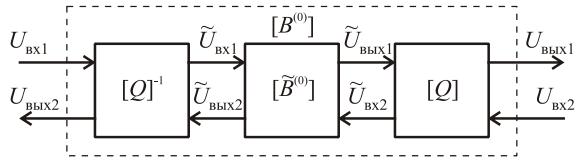


Рис. 5. Структурная схема, соответствующая преобразованию (5)

Нетрудно показать, что преобразование цепных или передаточных параметров всей цепи в соответствии с (4) эквивалентно преобразованию параметров каждого составляющего четырехполюсника в отдельности.

Используем матрицу преобразования вида

$$[Q] = \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{K(s)} \\ 1 & -\frac{1}{K(s)} \end{bmatrix}.$$

Здесь $K(s)$ – в общем случае дробно-рациональная функция частоты. Выполняя преобразование цепной матрицы $[\tilde{B}^{(0)}]$ в соответствии с (4), получим структурную схему, показанную на рис. 6.

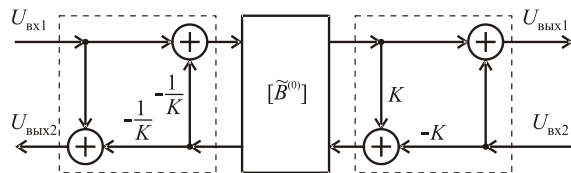


Рис. 6. Структура трансформированного волнового фильтра

Трансформированная матрица передаточных параметров имеет вид:

$$[\tilde{t}^{(i)}] = \frac{1}{c_i + d_i} \begin{bmatrix} f(s) & \frac{f(s)}{K(s)} \\ -K(s)f(s) & f(s) \end{bmatrix}.$$

Функция $f(s)$ зависит от вида выделяемых нулей. При $s=0$ $f(s)=s$. Нулю в бесконечности соответствует функция $f(s)=1/s$.

Структурная схема сигнального четырехполюсника, реализующего передаточную матрицу $[\tilde{t}^{(0)}]$, изображена на рис. 7. Для активных RC-фильтров $K(s)=1$.

Один из вариантов реализации этой структурной схемы показан на рис. 8.

Более экономную реализацию можно получить, включая поочередно секции, показанные на рис. 9, 10.

Сопротивления резисторов в схемах на рис. 9, 10 рассчитываются по формуле:

$$R_i = \frac{c_i}{\pi \cdot f_0 \cdot C},$$

здесь $i=1,2,3,\dots$ – порядковые номера секций фильтра.

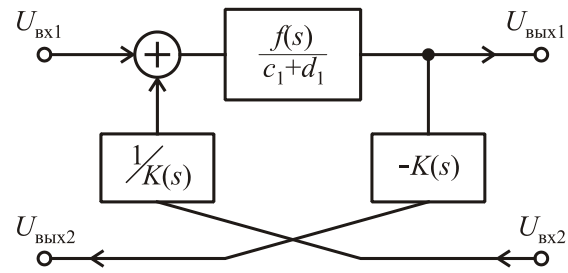


Рис. 7. Структурная схема секции первого порядка

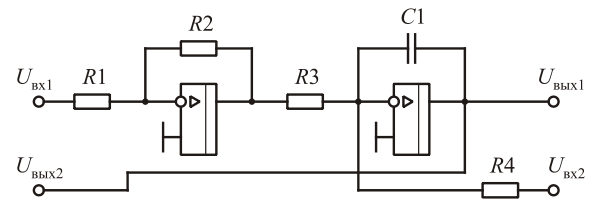


Рис. 8. Принципиальная схема секции, реализующей нуль в бесконечности

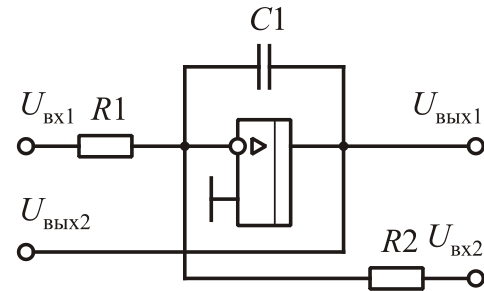


Рис. 9. Нечетная секция частотно-разделительного фильтра

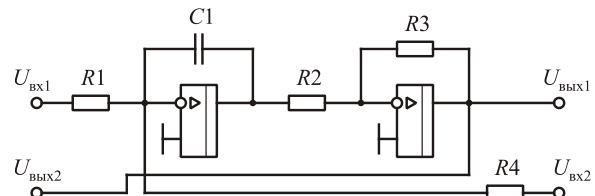


Рис. 10. Четная секция частотно-разделительного фильтра

Объединяя нагрузочные секции с первым и последним звеньями, получим конфигурации, показанные на рис. 11, 12 соответственно.

Итак, для минимальной реализации активного частотно-разделительного фильтра необходимо использовать секции четырех типов:

- начальной, рис. 11;
- конечной, рис. 12;
- промежуточных четных и нечетных, рис. 9, 10.

Фильтры различных порядков отличаются только числом промежуточных секций.

Исходными данными при проектировании фильтра являются порядок и вид передаточной функции, а также частота среза f_0 . Процедура рас-

чета заключается в выборе подходящих емкостей конденсаторов и расчете резисторов с помощью соотношения (10).

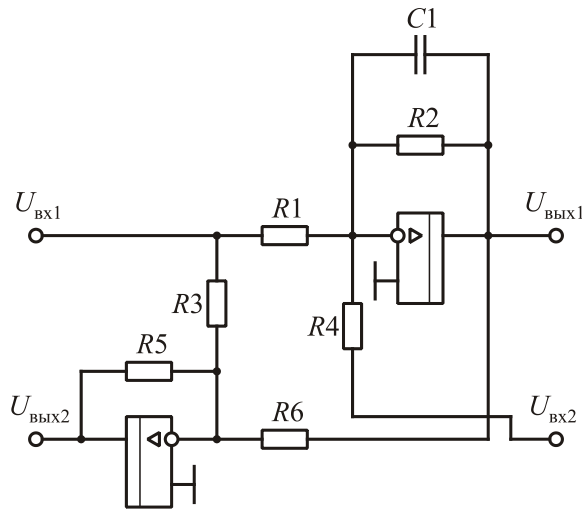


Рис. 11. Начальная секция частотно-разделительного фильтра

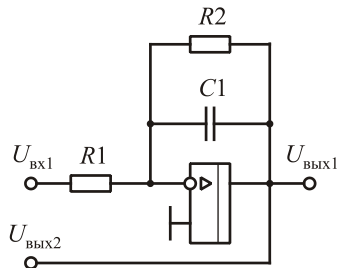


Рис. 12. Конечная секция частотно-разделительного фильтра

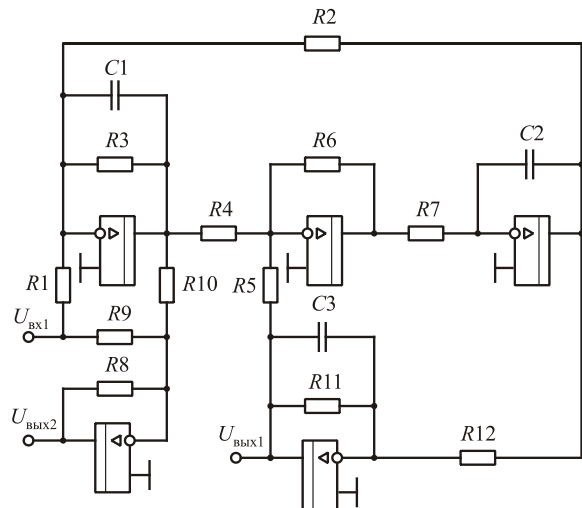


Рис. 13. Частотно-разделительный фильтр третьего порядка. $R1=0,5 \text{ кОм}$; $R2-R12=1 \text{ кОм}$; $C1-C3=1 \text{ мкФ}$

На рис. 13 показана схема диплексера третьего порядка, спроектированного в соответствии с предлагаемым подходом. Частота среза $f_0=159 \text{ Гц}$. Для корректной работы диплексера достаточно реализовать лишь один вход. На рис. 14 показаны амплитудно-частотные характеристики диплексера.

В заключение отметим, что предлагаемый подход позволяет проектировать частотно-разделительные фильтры минимального порядка, реализующие передаточные функции различных типов (Баттерворта, Чебышева и т. п.). Он может быть использован и для синтеза пассивных диплексеров.

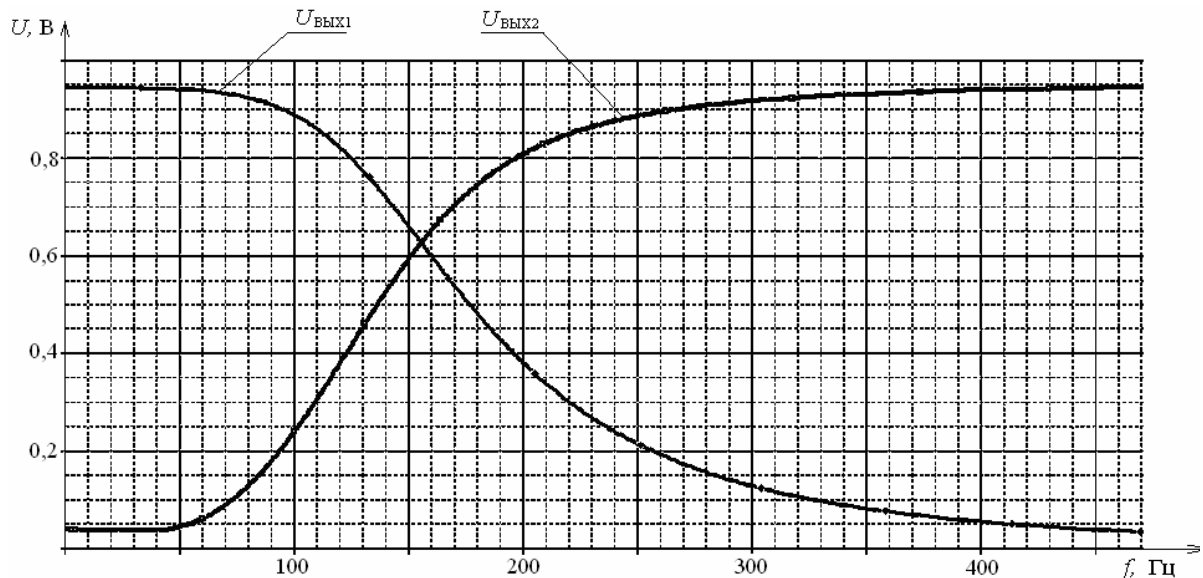


Рис. 14. Амплитудно-частотные характеристики синтезированного фильтра

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Алексеев О.В., Грошев Г.А., Чавка Г.Г. Многоканальные частотно-разделительные устройства и их применение. — М.: Радио и связь, 1981. — 136 с.
2. Феттвейс А. Волновые цифровые фильтры // ТИИЭР. — 1986. — № 2. — С. 35–99.
3. Neirynck J., Carlin C.-H. Synthesis of the lossless reciprocal three-port based on a canonic form of its scattering matrix // IEEE Transactions on Circuits and Systems. — 1981. — V. CAS-28. — № 7. — P. 736–744.
4. Юла Д. Некоторые ключевые представления теории цепей, лежащие в основе расчета фильтров классическим методом характеристики затухания // ТИИЭР. — 1971. — № 5. — С. 45–87.
5. Belevitch V. On filter pairs with Butterworth characteristics // International Journal of circuit Theory and Applications. — 1987. — V. 15. — P. 51–60.
6. Zhu Y.-S., Chen W.-K. On the design of a diplexer having Butterworth characteristics // IEEE Transactions on Circuits and Systems. — 1988. — V. CAS-35 — № 11. — P. 1455–1457.
7. Youla D. C., Pillai U., Winter F. Theory and design of maximally flat low-pass high-pass reactance-ladder diplexers // IEEE Transactions on Circuits and Systems. — 1992. — V. CAS-39. — № 5. — P. 337–349.
8. Neirynck J., Carlin C.-H. Synthesis of the lossless reciprocal three-port based on a canonic form of its scattering matrix // IEEE Transactions on Circuits and Systems. — 1981. — V. CAS-28. — № 7. — P. 736–744.
9. Бондаренко А.В., Довгун В.П. Синтез аналоговых волновых фильтров // Электричество. — 2005. — № 5. — С. 52–56.
10. Довгун В.П., Барыбин П.А., Новиков В.В. Аналоговые волновые фильтры: основные свойства и процедура реализации // Вестник Ассоциации выпускников КГТУ. Красноярск. — 2005. — Вып. 12. — С. 156–164.

Поступила 14.05.2007 г.

УДК 621.372.852

МОДЕЛИРОВАНИЕ СТРУКТУР АТТЕНУАТОРОВ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ С МИНИМАЛЬНЫМ ИЗМЕНЕНИЕМ ФАЗОВОГО СДВИГА ПРИ РЕГУЛИРОВАНИИ ОСЛАБЛЕНИЯ

О.В. Стукач

Томский политехнический университет
E-mail: tomsk@ieee.org

Рассмотрены управляемые аттенуаторы поглощающего типа на полевых транзисторах с затвором Шоттки: Т-образная, Т-образная мостовая схемы и аттенуатор на транзисторе в режиме с управляемой крутизной вольтамперной характеристики. Проведено моделирование фазочастотных характеристик аттенуаторов. Главное отличие схем от ранее известных заключается в введении корректирующих цепей, что обуславливает широкополосность и большой диапазон вносимых ослаблений с минимумом фазового сдвига при регулировании. Найдены оптимальные параметры корректирующих цепей в аттенуаторах. Показано, что наименьший фазовый сдвиг обеспечивается в аттенуаторе на транзисторе в режиме с управляемой крутизной вольтамперной характеристики. Дана сравнительная оценка рассмотренных базовых структур.

Требование неизменности фазового сдвига при регулировании коэффициента передачи предъявляется к модулям активных фазированных решеток, системам автоматического фазирования в передатчиках, прецизионным широкополосным усилителям, аттенуаторам с плавным изменением ослабления и другим устройствам с регулируемыми характеристиками передачи сигнала. Изменение фазового сдвига или группового времени запаздывания обусловлено влиянием паразитных реактивностей элементов с управляемым сопротивлением. Существует определенный технологический предел в уменьшении паразитных параметров. Поэтому одной из важнейших задач является компенсация паразитных реактивностей управляемых элементов схемотехническими решениями.

1. Проблема инвариантности фазового сдвига

Электрически управляемые аттенуаторы (ЭУА) предназначены для плавного изменения уровня сигнала в тракте. Для ряда практических задач, например, CDMA систем связи, фазированных ан-

тенных решеток, подповерхностных радаров и др. к аттенуаторам предъявляется повышенное требование к стабильности фазового сдвига выходного сигнала относительно входного при регулировании коэффициента передачи [1]. Эта задача усложняется при работе системы в широкой полосе частот, в общем случае от нуля до нескольких гигагерц. Изменение фазы обусловлено влиянием паразитных реактивностей управляемых элементов. Уменьшить их технологическим путем можно только до определенного предела, особенно в сверхширокой полосе частот. Поэтому единственным способом обеспечения инвариантности фазового сдвига к затуханию является компенсация паразитных реактивностей управляемых элементов схемным путем. В частности, в аттенуаторах поглощающего типа находят применение корректирующие цепи, включающиеся специальным образом в базовую структуру.

Методы коррекции фазы в наибольшей разработаны для ЭУА на $p-i-n$ диодах [1]. Полевые транзисторы с затвором Шоттки (ПТШ), хотя и проигрывают диодам по максимальной мощности регулируемого