

УДК 621.396.6:621.391.827

Р.С. Суровцев, И.А. Скорняков, С. Карри

## Миниатюризация устройства на основе витка меандровой линии с помощью дополнительных заземленных проводников

Исследована возможность уменьшения занимаемой площади на печатной плате витка меандровой линии с сохранением его защитных свойств за счет использования дополнительных заземленных проводников. В результате квазистатического и электродинамического моделирования выявлены закономерности подавления СКИ. Показана возможность уменьшения ширины устройства на 45% от исходной с ослаблением амплитуды сигнала не менее трех раз.

**Ключевые слова:** помехозащита, сверхкороткий импульс, меандровая линия, виток.

**DOI:** 10.21293/1818-0442-2022-25-3-14-20

Современные электронные системы постоянно совершенствуются, становясь все более функциональными, компактными и быстродействующими, но при этом более сложными и уязвимыми к электромагнитным воздействиям (ЭМВ). К таким ЭМВ можно отнести сверхкороткие импульсы (СКИ), которые за счет широкого спектра могут практически беспрепятственно проникать внутрь аппаратуры [1]. Часто СКИ имеют высокую амплитуду, что может привести к временному сбою или полному выходу устройства из строя [2]. Специфика воздействия СКИ состоит в том, что наводки от него могут восприниматься в качестве полезных сигналов, нарушая цифровой обмен, а при высокой амплитуде приводить к нарушению их работы [3]. Это связано с тем, что за время действия энергия СКИ не успевает передаться окружающим элементам, а её более высокая плотность способствует дефектообразованию в чувствительных зонах выделения тепла [2].

Для построения защиты от ЭМВ широко исследуется возможность применения полосковых устройств [4–8]. Один из новых подходов к защите от СКИ основан на его модальном разложении на составляющие из-за различия скоростей их распространения в полосковых устройствах в форме меандра (более 15 патентов на изобретение) [9]. В самом простом случае подход позволяет разложить СКИ на 3 основные (по максимальной амплитуде) составляющие (перекрестную наводку и импульсы четной и нечетной мод), что уменьшает влияние СКИ [10]. Несмотря на широту исследований данного подхода, ряд вопросов остается открытым.

Одним из таких вопросов является исследование возможности совершенствования защитных полосковых устройств за счет уменьшения их размеров с сохранением защитных свойств. В рамках одного из последних исследований изготовлена печатная плата (с размерами  $80 \times 80 \text{ мм}^2$ ) с макетом витка меандровой линии с сильной торцевой связью и длиной 1 м [11]. Для его размещения на такой плате виток с сильной связью (для ясности далее авторы называют его основным) свернут в еще одну меандровую линию со слабой связью между витками (для ясности авторы называют их неосновными) [12]. В результате предварительного моделирования выяв-

лено, что для минимизации связи нужно обеспечить расстояние между неосновными витками  $10w$  (где  $w$  – ширина проводника), поскольку иначе формы импульсов мод будут накладываться, что приведет к росту амплитуды на выходе основного витка. Но эта структура не оптимальна. Для ее совершенствования между неосновными витками могут быть размещены развязывающие проводники [13], что позволит минимизировать связь между проводниками неосновного витка и уменьшить конечные размеры всего устройства. Цель работы – исследовать возможность уменьшения размеров пассивных полосковых устройств с сохранением свойств защиты от СКИ за счет использования развязывающих проводников.

### Исследуемая структура

Сначала рассмотрим модель исходного и модифицированного витков (рис. 1). Исходный виток (в литературе его также называют С-секцией [14]) представляет собой связанную линию из двух проводников, закороченных на дальнем конце. Он свернут в меандровую линию из 19 полувитков со слабой связью между неосновными витками (рис. 1, а). Параметры его поперечного сечения следующие: ширина сигнального проводника  $w = 300 \text{ мкм}$ , расстояние между сигнальными проводниками  $s_1 = 100 \text{ мкм}$ , расстояние между неосновными витками  $s_2 = 10w$ , толщина фольги  $t = 35 \text{ мкм}$ , толщина подложки  $h = 508 \text{ мкм}$  с относительной диэлектрической проницаемостью на частоте 10 ГГц (при  $T = 23 \text{ }^\circ\text{C}$ )  $\epsilon_r = 3,38 \pm 0,05$ . Общая длина составила 2650 мм. Для минимизации связи между неосновными витками предложено проложить дополнительные заземленные проводники шириной  $w_2$  на расстоянии  $s_2$  от сигнальных проводников основного витка (рис. 1, б). Эффективность такого подхода с точки зрения затрат на проектирование и ослабление связи зависит от выбора геометрии проводника и его соединения с опорным проводником, поскольку применение излишне широких трасс хоть и позволит уменьшить связь, но также не приведет к должному уменьшению размеров на плате [15]. Пример поперечного сечения модифицированного витка для произвольного числа проводников ( $N$ ) показан на рис. 2, а на рис. 3 – пример поперечного сечения неосновного витка с дополнительным заземленным проводником.

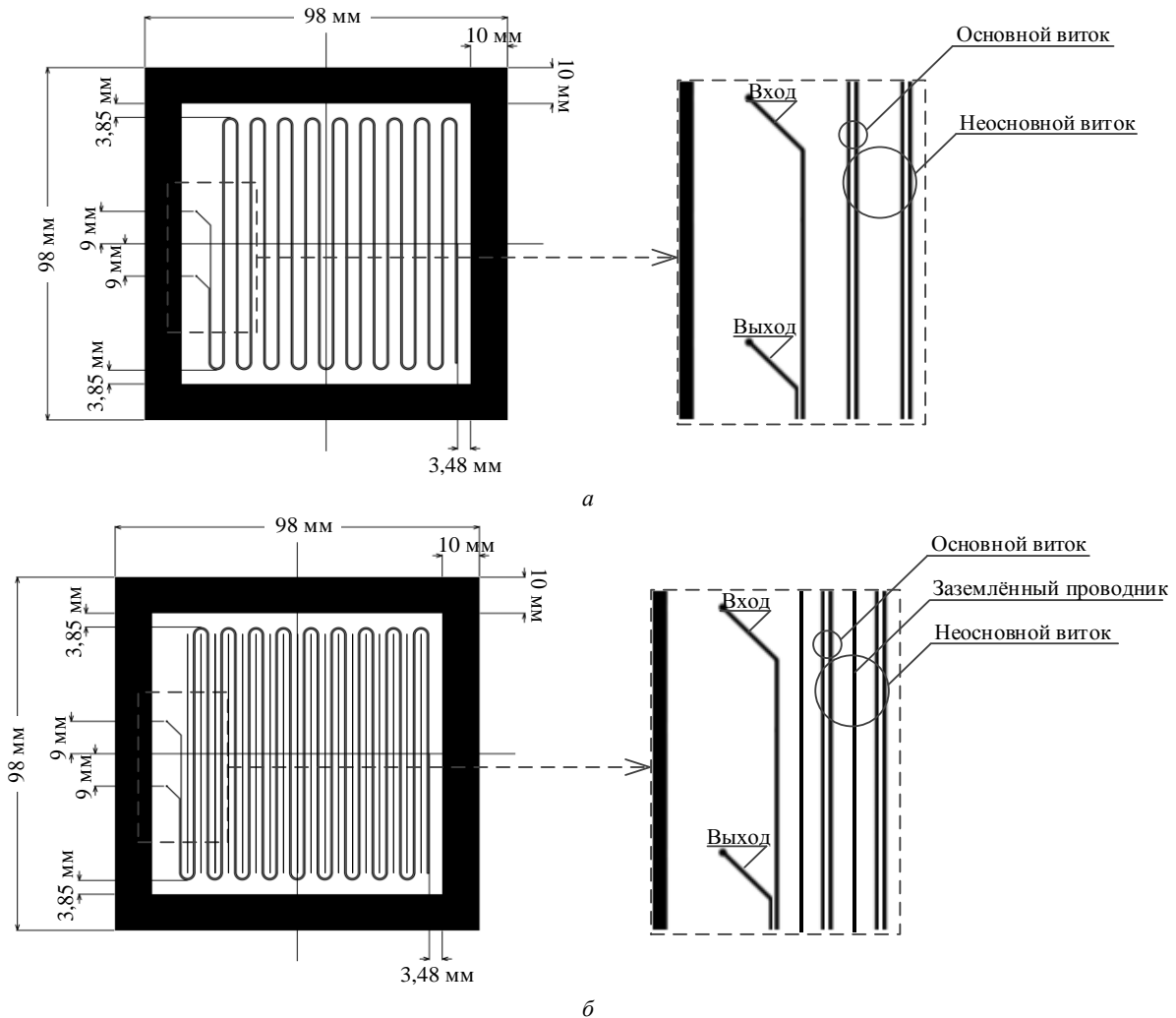


Рис. 1. Вид макетов печатной платы с моделью исходного (а) и модифицированного (б) витков

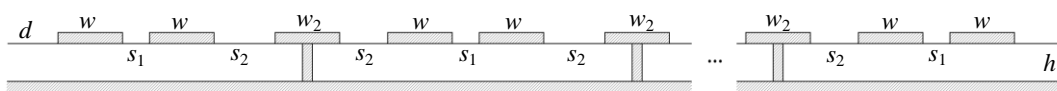


Рис. 2. Поперечное сечение модифицированного витка меандровой линии для произвольного N

**Оценка взаимовлияний в линии**

Сначала оценены коэффициенты ёмкостной  $K_C$  и индуктивной  $K_L$  связи между соседними проводниками 2, 3 (рис. 3) для 10 наборов параметров  $w_2$  и  $s_2$ , которые сведены в табл. 1.

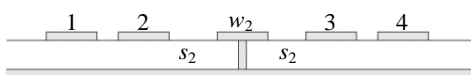


Рис. 3. Поперечное сечение одного неосновного витка с дополнительным заземленным проводником

Т а б л и ц а 1

**Наборы параметров развязывающего проводника**

№	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$w_2, \text{ мм}$	0,3				0,1					
$s_2, \text{ мм}$	1,2	0,9	0,6	0,3	0,1	1,2	0,9	0,6	0,3	0,1

Оценка коэффициентов  $K_C$  и  $K_L$  выполнена на основе матриц погонных коэффициентов электростатической (С) и электромагнитной индукции (L)

$$K_C = -C_{23}(C_{22}C_{33})^{-0,5}, \quad K_L = L_{23}(L_{22}L_{33})^{-0,5}. \quad (1)$$

Дополнительно в табл. 2 сведены коэффициенты импедансной связи между проводниками основного витка ( $k_1$ ) и внутренними проводниками неосновного ( $k_2$ ) витка, которые вычислены по выражению (2) [16, 17]

$$k_1 = \frac{Z_{12}}{\sqrt{Z_{11}Z_{22}}}, \quad k_2 = \frac{Z_{23}}{\sqrt{Z_{22}Z_{33}}}. \quad (1)$$

Вычисленные значения коэффициентов  $K_C$  и  $K_L$  для наборов 1–10 сведены в табл. 2. Из нее видно, что при  $w_2 = 300$  мкм последовательное уменьшение  $s_2$  от 1200 до 100 мкм приводит к росту значения  $K_C$  в 7,65 раза, а  $K_L$  – в 2,5 раза. При  $w_2 = 100$  мкм такое же изменение  $s_2$  привело к росту значения  $K_C$  в 17,9 раза, а  $K_L$  – в 5 раз. При  $s_2 = 1200$  мкм уменьшение  $w_2$  от 300 до 100 мкм привело к росту значения  $K_C$  в 1,27 раза, а  $K_L$  – в 1,21 раза. При  $s_2 = 100$  мкм это увеличение  $K_C$  и  $K_L$  составило 2,96 и 2,12 раза соответственно. Также видно, что с уменьшением  $s_2$  коэффициент  $k_2$  увеличивается в 3,6 и 6,9 раза для

наборов 1–5 и 6–10 соответственно и находится между соответствующими значениями коэффициентов  $K_C$  и  $K_L$ , что согласуется с теорией. Коэффициент  $k_1$ , наоборот, уменьшается в 1,2 раза для всех наборов.

На данном этапе анализа наибольший интерес для уменьшения занимаемой площади представляют наборы параметров 5 и 9. Для них общее расстояние между сигнальными проводниками основного витка составляет 500 и 700 мкм соответственно.

Таблица 2  
Вычисленные значения коэффициентов  $K_C$  и  $K_L$   
и коэффициенты импедансной связи  $k_i$

№	$K_C$	$K_L$	$k_1$	$k_2$
1	0,0026	0,0171	0,4242	0,0109
2	0,0039	0,0228	0,4196	0,0149
3	0,0064	0,0427	0,4104	0,0209
4	0,0118	0,0427	0,3901	0,0306
5	0,0199	0,0496	0,3509	0,0391
6	0,0033	0,0207	0,4249	0,0132
7	0,0053	0,0292	0,4206	0,0191
8	0,0103	0,0435	0,4119	0,0299
9	0,0261	0,0714	0,3925	0,0543
10	0,0591	0,1051	0,3543	0,091

При сравнении коэффициентов  $K_C$  и  $K_L$  видно, что набор 5 более предпочтительный, поскольку приводит к меньшим значениям коэффициентов при меньшем общем расстоянии между проводниками основного витка. Необходимо отметить, что выбор набора 10 избыточен, поскольку приводит к наибольшим значениям коэффициентов  $K_C$  и  $K_L$ , хотя и обеспечивает наименьшее (300 мкм) расстояние между сигнальными проводниками. Отметим, что при наборе 5 ширина всей линии уменьшается на 2,5 мм на каждый виток со слабой связью и при  $N = 19$  общая ширина линии уменьшается на 45 мм. При выборе набора 9 уменьшение составляет 2,3 мм на виток и 41,4 мм при  $N = 19$ . Таким образом, выбор любого из наборов позволит получить существенное уменьшение размеров при исходной длительности воздействия либо увеличить (почти в 2 раза) длительность воздействия при исходных размерах.

#### Квазистатическое моделирование

Сначала для наборов 1–10 выполнено квазистатическое моделирование временного отклика на выходе витка без развязывающего проводника и с ним при  $N = 2$  и 19 в TALGAT [18]. Параметры воздействия: ЭДС источника 1 В, общая длительность воздействия 1 нс. При квазистатическом моделировании невозможно учесть искажения сигнала из-за перекрестных связей между проводниками на участке скругления линии. Для компенсации этого длина одного полувитка со слабой связью изменяется так, чтобы обеспечить общую длину витка 2650,6 мм при любом  $N$ . В качестве примера на рис. 4 показаны вычисленные формы сигнала для набора 1.

Из рис. 4 видно, что для каждого из случаев в конце линии наблюдается разложение на импульсы 1–3: перекрестной наводки, четной и нечетной мод.

Отметим, что при увеличении  $N$  форма импульса 1 практически не искажается, поскольку он проявляется вместе с началом распространения основного сигнала. На спаде импульса 2 и фронте импульса 3 наблюдаются искажения из-за отражений. Также видно, что при увеличении  $N$  до 19 амплитуда отражений уменьшается из-за одновременного прихода и взаимной компенсации отражений от большего числа стыков полувитков.

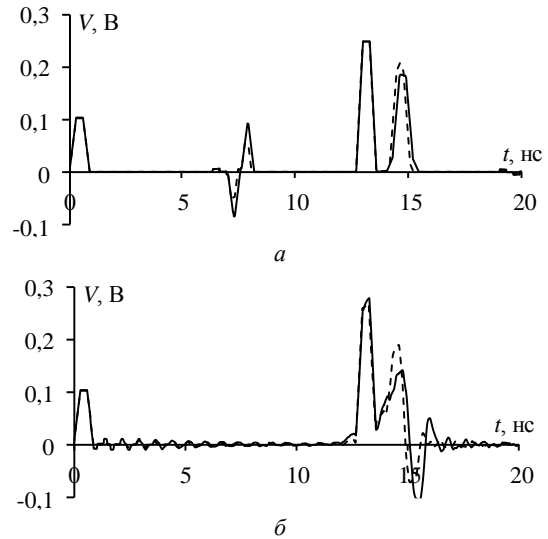


Рис. 4. Формы напряжения на выходе витка: а – при  $N = 2$  без развязывающего проводника (—) и с ним (---); б –  $N = 19$  для набора параметров 1

Из сравнения форм сигнала для структуры без развязывающего проводника и с ним, прежде всего, следует отметить, что для структуры с развязывающим проводником амплитуды отраженных разнополярных импульсов ниже, чем для случая без них. Это значит, что и искажения формы сигнала, связанные с влиянием отражений, будут менее существенны, что видно из рис. 4, б. Между тем в большей степени проявляются модальные искажения. Отметим, что максимальная амплитуда сигнала определяется амплитудой импульса 2, искажения которого проявляются в виде увеличения его амплитуды, что приводит к уменьшению ослабления СКИ в конце устройства. Так, максимальная амплитуда выходного сигнала для структуры без развязывающего проводника возрастает при увеличении  $N$  от 2 до 19 с 249 до 278 мВ, а для структуры с развязывающим проводником – с 248 до 267 мВ. Как видно, ослабление во втором случае незначительно возросло при уменьшении занимаемой площади на плате.

Затем оценено влияние потерь на форму напряжения в конце модифицированного витка при  $N = 19$ . Для этого вычислены матрицы погонных сопротивлений  $\mathbf{R}$  и проводимостей  $\mathbf{G}$ . Вычисление матрицы  $\mathbf{R}$  выполнено с учетом скин-эффекта, эффекта близости и потерь в плоскости земли [19]. Вычисление матрицы  $\mathbf{G}$  выполнено при  $\tan \delta = 0,003$ . Выявлено, что потери приводят к сглаживанию формы импульсов и незначительному уменьшению их амплитуды. Для экономии места некоторые формы сигнала при

учете потерь приведены в следующем разделе, а в табл. 3 сведены только амплитуды сигнала. Видно, что амплитуда уменьшается в среднем на 5–10%, а для набора 8 – до 17%. Для наборов 4, 5 и 9, 10 характерно увеличение амплитуды из-за практически полного наложения импульсов мод. Для демонстрации этого на рис. 5 показана форма напряжения на выходе витка с учетом и без учета потерь для набора 5. С точки зрения минимальной амплитуды предпочтительны наборы 1–3 и 6–8, поскольку имеют близкие значения амплитуды. Уменьшение ширины витка для них составит 5,4; 16,2 и 27 мм и 9; 19,8 и 30,6 мм соответственно. Применение наборов 4, 5 и 9, 10 требует дополнительной оценки разложения СКИ при дополнительном увеличении  $N$  за счет освободившейся площади на плате. Такой анализ решено вынести за рамки данной работы, поэтому далее будут рассмотрены только наборы 1–3 и 6–8.

Таблица 3

**Максимальная амплитуда (мВ) сигнала в конце модифицированного витка без учета и с учетом потерь**

№ набора	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Без потерь	267	259	266	291	353	275	263	275	353	359
С потерями	241	244	251	269	315	242	247	259	292	321
$\delta, \%$	9,7	5,8	5,6	7,6	10,8	12	6,1	5,8	17,3	10,6

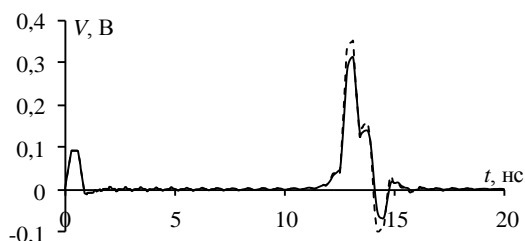


Рис. 5. Формы напряжения на выходе витка без учета потерь (---) и с потерями (—) при  $N=19$  для набора 5

**Электродинамическое моделирование**

Для подтверждения выявленных при квазистатическом моделировании закономерностей выполнено электродинамическое (полноволновое) моделирование модели витка с учетом потерь. Выполнено моделирование только при  $N = 19$ . Рассмотрены только наборы 1–3 и 6–8. Результаты моделирования форм напряжения на выходе витка попарно (для равных значений  $s_2$ , но разных  $w_2$ ) показаны на рис. 6. Также для сравнения приведены результаты квазистатического моделирования.

Поскольку при электродинамическом моделировании строится трехмерная модель витка, то возможно учесть длину скруглений на концах полувитков со слабой связью. Этот учет необходим, поскольку изменение  $w_2$  и  $s_2$  приводит к уменьшению длины перемычек, а это приводит к уменьшению общей длины линии  $l$ . Для обеспечения  $l = 2650,6$  мм для каждого из рассмотренных наборов вычисляется длина прямого участка проводника, путём вычитания из  $l$  суммы длин перемычек полувитков со слабой связью и суммарной длины проводников первого витка. Поскольку электродинамическое моделирование позволяет учесть распространение высших

типов волн, то при моделировании, помимо потерь в проводниках и диэлектрике, также учтены потери на излучение.

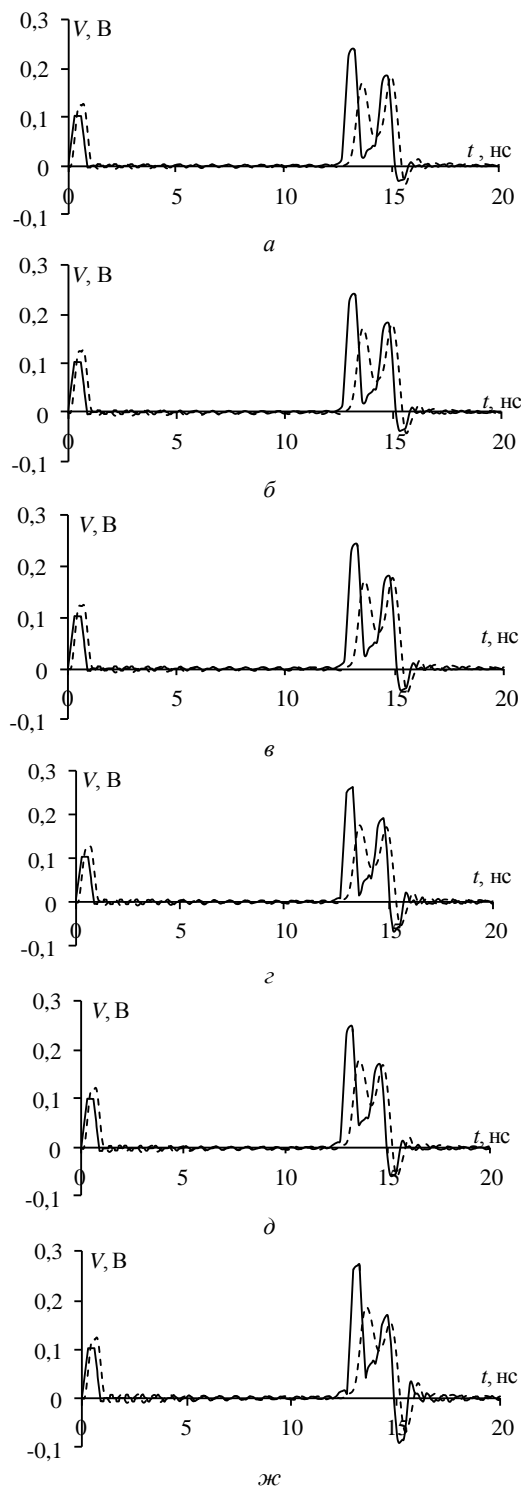


Рис. 6. Формы напряжения на выходе витка по результатам квазистатического (—) и электродинамического (---) моделирования для набора параметров: 1 – а и 6 – б; 2 – в и 7 – г; 3 – д и 8 – ж

Из всех форм напряжения видно, что амплитуда импульса  $l$  при электродинамическом моделировании выше в среднем на 15–20%. Это различие объяснить однозначно сложно, поскольку импульс пе-

реквестной наводки не распространяется вдоль витка, а отражения, потери и дисперсия практически не оказывают влияния на него. Одной из возможных причин является более строгий учет связи между проводниками. Отклонение времени прихода импульса 2 вызвано наличием проводных отводов (одиночный отрезок) электродинамической модели. Амплитуды импульсов 2 и 3 при электродинамическом моделировании, напротив, ниже, чем при квазистатическом.

Потери при электродинамическом моделировании оказывают более существенное влияние на импульс 2, а при квазистатическом – на 3. Примечательно, что при квазистатическом моделировании амплитудой именно импульса 2 определялась максимальная амплитуда сигнала на выходе. Кроме того, задержка импульсов 2 и 3 увеличивается (увеличение до 0,5 нс), а разность задержек уменьшается, что приводит к наложению этих импульсов. Влияние на увеличение задержки оказывает затягивание фронтов и спадов импульсов, характерное для реальных межсоединений печатных плат. Это приводит не только к увеличению задержки, но и к сглаживанию формы импульсов, из-за чего она близка к треугольной. Таким образом, полноволновой анализ дает более существенное ослабление амплитуды СКИ. Все это объясняется учетом высших типов волн при моделировании, а также влиянием потерь, дисперсии и отражений.

Теперь оценим влияние расстояния между развязывающим и сигнальным проводниками ( $s_2$ ). Из всех форм сигнала видно, что уменьшение  $s_2$  ведет к неоднозначным результатам: к уменьшению разности задержек импульсов и уменьшению амплитуды импульса 3. Наложение импульсов 2 и 3 приводит к последовательному росту амплитуды импульса 2 так, что уже она определяет амплитуду выходного сигнала, что наглядно видно на рис. 6, ж. Для наглядности в табл. 4 сведены амплитуды сигнала на выходе витка для рассмотренных наборов при моделировании разными подходами.

Таблица 4  
Амплитуда (мВ) сигнала в конце линии при моделировании разными подходами

№ набора	1	2	3	6	7	8
Квазистатический	241	244	251	242	247	259
Электродинамический	184	179	181	181	175	187

Из табл. 4 видно, что результаты моделирования двумя подходами отличаются на 23–29%, а амплитуда сигнала для наборов 1–3 и 6–8 не превышает 187 мВ (ослабление более 3 раз). Таким образом, в результате полноволнового моделирования подтверждаются полученные при квазистатическом моделировании закономерности подавления СКИ и выявленные оптимальные наборы параметров. Использование одного из наборов позволит уменьшить габариты витка на плате с сохранением свойств ослабления СКИ. Однако более предпочтительны наборы 6–8, поскольку при близком ослаблении позволяют

обеспечить меньшую ширину устройства. Её максимальное уменьшение соответствует набору 8 и составило 30,6 мм (45% от исходной ширины 67,3 мм).

### Заключение

Представлены результаты комплексного анализа искажений СКИ на выходе модифицированного макета витка меандровой линии. Сначала оценены значения  $K_C$  и  $K_L$  для проводников неосновного витка при добавлении развязывающего проводника для 10 наборов параметров. Показан рост коэффициентов  $K_C$  и  $K_L$  в 7,65–17,9 раза и в 2,5–5 раз соответственно. В результате выявлены наборы, обеспечивающие оптимальные коэффициенты  $K_C$  и  $K_L$ . Затем представлены результаты квазистатического моделирования с учетом и без учета потерь в проводниках и диэлектрике. В результате выявлено, что из-за потерь амплитуда сигнала на выходе витка может уменьшаться в среднем на 5–10%, а для отдельного набора – до 17%. Также, представлены результаты электродинамического моделирования с учетом потерь, которые подтвердили выявленные ранее закономерности. Отличие амплитуд импульсов, полученных двумя подходами, составило 50–70 мВ (до 23–29%). Выявлено, что из-за потерь и уменьшения расстояния между развязывающим и сигнальным проводниками ( $s_2$ ) основного витка амплитуда сигнала на выходе уже определяется амплитудой третьего импульса и не превышает 190 мВ. В результате моделирования показано, что лишь три набора параметров являются оптимальными, а максимальное уменьшение ширины исследуемого макета возможно на 45% от исходной.

Квазистатическое моделирование поддержано грантом Президента РФ МК-396.2022.4.

### Литература

1. Фоминич Э.Н. Электромагнитный терроризм. Новая угроза для информационно-управляющих систем // Военный инженер. – 2016. – № 2 (2). – С. 10–17.
2. Егоров А.Б. Воздействие мощного электромагнитного излучения на радиоэлектронные средства / А.Б. Егоров, А.М. Сотников, И.Ф. Рыбалко // Сборник науч. тр.: ДониЖТ. – 2012. – № 29. – С. 49–54.
3. Здухов Л.Н. Три возможных механизма возникновения отказов электронных устройств в результате электромагнитного воздействия / Л.Н. Здухов, Л.Н. Парфёнов, О.А. Тарасов // Технологии ЭМС. – 2018. – № 2(65). – С. 22–34.
4. Krzikalla R. Interdigital microstrip filters as protection devices against ultrawideband pulses / R. Krzikalla, T. Weber, L. ter Haseborg // Proc. of IEEE Int. Symp. on EMC, Istanbul, Turkey. – 2003. – P. 1313–1316.
5. Weber T. Linear and nonlinear filters suppressing UWB pulses / T. Weber, R. Krzikalla, L. ter Haseborg // IEEE Trans. on EMC. – 2004. – № 3(36). – P. 423–430.
6. Krzikalla R. Systematic description of the protection capability of protection elements / R. Krzikalla, J. Luiken, L. ter Haseborg // Proc. of IEEE Int. Symp. on EMC, Honolulu, HI, USA. – 2007. – P. 1–4.
7. Cui Q. Investigation of waffle structure SCR for electrostatic discharge (ESD) protection / Q. Cui, S. Dong, Y. Han // IEEE International Conference on Electron Devices and Solid State Circuit (EDSSC), Bangkok, Thailand, 2012. – P. 3–5.

8. ESD protection design optimization using a mixed-mode simulation and its impact on ESD protection design of power bus line resistance / H. Hayashi, T. Kuroda, K. Kato, K. Fukuda, S. Baba, Y. Fukuda // International Conference on Simulation of Semiconductor Processes and Devices (SISPAD), Tokyo, Japan, 2005. – P. 99–102.

9. Possibility of protection against UWB pulses based on a turn of a meander microstrip line / R.S. Surovtsev, A.V. Nosov, A.M. Zabolotsky, T.R. Gazizov // IEEE Transactions in Electromagnetic Compatibility. – 2017. – №6(59). – P. 1864–1871.

10. Surovtsev R.S. Simple method of protection against UWB pulses based on a turn of meander microstrip line / R.S. Surovtsev, A.V. Nosov, A.M. Zabolotsky // 16th International Conference of Young Specialists on Micro / Nanotechnologies and Electron Devices, June 29 – July 3, 2015. – P. 175–177.

11. Карри С. Анализ влияния полувитков на сигнал в конце защитной меандровой линии с уменьшенными геометрическими параметрами / С. Карри, А.В. Носов, Р.С. Суровцев // Междунар. науч. конф. ведущих научных школ в области радиолокации, радионавигации и радиоэлектронных систем передачи информации «Шарыгинские чтения». – Томск: ТУСУР, 2021. – С. 100–106.

12. Варзин Е.С. Уменьшение габаритов защитной меандровой микрополосковой линии / Е.С. Варзин, Р.С. Суровцев, А.В. Носов // 26-я Междунар. науч.-практ. конф. «Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири. СИБРЕСУРС-26–2020», Томск, Россия, 24 ноября, 2020. – Томск, 2020. С. 91–96.

13. Скорняков И.А. Анализ влияния ширины развешивающей трассы на амплитуду перекрестных наводок в связанной двухпроводной линии / И.А. Скорняков, Р.С. Суровцев // Сб. избр. статей междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2021». – Томск: В-Спектр, 2021. – Ч. 2. – С. 86–91.

14. Семенов Э.В. Особенности импульсных последовательностей, формируемых фазовыми фильтрами на основе С-секций с периодической характеристикой группового времени запаздывания / Э.В. Семенов, А.Н. Маничкин, Н.Д. Малютин // Радиотехника. – 2006. – № 6. – С. 27–30.

15. Малютин Н.Д. Многосвязные полосковые структуры и устройства на их основе. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 1990. – 164 с.

16. Сычев А.Н. Параметры несимметричных связанных линий с неоднородным диэлектриком / А.Н. Сычев, Н.Ю. Рудый // Доклады ТУСУР. – 2018. – Т. 21, № 4-1. – С. 7–15.

17. Tsai C. A generalized model for coupled lines and its applications to two-layer planar circuits / C Tsai, K.C. Gupta // IEEE Transactions. – 1992. – Vol. MTT-40. – № 12. – P. 2190–2199.

18. Kuksenko S.P. Preliminary results of TUSUR University project for design of spacecraft power distribution network: EMC simulation // IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering. – 2019. – №. 012110. – P. 1–7.

19. Matthae, G.L. Approximate calculation of the high-frequency resistance matrix for multiple coupled lines / G.L. Matthaei, G.C. Chinn // IEEE. – 1992. – P. 1353–1354.

#### Суровцев Роман Сергеевич

Канд. техн. наук, с.н.с. НИЛ «БЭМС РЭС»

Томского государственного ун-та

систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)

Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050

ORCID: 0000-0001-6609-0449

Тел.: +7 (382-2) 41-34-39

Эл. почта: surovtservs@gmail.com

#### Скорняков Иван Анатольевич

Аспирант каф. телевидения и управления (ТУ) ТУСУРа

Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050

Тел.: +7-996-937-76-57

Эл. почта: ivan\_sk94@mail.ru

#### Карри Салим

Аспирант каф. ТУ ТУСУРа

Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050

Тел.: +7-923-411-06-01

Эл. почта: karrisalim.h@gmail.com

Surovtsev R.S., Skorniyakov I.A., Karri S.

#### Propagation of ultrashort pulse in a model of a turn of a microstrip line folded into a meander with guard conductors

The possibility of reduction of the required space on the PCB of a meander line turn model with the maintenance of its protective properties through the use of guard conductors is studied. As a result of quasi-static and electrodynamic simulating, regularities of USP attenuation are revealed. As a result, the possibility to reduce the width of the device by 45% of the initial one with 3 times attenuation is shown.

**Keywords:** noise protection, meander line, ultrashort pulse.

**DOI:** 10.21293/1818-0442-2022-25-3-14-20

#### References

1. Fominich E.N. [Electromagnetic terrorism. A new threat to information and control systems]. *Military Engineer*, 2016, no. 2 (2), pp. 10–17 (in Russ.).

2. Egorov A.B., Sotnikov A.M., Rybalko I.F. [The impact of powerful electromagnetic radiation on radio-electronic means]. *Collection of Scientific Works of DonIzht*, 2012, no. 29, pp. 49–54 (in Russ.).

3. Zdukhov L.N., Parfënov L.N., Tarasov O.A. [Three possible mechanisms for the occurrence of electronic devices failures as a result of electromagnetic influence]. *Technologies of Electromagnetic Compatibility*, 2018, no. 2(65), pp. 22–34 (in Russ.).

4. Krzikalla R., Weber T., Ter Haseborg L. Interdigital microstrip filters as protection devices against ultrawideband pulses. *Proc. of IEEE International EMC Symposium*, Istanbul, Turkey, 2003, pp. 1313–1316.

5. Weber T., Krzikalla R., Ter Haseborg L. Linear and nonlinear filters suppressing UWB pulses. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2004, no. 3(36), pp. 423–430.

6. Krzikalla R., Luiken J., Ter Haseborg L. Systematic description of the protection capability of protection elements. *Proceedings of IEEE International EMC Symposium*, Honolulu, HI, USA, 2007, pp. 1–4.

7. Cui Q., Dong S., Han Y. Investigation of waffle structure SCR for electrostatic discharge (ESD) protection. *IEEE International Conference on Electron Devices and Solid State Circuit (EDSSC)*, Bangkok, Thailand, 2012, pp. 3–5.

8. Hayashi H., Kuroda T., Kato K., Fukuda K., Baba S., Fukuda Y. ESD protection design optimization using a mixed-mode simulation and its impact on ESD protection design of power bus line resistance. *International Conference on Simulation of Semiconductor Processes and Devices(SISPAD)*, Tokyo, Japan, 2005, pp. 99–102.

9. Surovtsev R.S., Nosov A.V., Zabolotsky A.M., Gazizov T.R. Possibility of protection against UWB pulses based on a turn of a meander microstrip line. *IEEE Transactions in Electromagnetic Compatibility*, 2017, no. 6(59), pp. 1864–1871.

10. Surovtsev R.S., Nosov A.V., Zabolotsky A.M. Simple method of protection against UWB pulses based on a turn of meander microstrip line. *16th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices*, June 29 – July 3, 2015, pp. 175–177 (in Russ.).

11. Karri S., Nosov A.V., Surovtsev R.S. *Analiticheskiy analiz poluvitkov na signal v kontse zashchitnoy meandrovoy linii s umen'shennymi geometricheskimi parametrami*. [Analysis of the effect of half-turns on the signal at the end of a protective meander line with reduced geometric parameters]. *Mezhdunarodnaya nauchnaya konferentsiya vedushchikh nauchnykh shkol v oblasti radiolokatsii, radionavigatsii i radioelektronnykh sistem peredachi informatsii «Sharyginskiye chteniya» [International scientific conference of leading scientific schools in the field of radar, radio navigation and radio-electronic information transmission systems (Sharygin Readings)]*, 2021 (in Russ.).

12. Varzin E.S., Surovtsev R.S., Nosov A.V. *Umen'sheniye gabaritov zashchitnoy meandrovoy mikropoloskovoy linii*. [Reducing the dimensions of the protective meander microstrip line]. 26-ya Mezhd. nauch.-prakt. konf. «Prirodnyye i intellektual'nyye resursy Sibiri. SIBRESURS-26-2020» [26th. Int. scientific-practical. conf. «Natural and intellectual resources of Siberia. SIBRESOURCE-26-2020», Tomsk, November 24, 2020. pp. 91–96 (in Russ.).

13. Skornyakov I.A., Surovtsev R.S. *Analiz vliyaniya shiriny razvyazyvayushchey trassy na amplitudu perekrestnykh navodok v svyazannoy dvukhprovodnoy linii*. [Analysis of the influence of the width of the decoupling route on the amplitude of crosstalk in a coupled two-wire line]. *Sbornik izbrannykh statey mezhdunarodnoy nauchno-tekhnicheskoy konferentsii studentov, aspirantov i molodykh uchenykh «Nauchnaya sessiya TUSUR–2021»* [Collection of selected articles of the international scientific and technical conference of students, graduate students and young scientists «TUSUR Scientific session –2021»], Tomsk, 2021, part 2, pp. 86–91 (in Russ.).

14. Semenov E.V., Manichkin A.N., Malyutin N.D. [Features of pulse sequences formed by phase filters based on C-sections with a periodic characteristic of the group delay time]. *Radio Engineering*, 2006, no. 6, pp. 27–30 (in Russ.).

15. Malyutin N.D. *Mnogosvyaznyye poloskovyye struktury i ustroystva na ikh osnove* [Multiconnected strip structures and devices based on them]. Tomsk: Publishing House Vol. university, 1990, 164 p. (in Russ.).

16. Sychev A.N., Rudy N.Yu. Parameters of asymmetric coupled lines with an inhomogeneous dielectric, *Proceedings of TUSUR University*, 2018, T. 21, no. 4-1, pp. 7–15 (in Russ.).

17. Tsai C., Gupta K.C. A generalized model for coupled lines and its applications to two-layer planar circuits, *IEEE Transactions*, 1992, vol. MTT-40, no. 12, pp. 2190–2199.

18. Kuksenko S.P. Preliminary results of a project of the University of TUSUR on designing the distribution network space vehicles: modeling EMC. *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, 2019, vol. 560, no. 012110, pp. 1–7.

19. Matthaei, G.L., Chinn G.C. Approximate calculation of the high-frequency resistance matrix for multiple coupled lines, *IEEE*, 1992, pp. 1353–1354.

---

#### Roman S. Surovtsev

Candidate of Science in Engineering, Senior researcher, Research Laboratory «BEMS RES», Department of Television and Control, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR) 40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050  
ORCID: 0000-0001-6609-0449  
Phone: +7 (382-2) 41-34-39  
Email: surovtssevs@gmail.com

#### Ivan A. Skornyakov

Postgraduate student, Department of Television and Control, TUSUR  
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050  
Phone: +7-996-937-76-57  
Email: ivan\_sk94@mail.ru

#### Salim Karri

Postgraduate student, Department of Television and Control, TUSUR  
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050  
Phone: +7-923-411-06-01  
Email: karrisalim.h@gmail.com