

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

сигнала, имеют ряд преимуществ, в частности, по времени переключения, по развязке между трактом передачи сигнала и цепями управляющих воздействий. Перспективность использования ПТШ, обусловленная малыми величинами паразитных реактивностей, в значительной степени облегчает проблему построения широкополосных ЭУА в СВЧ диапазоне.

Целью работы является исследование и моделирование характеристик схемных решений для ЭУА на полевых транзисторах, поиск перспективных схемотехнических методов коррекции фазового сдвига и сравнение полученных результатов с известными характеристиками базовых диодных и транзисторных структур.

2. Выбор режима работы транзистора в схеме

ПТШ представляет собой полупроводниковую подложку с двумя омическими контактами (стоком и истоком) и выпрямляющим переходом металл-полупроводник, используемым в качестве затвора [2]. Обычно ПТШ характеризуются вольтамперными входными, выходными и проходными зависимостями, отображающими физические процессы, возникающие в транзисторе при различных его состояниях. Так, в отсутствие напряжений смещения на затворе и стоке транзистор находится в термодинамическом равновесии и все токи равны нулю. Это состояние транзистора является граничным для процессов переноса, протекающих в канале ПТШ. Сопротивление канала при фиксированном напряжении затвор-исток можно определить по закону Ома. Но в зависимости от величины напряжения сток-исток при фиксированном напряжении затвора, а также вследствие падения напряжения в подзатворной области транзистора при протекании тока стока происходит изменение эффективного сечения канала. Очевидно, что сопротивление канала будет зависеть от толщины обедненного слоя подзатворной области. Поэтому полевой транзистор можно рассматривать как управляемый напряжением резистор. Причем такой резистор не чувствителен к эффектам накопления неосновных носителей и имеет более высокую скорость управления, а применение обратносмещенного перехода с малым током насыщения требует для управления транзистором незначительной потребляемой мощности.

Высокое быстродействие управляющих устройств, а также низкую величину потребляемой мощности позволяет получить пассивный режим включения транзисторов. Применение ПТШ в пассивном режиме позволяет эффективно управлять затуханием в аттенуаторах. Использование ПТШ ограничивается отсутствием у изготовителя требуемых для проектирования характеристик и параметров. По этой причине возникает необходимость проведения дополнительных и, как правило, трудоемких измерений. Регулировочная характеристика является основной, применяемой для оценки эффективности управления. Она определяется минимальным и максимальным сопротивлениями тран-

зистора, а также законом изменения сопротивления канала ПТШ от напряжения на его затворе. Следовательно, вопрос выбора ПТШ состоит в определении сопротивления его канала при отсутствии напряжения между истоком и стоком транзистора.

При изготовлении транзисторов существуют технологические погрешности, приводящие в конечном итоге к отклонению реализованных характеристик от ожидаемых. Диапазон их отклонений, как правило, заранее неизвестен, поэтому сравнение результатов расчета по фиксированным электрофизическим параметрам ПТШ с результатами измерений единичных образцов транзисторов неправомерно. Вместе с тем, использование транзисторов с различными характеристиками в устройствах управления СВЧ диапазона приводит к неидентичности их частотных характеристик. По этой причине определение параметров среднестатистического транзистора, а также величины их отклонений от наиболее вероятного значения для используемого типа ПТШ является одной из важных задач проектирования управляющих устройств.

Рассмотрим некоторые особенности исследования ПТШ в устройствах регулирования амплитуды сигналов в режиме с управляемой крутизной вольтамперной характеристики, которая зависит от напряжения смещения затвор-исток или затвор-сток. Транзисторы включают обычно по схеме с общим истоком, т. е. аттенуатор представляет собой обычный однокаскадный усилитель. Регулируемый сигнал и управляющее напряжение подают на затвор транзистора. По мере увеличения отрицательного запирающего напряжения на затворе крутизна вольтамперной характеристики транзистора падает, что вызывает ослабление сигнала.

3. Схемные решения транзисторных аттенуаторов

Схема Т-образного аттенуатора приведена на рис. 1. Аттенуатор состоит из двух транзисторов в последовательном плече и одного в параллельном, включенных в режиме управляемого сопротивления. Для управления аттенуатором требуется два напряжения $U_{упр}$, поступающие на затворы транзисторов. Если на затворы $VT1$ и $VT2$ подать отрицательное запирающее напряжение, то сопротивление каналов сток-исток увеличится, а значит, увеличится вносимое аттенуатором ослабление. Если запирающее напряжение подать на затвор $VT3$, то ослабление уменьшится. Напряжения управления поступают через фильтры, состоящие из элементов $C2, L3, R3$ и $C3, L1, L2, R4$.

Моделирование характеристик аттенуатора проводилось с помощью пакета прикладных программ Electronics Workbench 5.12 и транзистора Philips BSJ110 из встроенной библиотеки элементов. Для уменьшения фазового сдвига при регулировании ослабления применена корректирующая RC-цепь $R2, R5, C4$. Номиналы корректирующих элементов должны подбираться таким образом, что цепь оказывала воздействие на форму АЧХ и ФЧХ только на верхних частотах.

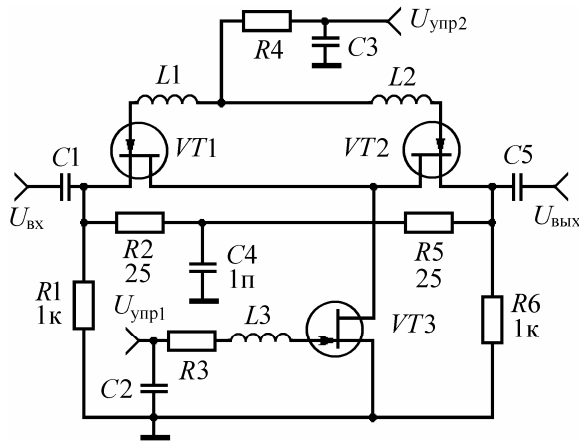


Рис. 1. Схема Т-образного управляемого аттенюатора

Зависимости изменения фазового сдвига от частоты и затухания, полученные в результате моделирования и построенные в программе Statistica 6.0, приведены на рис. 2 и 3.

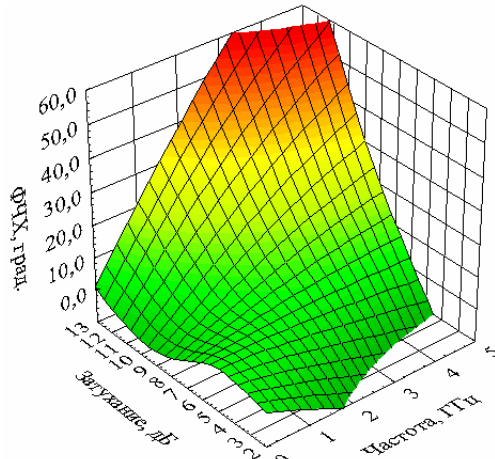


Рис. 2. Изменение фазового сдвига в зависимости от частоты и ослабления для некорректированного аттенюатора

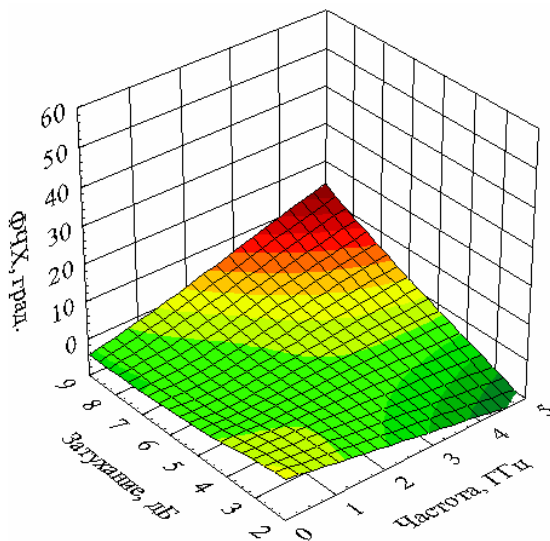


Рис. 3. Изменение фазового сдвига в зависимости от частоты и ослабления для корректированного аттенюатора

В корректированном аттенюаторе изменение фазового сдвига не превышает 10° в диапазоне ослаблений 2,5...8,2 дБ и в полосе частот 0,05...4,0 ГГц, в то время как в аттенюаторе без коррекции оно равно 26° .

Аналогичные результаты достигнуты в Т-образном корректированном мостовом аттенюаторе, состоящем из двух транзисторов, включенных в режиме с управляемым сопротивлением (рис. 4). По сравнению с обычным Т-образным соединением он обеспечивает меньший диапазон регулирования входного сигнала, однако его преимуществом является гораздо меньшее начальное затухание. Корректирующая цепь состоит из резисторов $R2, R4, C3$. Принцип её действия подобен действию корректирующей цепочки Т-образного аттенюатора. Отличие заключается в том, что транзистор $VT2$ регулирует влияние корректирующих элементов на характеристики аттенюатора.

Сравним полученные результаты с характеристиками аттенюатора из работы [3]. Аттенюатор представляет собой мост из резистивных секций, переключаемых полевыми транзисторами в пассивном режиме. Начальные потери аттенюатора составляют 2,5 дБ, максимальное ослабление — 17 дБ, изменение фазового сдвига при регулировании равно 30° в полосе частот 0...4 ГГц. Таким образом, упрощенная модель, используемая в настоящей статье, вполне адекватна экспериментальным результатам из [3].

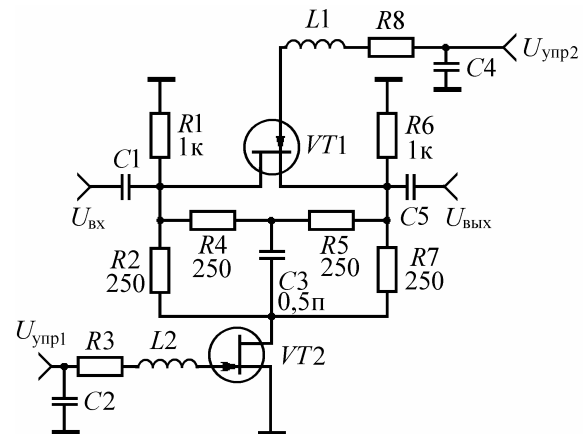


Рис. 4. Схема Т-образного мостового аттенюатора

Результаты моделирования показывают, что в П-образной схеме аттенюатора нельзя добиться меньшего изменения фазового сдвига при регулировании ослабления, чем в Т-образной схеме, точно так же как и в аттенюаторах на диодах.

Аттенюатор на ПТШ с управляемой крутизной вольтамперной характеристики представляет собой обычный однокаскадный усилитель, в котором транзистор включен по схеме с общим истоком. Регулируемый сигнал подают на затвор; управление осуществляют по затвору или по затвору и стоку одновременно. По мере увеличения отрицательного напряжения на затворе крутизна вольтампер-

ной характеристики уменьшается, а значит, уменьшается и амплитуда сигнала на выходе. Недостатком рассматриваемой схемы является отсутствие развязки между регулируемым сигналом и сигналом управления. Схема аттенюатора приведена на рис. 5.

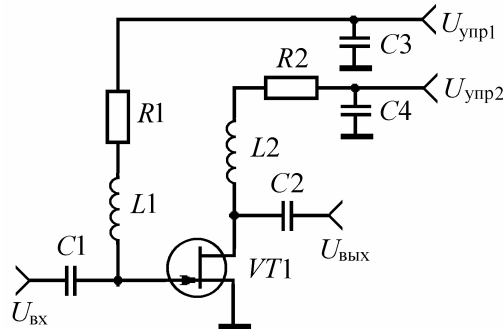


Рис. 5. Аттенюатор на транзисторе с управляемой крутизной

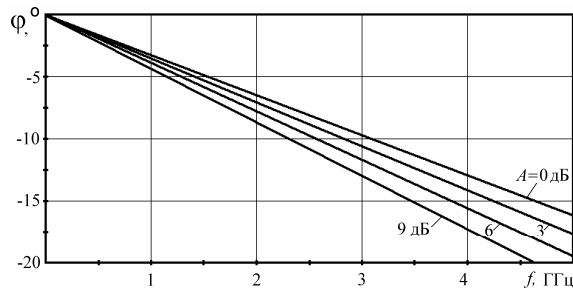


Рис. 6. ФЧХ аттенюатора (рис. 5) с управлением по затвору и стоку

Если одновременно регулировать напряжение на затворе и стоке таким образом, что напряжение затвор-сток остается неизменным, то уменьшится только емкость затвор-исток. Это вызовет меньшие изменения ФЧХ, чем при регулировании только по затвору (рис. 6). Изменение ФЧХ не превышает 5° во всем диапазоне частот и ослаблений.

4. Заключение

Рассмотрены модельные фазочастотные характеристики управляемых напряжением аттенюаторов, выполненных на полевых транзисторах с затвором Шоттки: Т-образная, Т-образная мостовая схемы и аттенюатор на транзисторе в режиме с управляемой крутизной вольтамперной характеристики.

Показано, что использование цепей коррекции позволяет добиться постоянства фазового сдвига при регулировании вносимого затухания. Установлено, что в модифицированном Т-образном аттенюаторе изменение фазового сдвига не превышает 10° в диапазоне ослаблений 2,5...8,2 дБ в полосе частот 0,05...4,0 ГГц, что почти в 2,6 раза меньше, чем в аттенюаторе без коррекции. В отличие от диодных аттенюаторов, Т-образная мостовая схема не дает существенных преимуществ с точки зрения минимума фазового сдвига.

В аттенюаторе в режиме с управляемой крутизной вольтамперной характеристики может быть достигнуто еще меньшее изменение фазового сдвига — до 5° в том же диапазоне частот и ослаблений. Полученные результаты близки к экспериментально наблюдаемым значениям.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Стукач О.В. Условие минимальной зависимости фазового сдвига от амплитудно-частотной характеристики в устройствах с переменными состояниями // Известия Томского политехнического университета. — 2005. — № 4. — Т. 308. — С. 157–160.
2. Полевые транзисторы на арсениде галлия. Принципы работы и технология изготовления / Под ред. Д.В. Ди Лоренцо, Д.Д. Каделуола. — М.: Радио и связь, 1988. — 496 с.
3. Толстолицкий С.И., Ли А.И., Казачков В.В., Попов М.А., Толстолицкая А.В., Комор В.П. Твердотельный четырехбитный СВЧ аттенюатор на арсениде галлия для диапазона 0–4 ГГц / СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (СпiMi-Co'2007): Труды 17-я Междунар. Крымской конф. — 10–14 сентября 2007, Севастополь. — Севастополь, 2007. — С. 85–86.

Поступила 07.12.2006 г.