

Перестраиваемый трансформатор сопротивлений на основе J-инвертора

И.А. Филиппук, П.А. Туральчук

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»

Аннотация: в работе рассмотрены схемы перестраиваемых трансформаторов импеданса на основе J-инверторов, которые могут быть применены для электронного изменения волнового сопротивления. Приведено теоретическое обоснование работы предлагаемых схем, необходимое для определения требований к диапазону значений перестраиваемых емкостей, соответствующих заданному диапазону перестройки импеданса. Одна из описываемых схем основана на эквивалентном представлении линии передачи, волновое сопротивление которой изменяется за счет варьирования емкостей конденсаторов. Вторая схема основана на емкостной П-схеме инвертора проводимости, а перестройка цепи осуществляется за счет изменения волнового сопротивления этого инвертора.

Ключевые слова: перестраиваемый трансформатор сопротивлений, инвертор проводимости, эквивалентная линия передачи, входной импеданс

1. Введение

Трансформатор импеданса представляет практический интерес в качестве элемента согласования различных электронных компонентов таких как антенны, усилители мощности и другие. В случае усилителя мощности трансформатор импеданса во входной или в выходной согласующей цепи позволяет увеличить КПД и мощность в нагрузке устройства [1]. Возможности электронных компонентов и схем активно реализуются в современных системах связи, в частности в беспроводных технологиях 5G. Электронное управление характеристиками трансформатора импеданса позволяет улучшить характеристики усилителя мощности в диапазоне частот. Динамическое управление характеристическим импедансом трансформатора в нагрузочной цепи усилителя мощности, работающего при сигналах с высоким отношением пиковой мощности к средней, позволяет поддерживать высокий КПД в широком диапазоне выходной мощности [2,3].

Наиболее распространенной реализацией трансформатора сопротивлений является четвертьволновый отрезок линии передачи с волновым сопротивлением $Z_T = \sqrt{Z_1 Z_2}$, где Z_1, Z_2 – сопротивления на входе и выходе трансформатора соответственно. Однако, в этом случае обеспечить изменение импеданса линии передачи крайне проблематично. Существует два подхода к организации электронной перестройки волнового сопротивления линии передачи: влияние на характеристики линии передачи с распределенными параметрами [4]-[6] и подход, основанный на эквивалентном представлении линии передачи в виде электрической схемы [7]-[9]. В [4] рассматривается несколько параллельно расположенных четвертьволновых линий передачи с различными волновыми сопротивлениями, подключение к которым осуществляется при помощи переключателей. В этом случае существует множество комбинаций соединения с линией передачи, которые приводят к переключению сопротивления трансформатора. Конструкция, предложенная в [5], обеспечивает изменение емкостной связи между микрополосковой линией и землей путем добавления дополнительной линии передачи, которая подключается к основному заземлению с помощью варакторного диода. Для упрощения изготовления прототипа вместо многослойной структуры были использованы копланарные волноводы,

обеспечивающие широкий диапазон перестройки импеданса (19-65 Ом), однако во входном сопротивлении трансформатора импеданса появляется реактивная составляющая. Аналогичный подход к управлению импедансом путем изменения емкостной связи описан в [6]. Однако структуры трансформатора с распределенными параметрами более технологически сложны и обеспечивают меньший диапазон перестройки волнового импеданса.

Четвертьволновые трансформаторы импеданса могут быть представлены в качестве эквивалентных Т- и П-ячеек. Такой подход представляется более привлекательным, поскольку перестройка осуществляется путем изменения параметров сосредоточенных элементов эквивалентной схемы, вследствие чего является более простой с технологической точки зрения и менее габаритной.

2. Схемы перестраиваемых трансформаторов импедансов

Линия передачи с распределенными параметрами может быть представлена в виде П-ячейки, приведенной на рисунке 1. Значения сосредоточенных емкостей и индуктивностей могут быть получены с использованием выражений (1) и (2) соответственно.

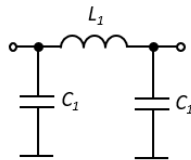


Рисунок 1. Эквивалентная схема линии передачи

$$C_1 = \frac{\operatorname{tg}(\theta/2)}{2\pi f_0 Z_{TL}} \quad (1)$$

$$L_1 = \frac{Z_{TL} \cdot \sin(\theta)}{2\pi f_0}, \quad (2)$$

где θ – электрическая длина линии передачи, f_0 – центральная частота, Z_{TL} – волновое сопротивление отрезка линии передачи.

Для обеспечения изменения волнового импеданса необходимо варьировать значения как емкостных элементов, так и индуктивных, что представляется довольно сложной задачей в случае гибридной реализации. В [7] предлагается заменить индуктивный элемент на емкостной, используя J-инвертор с обеих сторон реактивного элемента (рисунок 2(а)). J-инвертор предлагается реализовать в виде четвертьволнового отрезка линии передачи, который, в свою очередь, может быть заменен на П-схему, показанную на рисунке 1. Данное преобразование позволит привести изначально предложенную схему к виду на рисунке 2(б).

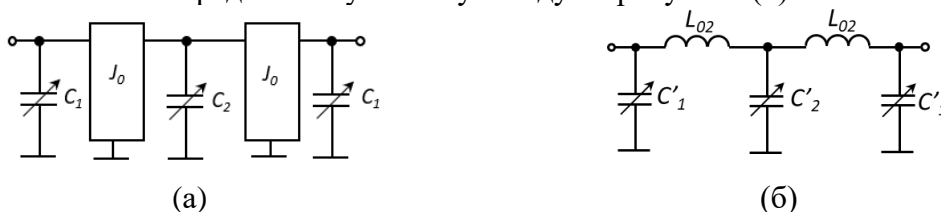


Рисунок 2. Схемы перестраиваемого трансформатора сопротивлений на основе эквивалентной П-схемы, где индуктивные элементы представлены в виде конденсатора C_2 и J-инверторов (а) и перестраиваемого трансформатора сопротивлений, в котором J-инверторы замещены отрезками линий передачи (б).

Параметры предложенной схемы могут быть рассчитаны по формулам:

$$C'_1 = C_1 + C_{01},$$

$$C'_2 = C_2 + C_{01},$$

где $C_2 = J_0^2 L_1$, J_0 – проводимость J-инвертора, который подключен с обеих сторон от конденсатора C_2 . L_{02} и C_{01} – параметры эквивалентной П-схемы четвертьволновой линии передачи, которые рассчитываются согласно выражениям (1) и (2). Рассчитанные значения параметров упрощенной схемы трансформатора импеданса в случае изменения сопротивления в диапазоне 5 – 50 Ом на частоте 5 ГГц приведены в таблице 1.

Таблица 1. Параметры сосредоточенных элементов для перестраиваемого трансформатора импеданса на основе эквивалентной линии передачи

Сопротивление трансформатора, Ом	C'_1 , пФ	C'_2 , пФ	L_{02} , нГн
5	7,32	2,05	1,05
50	1,59	3,34	1,05

В качестве альтернативного варианта, трансформатор импеданса может быть выполнен на основе П-схемы J-инвертора с сосредоточенными элементами, показанной на рисунке 3. Волновое сопротивление J-инвертора Z_{inv} рассчитывается по формуле (3).

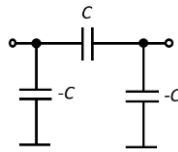


Рисунок 3. Эквивалентная П-схема J-инвертора

$$Z_{inv} = \frac{1}{2\pi f_0 C} \quad (3)$$

Для компенсации параллельных отрицательных емкостей на входе и выходе схемы J-инвертора добавлены эквивалентные П-схемы четвертьволновых линий передачи (рисунок 1). Полученная схема трансформатора сопротивлений приведена на рисунке 4.

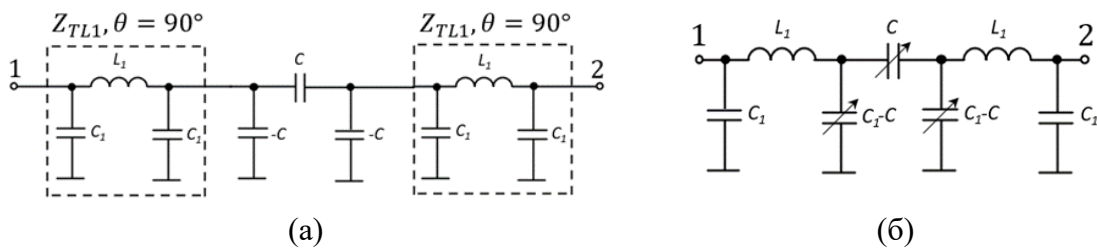


Рисунок 4. Схема J-инвертора на сосредоточенных элементах с эквивалентными П-схемами четвертьволновых линий передачи (а) и упрощенный перестраиваемых трансформатор сопротивлений на основе J-инверторов

Для аналитического описания данной схемы предлагается использовать ABCD-матрицы, так как при каскадном соединении нескольких четырехполюсников итоговая ABCD-матрица будет являться произведением матриц каждой П-схемы (4), что значительно упрощает процедуру расчета [10]. ABCD-матрицы для J-инвертора и для эквивалентной линии передачи приведены в (5) и (6) соответственно.

$$A = [A_I] \cdot [A_{TL}] \cdot [A_I] = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$A_I = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{i}{2\pi f_0 C} \\ -i2\pi f_0 C & 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$A_{TL} = \begin{bmatrix} 1 - C_1 L (2\pi f_0)^2 & L 2\pi f_0 i \\ 2\pi f_0 (-C_1^2 L (2\pi f_0)^3 i + 2C_1 2\pi f_0 i) & 1 - C_1 L (2\pi f_0)^2 \end{bmatrix}, \quad (6)$$

где C – емкость J-инвертора, C_1 и L_1 – емкость и индуктивность эквивалентной линии передачи.

На основе полученных элементов ABCD-матрицы импеданс трансформатора сопротивлений может быть определен как:

$$Z_{21} = \frac{AD - BC}{C}.$$

Диапазон изменения входного сопротивления трансформатора, в свою очередь, может быть оценен по формуле:

$$Z_{IN} = \frac{Z_{21}^2}{R_L},$$

где R_L – сопротивление нагрузки на выходе трансформатора, а Z_{21} – волновое сопротивление трансформатора.

Полученные аналитические выражения в дальнейшем позволяют определить диапазон изменения сопротивления трансформатора. Волновое сопротивление четвертьволновых линий передачи и J-инвертора выбираются из условия $C_I > C$. Так для $Z_{inv} = 35$ Ом емкость J-инвертора C будет равна 0,9 пФ согласно выражению (3). Используя формулы (1) и (2), вычисляются параметры схемы эквивалентной четвертьволновой линии передачи для $Z_{TL1} = 35$ Ом. Значения параметров сосредоточенных элементов перестраиваемого трансформатора импеданса (рисунок 4(б)) в случае изменения импеданса трансформатора сопротивлений в диапазоне 1,8 – 25 Ом на частоте 5 ГГц приведены в таблице 2.

Таблица 2. Параметры сосредоточенных элементов для перестраиваемого трансформатора импеданса на основе J-инвертора

Сопротивление трансформатора, Ом	C , пФ	C_1 , пФ	C_1-C , пФ	L_1 , нГн
1,8	0	0,87	0,87	1,17
25	0,8	0,87	0,07	1,17

Для предложенной схемы трансформатора импеданса зависимости волнового (Z_{21}) и входного (Z_{in}) импедансов от перестраиваемой емкости приведены на рисунке 5. Таким образом, при изменении емкости в диапазоне от 0,1 до 0,8 пФ, входной импеданс устройства изменяется экспоненциально в диапазоне от 1,8 до 25 Ом. На рисунке 6 показаны различные положения входного сопротивления на диаграмме полных сопротивлений для разных значений емкости в диапазоне от 0,1 до 0,8 пФ на частоте 5 ГГц. В то же время можно отметить, что с увеличением сопротивления частотная зависимость схемы становится сильнее, что показано на рисунке 7.

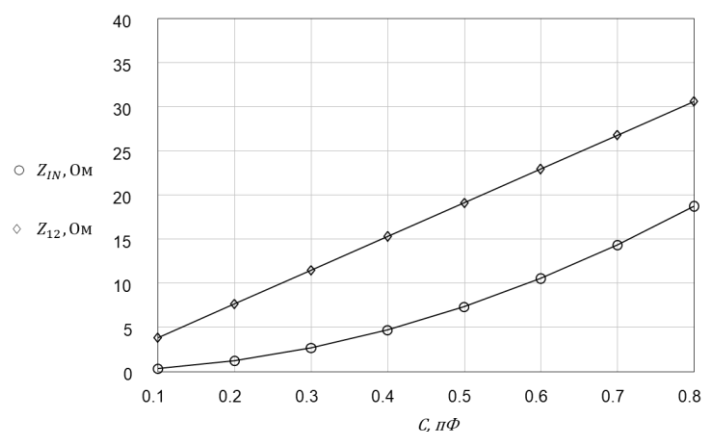


Рисунок 5. Зависимость волнового сопротивления трансформатора (Z_{12}) и входного сопротивления (Z_{in}) от перестраиваемой емкости

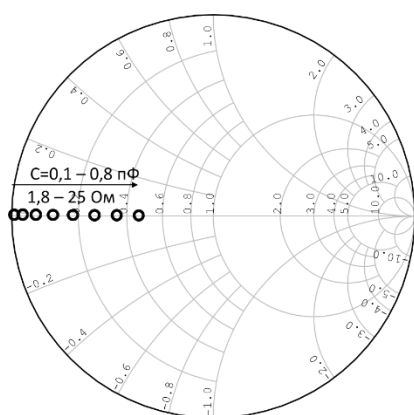


Рисунок 6. Входной импеданс трансформатора для различных значений емкости

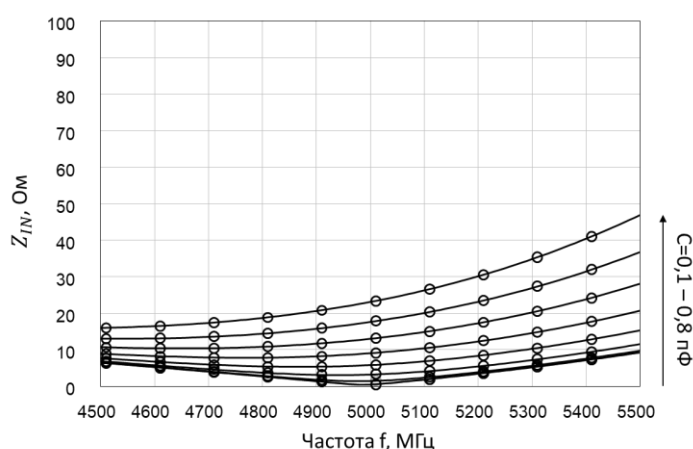


Рисунок 7. Частотные зависимости входного сопротивления трансформатора для различных значений емкости

3. Заключение

В работе рассмотрены два варианта схем перестраиваемых трансформаторов импеданса на основе J-инверторов. Первая схема является эквивалентом отрезка линии передачи, где катушка индуктивности заменена конденсатором и J-инверторами. В таком случае изменение волновым сопротивлением обеспечивается управлением конденсаторами, включенными параллельно цепи. При втором подходе элементом перестройки является сам J-инвертор, к которому добавляются эквивалентные П-схемы четвертьволнового отрезка линии передачи для компенсации отрицательных значений емкостей. Для того чтобы оценить возможный диапазон входного сопротивления рассматриваемых устройств, были проведены аналитические расчеты. Согласно полученным результатам, электрические схемы трансформаторов способны обеспечивать перестройку импеданса в диапазоне от 5 до 50 Ом в первом случае и в диапазоне от 1,8 до 25 Ом во втором случае. В работе также были смоделированы частотные зависимости входного сопротивления трансформатора. Это позволило нам сделать вывод, что с увеличением значения перестраиваемой емкости частотная зависимость трансформатора становится более выраженной.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 23-29-00927, <https://rscf.ru/project/23-29-00927>).

Список литературы

1. Vendik, O. G., et al. "Microwave power amplifiers based on AlGaIn/GaN transistors with a two-dimensional electron gas." *Technical Physics Letters* 42 (2016): 1061-1063.
2. Andersson, Christer M., et al. "Theory and design of class-J power amplifiers with dynamic load modulation." *IEEE transactions on microwave theory and techniques* 60.12 (2012): 3778-3786.
3. Sánchez-Pérez, César, et al. "Optimized design of a dual-band power amplifier with SiC varactor-based dynamic load modulation." *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 63.8 (2015): 2579-2588.
4. H.T. Jeong, J.E. Kim, I.S. Chang and C.D. Kim, "Tunable impedance transformer using a transmission line with variable characteristic impedance," *IEEE Trans.Microw.Theory Tech.*, vol. 53, no. 8, pp. 2587-2593, 2005.
5. Y-H. Chun and J-S. Hong, "Variable ZC transmission line and its application to a tunable impedance transformer," *IEEE European Microwave Conference, 2005* Microwave and optical technology letters, vol. 47, no. 5, pp. 412-414 2005
6. N.D. Malyutin, A.V. Andreev, G .A. Malyutin, and R.M. Sharabudinov, "Tunable impedance transformer based on split strip lines," *Proceedings of the International Serbian Confer Control and Communications (SIBCON)*, pp. 1–3, 2019.
7. Sinsky, Jeffrey H., and Charles R. Westgate. "Design of an electronically tunable microwave impedance transformer." *1997 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. Vol. 2. IEEE, 1997.*
8. C. Hoarau, N. Corrao, J.-D. Arnould, P. Ferrari and P. Xavier, "Complete design and measurement methodology for a tunable RF impedance-matching network," *IEEE Trans.Microw.Theory Tech.*, vol.56, pp.2620-2627, 2008.
9. L.-Y.V. Chen, R.Forse, D. Chase and R.A. York, "Analog tunable matching network using integrated thin-film BST capacitors," *IEEE MTT-S Int. Dig.*, vol. 1, pp. 261–264, 2004
10. *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, Ed. by G. L. Mattaei, L. Young, and E. M. T. Jones (McGraw-Hill, New York, 1964; Moscow: Mir, 1966).