

2. *H*-мост на мощных полевых транзисторах, управляемый одним ШИМ-сигналом / А. А. Собко [и др.] // Современные технологии в науке и образовании – СТНО-2016 : сб. тр. междунар. науч.-техн. и науч.-метод. конф. : в 4 т. Рязань, 2016. Т. 1. Р. 15 – 17.

УДК 621.3

ВЛИЯНИЕ ПЕРЕМЫЧКИ МЕЖДУ ПРОВОДНИКАМИ НА ФОРМУ И АМПЛИТУДУ СВЕРХКОРОТКОГО ИМПУЛЬСА В ВИТКЕ МЕАНДРОВОЙ ЛИНИИ

Носов А. В.

Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники

Защита бортовой радиоэлектронной аппаратуры от различных воздействий (как внутрисистемных, так и внешних) становится все актуальнее. Наиболее важной представляется защита от импульсов с длительностью, близкой к наносекундному диапазону [1]. Для этого используются как схемотехнические, так и конструктивные решения, имеющие вместе с тем ряд недостатков, основными из которых являются малые мощность и быстродействие реализующих их устройств [2].

Исходя из вышесказанного, предложен подход, основанный на разложении сверхкороткого импульса в витке меандровой линии задержки на последовательность импульсов меньшей амплитуды [3]. Однако данные исследования выполнены без учета перемычки между проводниками, которая может оказать влияние на форму и амплитуду импульса на выходе линии. Таким образом, для достижения поставленной цели необходимо построить поперечное сечение исследуемой линии [4] с учетом перемычки между проводниками (рис. 1), задать сверхкороткий импульс в качестве воздействующего и вычислить отклик на заданное воздействие.

Параметры поперечного сечения исследуемой линии следующие: $w=300$ мкм, $t=105$ мкм, $s=23$ мкм, $h=510$ мкм, $\epsilon_{rc}=10$. Длина линии и перемычки между проводниками $l = 45$ м и $l_{\pi} = s$ соответственно.

Значения сопротивлений $R1$ и $R2$ приняты равными среднему геометрическому значению волновых сопротивлений четной и нечетной мод линии $(Z_c Z_o)^{0,5} \approx 35,76$ Ом. Значения емкостей $C1$ и $C2$ вычислены по формуле емкости плоского конденсатора и составляют $0,0156$ пФ:

$$C_1, C_2 = \epsilon_0 \epsilon_{rc} \frac{s}{d}. \quad (1)$$

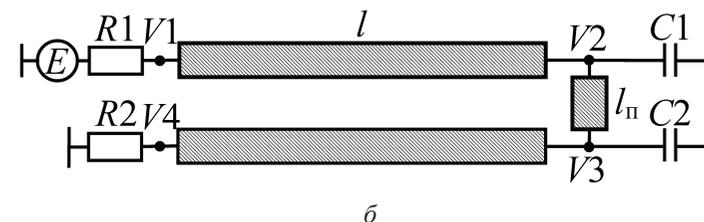
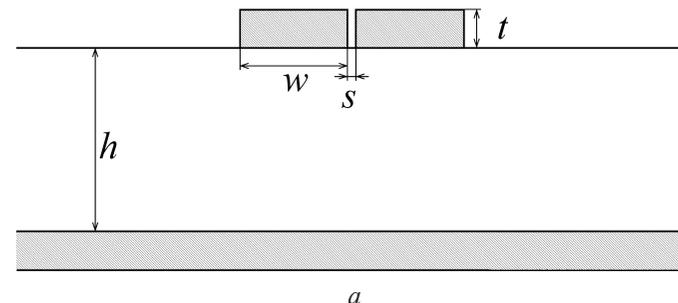


Рис. 1. Поперечное сечение (а) и схема соединений (б) исследуемой линии

После преобразований выражение (1) для исследуемой структуры примет вид

$$C_1, C_2 = \epsilon_0 \epsilon_{rc} \frac{w^2}{h}. \quad (2)$$

Формы сигнала в конце исследуемой линии определены с учетом перемычки и без нее. Из рис. 2 видно, что учет перемычки при моделировании практически не оказывает влияния на форму и амплитуду сигнала на выходе линии. Амплитуда с учетом перемычки и емкостей возрастает на 2 мВ, а задержки импульсов нечетной и четной мод по уровню 0,5 увеличиваются на 1 и 2 пс соответственно. Стоит отметить, что учет перемычки без учета емкостей не оказывает влияния на формы и амплитуды импульсов на выходе исследуемой линии.

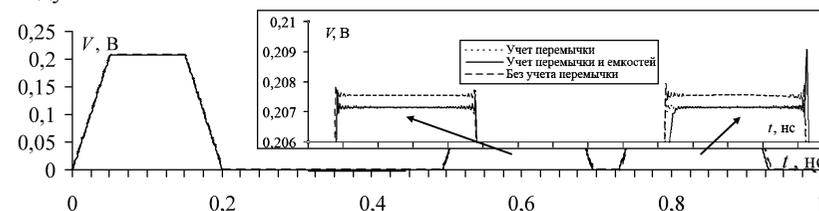


Рис. 2. Формы сигналов на выходе исследуемой линии

В таблицу сведены амплитуды (V_1, V_2, V_3) и задержки (τ_c, τ_o, τ_e) первых трех импульсов по уровню 0,5: перекрестной наводки на ближнем конце от фронта основного сигнала, нечетной и четной мод.

Условие измерения	τ_c , нс	τ_o , нс	τ_e , нс	V_1 , В	V_2 , В	V_3 , В
Без учета перемычки	0,02	0,518	0,754	0,207	0,207	0,207
С учетом перемычки	0,02	0,518	0,754	0,207	0,207	0,207
С учетом перемычки и емкостей	0,02	0,519	0,756	0,207	0,208	0,209

Таким образом, наглядно продемонстрировано влияние перемычки на форму и амплитуду сигнала в витке меандровой линии. Показано незначительное влияние перемычки и емкостей на амплитуду и задержку второго и третьего импульсов (нечетной и четной мод). Так, максимальное отклонение амплитуды сигнала на выходе линии составляет 0,97 %. Такое незначительное влияние перемычки на форму сигнала может быть обусловлено тем, что длина линии $l_{\text{н}}$ определяется расстоянием между проводниками s и составляет всего 23 мкм. Поэтому в других структурах на основе меандровых линий перемычка между проводниками может оказать более существенное влияние на форму и амплитуду сверхкороткого импульса в конце линии.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации по проекту RFMEFI57417X0172.

Литература

1. Protection of the fuel and energy sector of threats of electromagnetic influence / O. Pektav [et al.] // The security and safety of fuel and energy complex facilities. 2014. No. 2 (6). P. 74 – 76.
2. Gizatullin Z. M., Gizatullin R. M. Investigation of the Immunity of Computer Equipment to the Power-Line electromagnetic Interference // J. of Communications Technology and Electronics. 2016. No. 5. P. 546 – 550.
3. Protection against ultrashort pulses based on a turn of meander microstrip line / R. S. Surovtsev [et al.] // Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines : Proc. 10th Inter. IEEE Scient. and Tech. Conf. Omsk, 2016. P. 151 – 154.
4. Surovtsev R. S., Nosov A. V., Zabolotsky A. M. Simple Method of Protection against UWB Pulses Based on a Turn of Meander Microstrip Line // Proc. 16th Inter. Conf. of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM). 2015. P. 175 – 177.

СОГЛАСОВАНИЕ ЗЕРКАЛЬНО-СИММЕТРИЧНОГО МОДАЛЬНОГО ФИЛЬТРА

Черникова Е. Б., Белоусов А. О.

Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники

В настоящее время наблюдается массовое внедрение радиоэлектронной аппаратуры практически во все отрасли жизнедеятельности человека, в том числе военную, атомную, космическую, промышленную. Как результат необходима защита ее от электромагнитных помех, в частности от сверхкороткого импульса. Для этого предложена технология модальной фильтрации, основанная на его модальном разложении на импульсы меньшей амплитуды [1].

Данный подход к совершенствованию модальной фильтрации за счет зеркальной симметрии модального фильтра (МФ) [2] показывает, что при моделировании диагональные элементы матрицы характеристического импеданса \mathbf{Z} одинаковы. Таким образом, условие согласования достигается путем задания амплитуды сигнала в начале линии, равной половине ЭДС источника сигнала [3]. Между тем можно предположить, что значения элементов матрицы \mathbf{Z} по главной диагонали в зеркально-симметричном МФ соответствуют максимальному согласованию в тракте. В таком случае вычисление затратного временного отклика для обеспечения согласования может не требоваться.

С этой целью необходимо исследовать зеркально-симметричный МФ, для чего использовать несколько его вариантов, соответствующих рис. 1, с различными расстояниями s между проводниками: 0,51; 1,6 и 4 мм. Ширина проводников $w=1600$ мкм, а их толщина $t=18$ мкм, толщина диэлектрика $h=500$ мкм, относительная диэлектрическая проницаемость среды $\epsilon_{r2}=1$, а диэлектрика $\epsilon_{r1}=4,5$ при длине линии $l=1$ м.

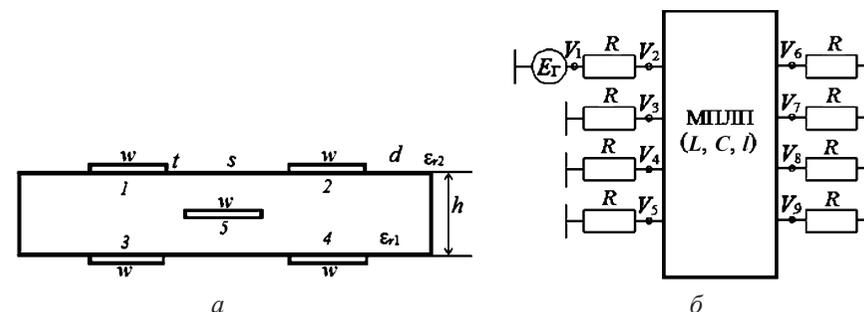


Рис. 1. Поперечное сечение (а) и электрическая схема (б) зеркально-симметричного МФ многопроводной линии передачи (МПЛЛ)