

УДК 621.396.677

Обработка сверхширокополосных сигналов на параллельных структурах

Чернышев С. Л.^{1,*}

* chemshv@bmstu.ru

¹МГТУ им. Н.Э. Баумана, Москва, Россия

Проведен анализ параллельных структур в передающей линии в частотной и временной областях. Показана возможность формирования и фильтрации сверхширокополосных сигналов на таких структурах

Ключевые слова: сверхширокополосный сигнал, параллельная линия, согласованная фильтрация, обработка сигнала, нерегулярная линия

Синтезированные нерегулярные линии позволяют осуществить фильтрацию, обработку и формирование сверхширокополосных (СШП) сигналов с относительной полосой рабочих частот свыше 50% [1-5]. Структура таких линий представляет собой каскадное (последовательное) соединение малых (для плавных линий) или имеющих относительно большое рассогласование (для ступенчатых линий) неоднородностей. Разработаны и методы синтеза таких линий в сверхширокой полосе [6]. Применяются они и в антенной технике [7,8]. В связи с этим возникает вопрос о том, какими возможностями для обработки СШП сигналов могут обладать нерегулярные линии, в которых неоднородности подключались бы параллельно. Данная статья посвящена этому вопросу.

Формирование СШП сигналов

Рассмотрим включенный в регулярную линию обычный одиночный параллельный шлейф, нагруженный на конце на произвольную реактивную нагрузку jB_H (рис.1). На этом рисунке y_1 , y_2 , $y_{ш}$, - волновые проводимости соответствующих линий.

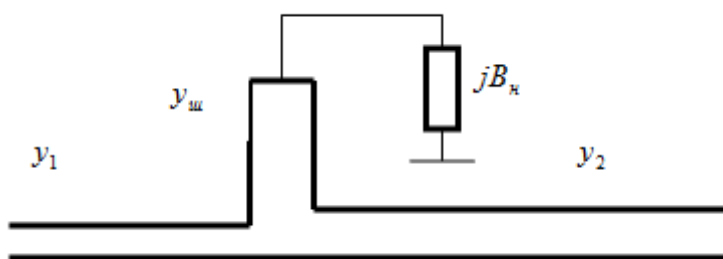


Рис.1. Параллельный шлейф с реактивной нагрузкой

Такие шлейфы, как известно, применяются для узкополосного согласования комплексных нагрузок в передающем тракте [9,10] и их длина и расстояние до нагрузки или высчитываются или находятся с помощью диаграммы Вольперта-Смита.

Найдем коэффициенты волновой матрицы рассеяния такого соединения при условии отсутствия диссипативных потерь. Проводимость входа такого шлейфа $Y_{вх} = jB_{ш}$ (проводимость нагрузки $jB_{н}$, пересчитанная ко входу шлейфа), а коэффициент отражения $S_{вх} = \exp(j\varphi_{вх})$, причем $Y_{вх} = -jy_{ш} \operatorname{tg}(\varphi_{вх}/2)$. Тогда волновой коэффициент отражения от входа такого соединения равен

$$S_{11} = \frac{y_1 - y_2 + jy_{ш} \operatorname{tg}(\varphi_{вх}/2)}{y_1 + y_2 - jy_{ш} \operatorname{tg}(\varphi_{вх}/2)} = \frac{S_y + jB_y}{1 - jB_y},$$

где

$$S_y = \frac{y_1 - y_2}{y_1 + y_2}, \quad B_y = \frac{y_{ш}}{y_1 + y_2} \operatorname{tg}(\varphi_{вх}/2).$$

В полярной форме

$$S_{11} = \sqrt{\frac{S_y^2 + B_y^2}{1 + B_y^2}} \exp[j(\operatorname{arctg}(B_y) + \operatorname{arctg} \frac{B_y}{S_y})]$$

Волновой коэффициент отражения от выхода:

$$S_{22} = \sqrt{\frac{S_y^2 + B_y^2}{1 + B_y^2}} \exp[j(\operatorname{arctg}(B_y) - \operatorname{arctg} \frac{B_y}{S_y}) - \pi]$$

Аргумент и модуль коэффициента передачи найдем из условия недиссипативности:

$$\varphi_{21} = \frac{\pi + \varphi_{11} + \varphi_{22}}{2} = \operatorname{arctg}(B_y), \quad |S_{21}| = \sqrt{1 - |S_{11}|^2},$$

и в полярной форме получаем:

$$S_{21} = \sqrt{\frac{1 - S_y^2}{1 + B_y^2}} \exp[j \operatorname{arctg}(B_y)]$$

Из практических соображений удобно сделать соединение симметричным, когда $y_1 = y_2$, а также положить $y_{ш} = y_1 + y_2$. В этом случае $S_y = 0$ и $B_y = \operatorname{tg}(\varphi_{вх}/2)$ и коэффициенты волновой матрицы рассеяния такого соединения приобретают вид:

$$S_{11} = S_{22} = j \sin(\varphi_{вх}/2) \exp(j\varphi_{вх}/2), \\ S_{21} = \cos(\varphi_{вх}/2) \exp(j\varphi_{вх}/2).$$

Перейдя к экспоненциальному виду, получаем:

$$S_{11} = S_{22} = \frac{1}{2}[-1 + \exp(j\varphi_{вх})],$$

$$S_{21} = \frac{1}{2} [1 + \exp(j\varphi_{ex})]$$

Рассмотрим два важных для практики случая – режим «холостого хода» (XX) и короткого замыкания (КЗ) на конце шлейфа.

В первом случае (XX) $\varphi_{вх} = -j\omega\theta$, где $\theta = 2L_{ш} / v_{ф}$ - двойная задержка сигнала на длине шлейфа $L_{ш}$ с фазовой скоростью $v_{ф}$.

Коэффициенты рассеяния при этом

$$S_{11} = \frac{1}{2} [-1 + \exp(-j\omega\theta)],$$

$$S_{21} = \frac{1}{2} [1 + \exp(-j\omega\theta)]$$

Переходя во временную область через преобразование Фурье находим импульсные характеристики и переходные такого соединения:

$$g_{11}(t) = \frac{1}{2} [-\delta(t) + \delta(t - \theta)], \quad g_{21}(t) = \frac{1}{2} [\delta(t) + \delta(t - \theta)],$$

$$h_{11}(t) = \frac{1}{2} [-E(t) + E(t - \theta)], \quad h_{21}(t) = \frac{1}{2} [E(t) + E(t - \theta)],$$

где $\delta(t)$ - дельта-функция Дирака, $E(t)$ - функция единичного скачка Хевисайда.

Переходные характеристики приведены на рис.2.

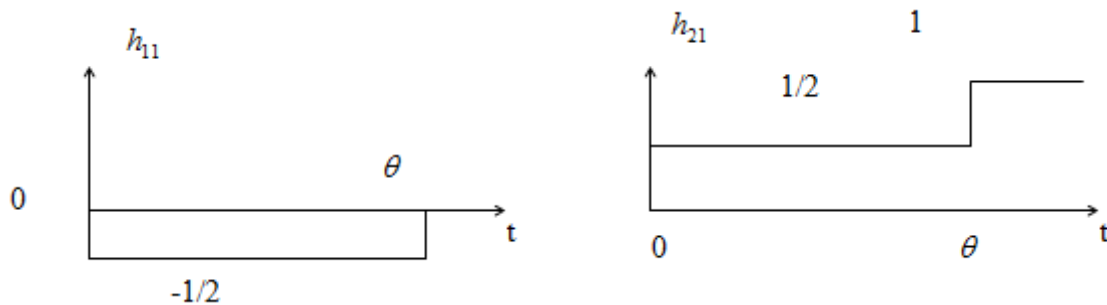


Рис.2. Переходные характеристики

Во втором случае (КЗ) $\varphi_{вх} = \pi - j\omega\theta$.

$$S_{11} = -\frac{1}{2} [1 + \exp(-j\omega\theta)], \quad S_{21} = \frac{1}{2} [1 - \exp(-j\omega\theta)].$$

Импульсные и переходные характеристики

$$g_{11}(t) = -\frac{1}{2} [\delta(t) + \delta(t - \theta)], \quad g_{21}(t) = \frac{1}{2} [\delta(t) - \delta(t - \theta)],$$

$$h_{11}(t) = -\frac{1}{2} [E(t) + E(t - \theta)], \quad h_{21}(t) = \frac{1}{2} [E(t) - E(t - \theta)].$$

Таким образом, импульсные и переходные характеристики при режиме КЗ «на проход» и «на отражение» совпадают с таковыми для режима ХХ «на отражение» и «на проход», соответственно, с обратным знаком.

Описанные свойства одиночного шлейфа позволяют его использовать для формирования СШП сигнала. Так, если на это соединение подать сигнал СШП $s_{nad}(t)$, то при схеме «на проход» при режиме КЗ сигнал на выходе будет равен $0,5[s_{nad}(t) - s_{nad}(t - \theta)]$.

На рис.3 приведен пример подобного формирования СШП сигнала.

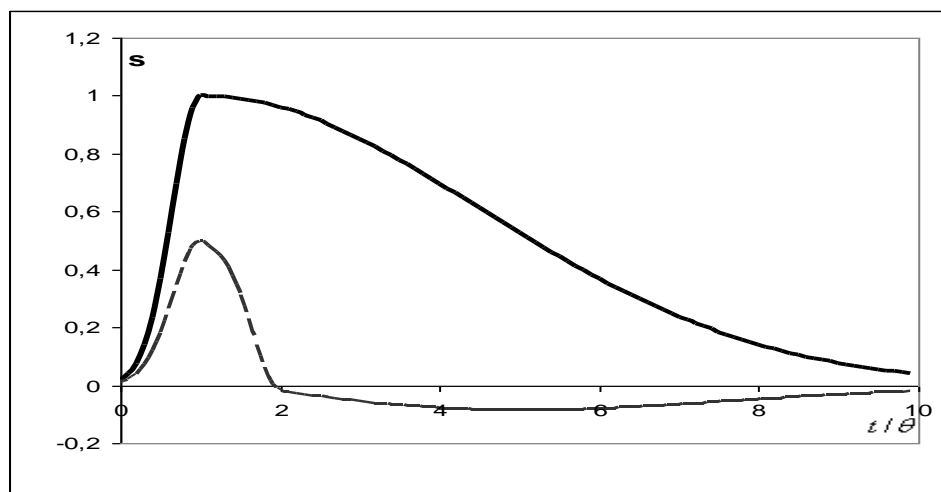


Рис.3. Пример формирования СШП сигнала.

Сплошной линией показан падающий на соединение сигнал, а пунктиром – прошедший. Величина постоянной θ соответствует двойной задержке на длине шлейфа. Так, если положить $\theta=0,05$ нс, то длина короткозамкнутого шлейфа в коаксиальной линии составит всего около 7,5 мм. Ширина спектра обрабатываемого сигнала достигает примерно 20 ГГц.

Фильтрация СШП сигналов

Рассмотрим включенный параллельно в регулярную линию шлейф на нерегулярной линии (рис.4).

В этом случае $S_{вх} = |S_{вх}| \exp(j\varphi_{вх})$ и если нагрузка представляет собой КЗ, то

$$S_{вх} = S_{11\bar{6}} - S_{21\bar{6}}^2 (1 - S_{22\bar{6}} + S_{22\bar{6}}^2 - \dots),$$

где $S_{11\bar{6}}, S_{21\bar{6}}, S_{22\bar{6}}$ - коэффициенты матрицы рассеяния нерегулярной линии шлейфа.

При нагрузке типа ХХ $S_{вх} = S_{11\bar{6}} + S_{21\bar{6}}^2 (1 - S_{22\bar{6}} - S_{22\bar{6}}^2 - \dots)$.

Возможен и третий случай, когда нагрузка шлейфа не реактивна, а представляет собой согласованную нагрузку.

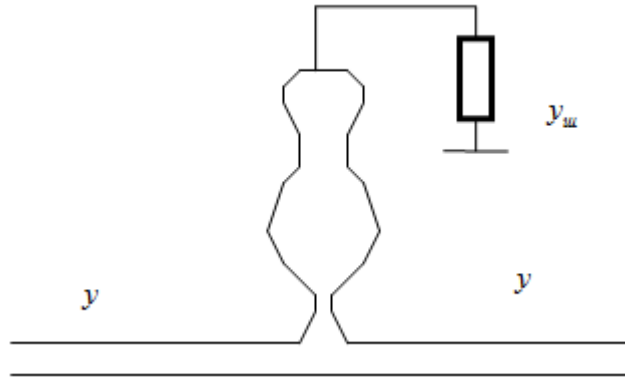


Рис.4. Нерегулярная линия, включенная параллельно

В этом случае $S_{\text{вх}} = S_{11\sigma}$ и волновой коэффициент отражения от такого соединения (рис.4) определяется, как

$$S_{11} = \frac{y_1 - y_2 - y_{\text{ex}}}{y_1 + y_2 + y_{\text{ex}}} = \frac{1}{2}(-1 + S_{\text{ex}})$$

и при синтезе нерегулярной линии по частотной характеристике коэффициента отражения нужно задать $S_{11\sigma}(\omega) = S_{\text{ex}}(\omega) = 1 + 2S_{11}(\omega)$.

При синтезе во временной области по переходной характеристике на отражение

$$h_{11}(t) = \frac{1}{2}[-E(t) + h_{\text{ex}}(t)],$$

и нужно задавать $h_{11\sigma}(t) = h_{\text{ex}}(t) = 1 + 2h_{11}(t)$.

При синтезе «на проход» нужно учесть, что

$$S_{21} = \frac{1}{2}(1 + S_{\text{ex}}),$$

при синтезе в частотной или временной областях нужно задавать

$$S_{11\sigma}(\omega) = S_{\text{ex}}(\omega) = 2S_{11}(\omega) - 1$$

или

$$h_{11\sigma}(t) = h_{\text{ex}}(t) = 2h_{11}(t) - 1$$

и

$$g_{11\sigma}(t) = g_{\text{ex}}(t) = 2g_{11}(t) - \delta(t).$$

Рассмотрим случай, когда боковая линия представляет собой два каскадно включенных экспоненциальных отрезка (рис.5), нагруженных на согласованную нагрузку. Частотная характеристика коэффициента отражения от такой линии приближенно имеет вид

$$S_{11\sigma}(\omega) = 2jS_0 \frac{\sin^2(\omega\theta/4)}{\omega\theta/4} e^{-j\omega\theta/2},$$

а импульсная характеристика (см. рис..6) -

$$g_{11\sigma}(t) = 2S_0 / \theta [E(t) - 2E(t - \theta/2) + E(t - \theta)].$$

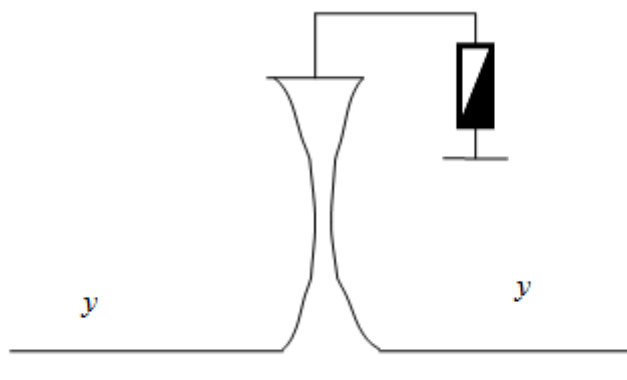


Рис.5. Нерегулярная линия в виде двух экспоненциальных участков

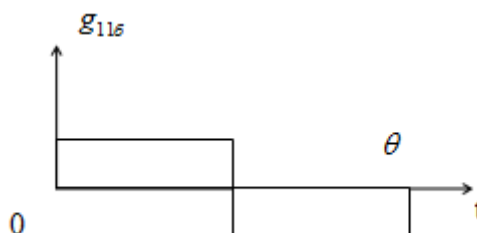


Рис.6. Импульсная характеристика нерегулярной линии с экспоненциальными участками.

Поэтому, если на соединение с такой линией, включенной параллельно, подать СШП сигнал с формой, зеркально повторяющей $g_{11\sigma}(t)$, на выходе получим сигнал в виде полусуммы падающего сигнала и его корреляционной функции. Этот пример свидетельствует о возможности обеспечения согласованной фильтрации СШП сигналов «на проход» на параллельных структурах, чего очень трудно добиться на одиночных нерегулярных линиях.

Выводы

Применение параллельных структур с нерегулярными линиями позволяют реализовать функции фильтрации и формирования сверхширокополосных сигналов без применения развязывающих устройств, которые чрезвычайно сложно реализовать в сверхширокой полосе частот и без которых в нерегулярных линиях, работающих на отражение, затруднительно разделить падающую и отраженную волны.

Список литературы

1. Чернышев С.Л., Виленский А.Р. Анализ и синтез сверхширокополосных устройств в частотной области // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. 2009. Спец. вып. Антенны и устройства радио- и оптического диапазонов. С.150-156.
2. Чернышев С.Л., Виленский А.Р. Анализ дисперсионных характеристик погонных параметров элементарных отрезков сверхширокополосных балансных печатных щелевых антенн бегущей волны // Наука и образование. МГТУ им. Н.Э. Баумана. Электрон. журн. 2013. № 4. С. 201-216. DOI: [10.7463/0413.0548171](https://doi.org/10.7463/0413.0548171)
3. Бондаренко А.С., Мещанов В.П., Шикова Л.В. Сверхширокополосные направленные ответвители, не содержащие скачкообразных неоднородностей // Антенны. 2011. № 11. С. 31-35.
4. Базлов Н.Н., Мещанов В.П., Шикова Л.В. Сверхширокополосные фазовращатели на основе плавной неоднородной одиночной линии передачи // Антенны. 2011. № 1. С. 37-43.
5. Чернышев С.Л. Решение дифференциального уравнения плавной нерегулярной линии передачи с Т-волнами // Наука и образование. МГТУ им. Н.Э. Баумана. Электрон. журн. 2009. № 1. Режим доступа: <http://technomag.bmstu.ru/doc/114209.html> (дата обращения 01.02.2015).
6. Виленский А.Р., Чернышев С.Л. Численный метод синтеза нерегулярных недиссипативных линий с Т-волнами в частотной области // Наука и образование. МГТУ им. Н.Э. Баумана. Электрон. журн. 2009. № 2. Режим доступа: <http://technomag.bmstu.ru/doc/114482.html> (дата обращения 01.02.2015).
7. Avdushin A.S., Ashikhmin A.V., Negrobov V.V., Pasternak Yu.G., Fedorov S.M. Vivaldi antenna with printed lens in aperture // Microwave and Optical Technology Letters. 2014. Vol. 56, no. 2. P. 369-371.
8. Авдеев В.Б., Ашихмин А.В., Некрылов В.М., Пастернак Ю.Г. Моделирование сверхширокополосных печатных щелевых антенн бегущей волны // Антенны, 2006. № 8. С. 50-55.
9. Фуско В. СВЧ цепи. Анализ и автоматизированное проектирование: пер. с англ. М.: Радио и связь, 1990. 288 с.
10. Маттей Д.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. В 2 т. Т. 1 / пер. с англ. под ред. Л.В. Алексеева и Ф.В. Кушнира. М.: Связь, 1971. 440 с.

The Processing of Ultra-Wideband Signals on Parallel Structures

S.L. Chernyshev^{1,*}

[*chemshv@bmstu.ru](mailto:chemshv@bmstu.ru)

¹Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russia

Keywords: Ultra-Wideband signal, matched filtering, parallel line, signal processing, irregular line

The paper considers possibilities for processing of UWB signals of irregular lines in which heterogeneity were connected in parallel. It finds the elements of the scattering matrix of the parallel loop, loaded a reactive load. The special cases are discussed when the loads of the parallel loop are short circuit and idling. Expressions for the frequency and time domains: the frequency characteristics and transient characteristics are obtained. It is shown that the transmitted and reflected waves are determined by the superposition of two waves: primary reflected wave from the loop and the wave reflected from its end. This enables the UWB signal to be formed on such structure. The paper considers the case when the parallel loop is an irregular line. Scattering matrix elements of such unit are founded for the short-circuit and idling at the end of the line, as well as for traveling-wave regime. The examples of various parallel structures are considered. It is concluded that such structures have the prospects for use in forming and filtering ultra-wideband signals due to the appearing possibility for separation of the incident and transmitted waves.

References

1. Chernyshev S.L., Vilenskii A.R. Analysis and Synthesis of Super Wideband Devices in Frequency Range. *Vestnik MGTU im. N.E. Baumana. Ser. Priborostroenie = Herald of the Bauman Moscow State Technical University. Ser. Instrument Engineering*, 2009, spec. iss. *Antennas and devices in the optical and radio range*. C.150-156. (in Russian).
2. Chernyshev S.L., Vilenskii A.R. Analysis of dispersion characteristics of linear elements' line parameters of UWB balanced printed cavity antennas of a travelling wave. *Nauka i obrazovanie MGTU im. N.E. Baumana = Science and Education of the Bauman MSTU*, 2013, no. 4, pp. 201-216. DOI: [10.7463/0413.0548171](https://doi.org/10.7463/0413.0548171) (in Russian).
3. Bondarenko A.S., Meshchanov V.P., Shikova L.V. Superwide-Band Directional Couplers without Step Nonuniformities. *Antenny = Antennas*, 2011, no. 11, pp. 31-35. (in Russian).

4. Bazlov N.N., Meshchanov V.P., Shikova L.V. Superwide-band Phase Shifters on Nonuniform Single Transmission Lines. *Antenny = Antennas*, 2011, no. 1, pp. 37-43. (in Russian).
5. Chernyshev S.L. The decision of the differential equation of a smooth irregular line of transfer with T-waves. *Nauka i obrazovanie MGTU im. N.E. Baumana = Science and Education of the Bauman MSTU*, 2009, no. 1. Available at: <http://technomag.bmstu.ru/doc/114209.html> , accessed 01.02.2015. (in Russian).
6. Vilenskii A.R., Chernyshev S.L. Numerical method of synthesis irregular недиссипативных lines with T-waves in frequency area. *Nauka i obrazovanie MGTU im. N.E. Baumana = Science and Education of the Bauman MSTU*, 2009, no. 2. Available at: <http://technomag.bmstu.ru/doc/114482.html> , accessed 01.02.2015. (in Russian).
7. Avdushin A.S., Ashikhmin A.V., Negrobov V.V., Pasternak Yu.G., Fedorov S.M. Vivaldi antenna with printed lens in aperture. *Microwave and Optical Technology Letters*, 2014, vol. 56, no. 2, pp. 369-371.
8. Avdeev V.B., Ashikhmin A.V., Nekrylov V.M., Pasternak Yu.G. Modelling of superwide-band printed slot-hole aeriels of running wave. *Antenny = Antennas*, 2006, no. 8, pp. 50-55. (in Russian).
9. Fusco V.F. *Microwave circuits. Analysis and computer-aided design*. Prentice Hall, Englewood Cliffs, N.J., 1987. (Russ. ed.: Fusco V. *SVCh tsepi. Analiz i avtomatizirovannoe proektirovanie*. Moscow, Radio i Sviyaz' Publ., 1990. 288 p.).
10. Matthaei G.L., Young L., Jones E.M.T. *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*. McGrawHill, 1964. 1096 p. (Russ. ed.: Matthaei G.L., Young L., Jones E.M.T. *Fil'try SVCh, soglasuyushchie tsepi i tsepi svyazi. V 2 t. T. 1*. Moscow, Sviyaz' Publ., 1971. 440 p.).