

## Особенности применения преобразований Нортон при согласовании импедансов с различными коэффициентами трансформации

А.В. Баранов 

АО «НПП «Салют»  
603950, Россия, г. Нижний Новгород,  
ул. Ларина, 7

*Аннотация* – В работе изучаются особенности и следствия применения преобразований Нортон в процессе широкополосного и узкополосного согласований импедансов цепей на основе теории фильтров в случаях с различными коэффициентами трансформации. Для преобразований Нортон цепей с различными (больше и меньше единицы) коэффициентами трансформации сформулировано дополнительное правило. С использованием обобщенной формы записи преобразований Нортон на двух примерах продемонстрировано уменьшение числа элементов в полосовых фильтрах. Установлены следствия, которые характерны для узкополосных применений преобразований. Для прямых и зеркальных Г-образных цепей на разнотипных реактивностях получены формулы для расчета коэффициентов трансформации, которые зависят от частоты. Показано, что данные цепи могут комбинироваться с однотипными реактивностями Г-образных цепей с частотно независимыми коэффициентами трансформации. На основе полученных для преобразований Нортон следствий синтезированы повышающие и понижающие согласующие цепи комбинированного типа.

*Ключевые слова* – преобразование Нортон; согласующие цепи; коэффициент трансформации.

В процессе проектирования усилительно-преобразовательных устройств СВЧ-диапазона важной задачей является согласование сопротивлений их цепей, особенно с высоким коэффициентом трансформации в широком диапазоне рабочих частот, который можно достичь в пределах установленных Боде – Фано ограничений на полосы согласований произвольных импедансов [1; 2]. Широкополосное согласование цепей можно обеспечить, например, с помощью инвертирующих трансформаторов импедансов ( $K$ -,  $J$ -инвертеров) [3; 4], а также его можно выполнить, используя преобразования Нортон [5; 6] или метод крайних импедансов [7]. Чаще широкополосное согласование осуществляется на основе теории фильтров [3; 8] в сочетании с трансформацией оконечного импеданса с помощью преобразования Нортон [9–12]. К сожалению, наличие различных, но правильных по сути форм записи преобразований Нортон [2; 5; 6; 8–13] может привести к ошибкам в процессе их применения в случаях повышающего или понижающего идеального трансформатора, то есть когда его коэффициенты трансформации больше или меньше единицы. В частности, коэффициенты пересчета элементов, стоящих за идеальным трансформатором, могут не соответствовать выбранной форме записи преобразований Нортон, как в публикации [9]. Цель данной статьи – при

выполнении на основе теории фильтров широкополосного и узкополосного согласования импедансов в случаях с различными коэффициентами трансформации изучить особенности и следствия применения преобразований Нортон.

По аналогии с работой [8] рассмотрим на рис. 1 и 2 соответственно дуальные П- и Т-образные фильтровые структуры, в которых трансформация импедансов достигается путем включения идеальных трансформаторов в любую точку схем в соответствии с правилами 1 и 2.

**Правило 1.** Если используется повышающий трансформатор с соотношением напряжений в обмотках  $1:m$ , то все расположенные после него последовательные импедансы умножаются на величину  $m^2$ , а параллельные проводимости делятся на  $m^2$ . На рис. 1 и 2 предполагается, что  $m > 1$ .

**Правило 2.** Если используется понижающий трансформатор с соотношением  $1:(1/m)$ , то все расположенные после него параллельные проводимости умножаются на  $m^2$ , а последовательные импедансы делятся на  $m^2$ . Схемы, содержащие проводимость, параллельную  $Y$ , и последовательное сопротивление  $Z$  вместе с соответствующими идеальными трансформаторами  $1:m$  и  $1:(1/m)$  заменяются во всей полосе рабочих частот эквивалентными схемами на рис. 3 и 4 соответственно.

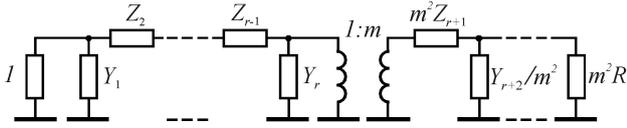


Рис. 1. Трансформация сопротивлений с использованием П-образной фильтровой структуры

Fig. 1. Transformation of resistances using a U-shaped filter structure

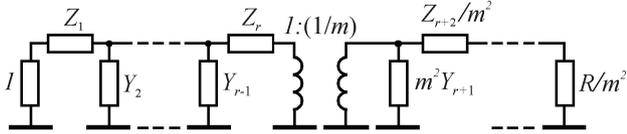


Рис. 2. Трансформация сопротивлений с использованием Т-образной фильтровой структуры

Fig. 2. Transformation of resistances using a T-shaped filter structure

По сравнению с исходными моделями [5; 6] приведенные схемы имеют более обобщенный, дуальный вид [8]. Все элементы схем и формулы их расчета являются взаимно дуальными. Так, величины элементов на рис. 3 находятся из выражений:

$$Z_A = \frac{1-m}{Y}; \quad Z_C = \frac{m(m-1)}{Y}; \quad Y_B = \frac{Y}{m}, \quad (1)$$

а величины элементов на рис. 4 рассчитываются следующим образом:

$$Y_A = \frac{1-m}{Z}; \quad Y_C = \frac{m(m-1)}{Z}; \quad Z_B = \frac{Z}{m}. \quad (2)$$

Формулы (1) и (2) представляют собой обобщенную форму записи исходных формул, которые получены впервые Нортон [5] и чуть позже – Шеа [6] для преобразования схем полосовых фильтров. Сущность данных преобразований заключается в том, что каждый идеальный трансформатор вместе с частью схемы фильтра заменяется эквивалентной схемой без такого трансформатора. Полученные эквивалентные схемы всегда содержат элементы, которые имеют отрицательные величины сопротивления или проводимости. Поэтому преобразование осуществляют так, чтобы указанные сопротивления или проводимости в новой схеме оказались бы соединенными последовательно или параллельно с реактивными элементами такой положительной величины, при которой суммарные элементы становятся уже физически реализуемыми.

Обобщенные системы уравнений (1) и (2) справедливы как в случае  $m > 1$ , так и тогда, когда  $0 < m < 1$ . В зависимости от первоначального выбора  $m$  уравнения (1) и (2) могут быть представлены в разной форме записи. Так, в книге [13] соотношения Нортон для схемы на рис. 3, а также в публи-

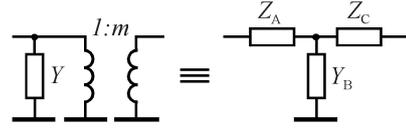


Рис. 3. Эквивалентные преобразования Нортон идеального повышающего трансформатора с проводимостью  $Y$  в Т-образную цепь

Fig. 3. Norton equivalent transformations of an ideal step-up transformer with conductance  $Y$  into a T-shaped circuit

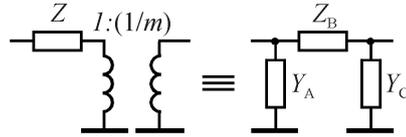


Рис. 4. Эквивалентные преобразования Нортон идеального понижающего трансформатора с импедансом  $Z$  в П-образную цепь

Fig. 4. Norton equivalent transformations of an ideal step-down transformer with impedance  $Z$  into a U-shaped circuit

кации [9] эти преобразования для схемы на рис. 4 полностью совпадают с обобщенными формулами (1) и (2). Вместе с тем существуют и другие формы записи преобразований Нортон. Например, если в выражениях (2) сделать замены  $m = 1/n_T$  и  $Z = 1/Y$ , то получим представленные в работах [2; 5; 6; 10; 13] формулы для импедансов схемы на рис. 4 в зависимости от нового коэффициента трансформации  $n_T$ :

$$Z_A = \frac{n_T}{n_T - 1} Z; \quad Z_C = \frac{n_T^2}{1 - n_T} Z; \quad Z_B = n_T Z. \quad (3)$$

Если же в уравнениях (1) сделать те же замены, то для сопротивлений элементов схемы на рис. 3 справедливы соотношения, как в работах [2; 9; 10]:

$$Z_A = \frac{n_T - 1}{n_T} Z; \quad Z_C = \frac{1 - n_T}{n_T^2} Z; \quad Z_B = \frac{Z}{n_T}. \quad (4)$$

С учетом произведенных замен  $m$  на  $n_T$  трансформация импедансов достигается здесь путем включения идеальных трансформаторов в любую точку схем в соответствии с новым правилом 3.

**Правило 3.** Если  $n_T = 1/m$  при  $0 < n_T < 1$ , то для повышающего и понижающего трансформаторов правила 1 и 2 меняются местами. То есть при использовании понижающего трансформатора с соотношением напряжений в обмотках  $1:n_T$ , ( $0 < n_T < 1$ ) все расположенные после него последовательные импедансы умножаются на  $(n_T)^2$ , а параллельные проводимости делятся на  $(n_T)^2$ . Если применяется повышающий трансформатор типа  $1:(1/n_T)$  ( $0 < n_T < 1$ ), то расположенные после него последовательные импедансы делятся на величину  $(n_T)^2$ , а параллельные проводимости умножаются

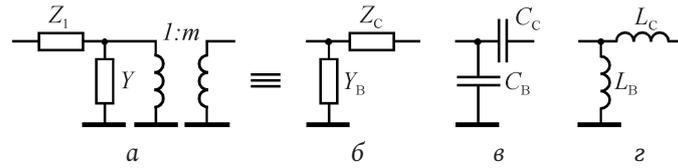


Рис. 5. Эквивалентная замена идеального понижающего трансформатора с импедансом  $Z$  и проводимостью  $Y_1$  (а) на зеркальную Г-образную цепь (б) и ее разновидности (в, г)  
 Fig. 5. Equivalent replacement of an ideal step-down transformer with impedance  $Z$  and conductivity  $Y_1$  (a) for a mirror L-shaped circuit (b) and its varieties (c, d)

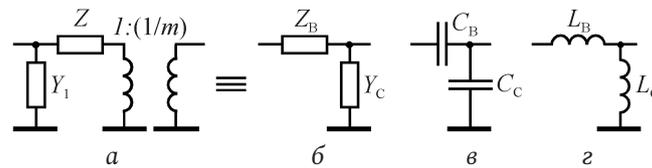


Рис. 6. Эквивалентная замена идеального повышающего трансформатора с проводимостью  $Y$  и импедансом  $Z_1$  (а) на Г-образную цепь (б) и ее разновидности (в, г)  
 Fig. 6. Equivalent replacement of an ideal step-up transformer with conductivity  $Y$  and impedance  $Z_1$  (a) with an L-shaped circuit (b) and its varieties (c, d)

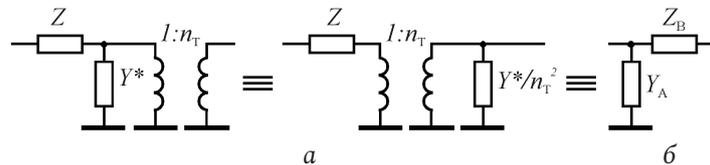


Рис. 7. Эквивалентные замены идеального повышающего трансформатора с импедансом  $Z$  и с проводимостью  $Y^*$  на аналогичную схему с проводимостью  $Y^*/(n_T)^2$  (а) и на обобщенную Г-образную цепь (б)  
 Fig. 7. Equivalent replacements of an ideal step-up transformer with impedance  $Z$  and conductivity  $Y^*$  for a similar circuit with conductivity  $Y^*/(n_T)^2$  (a) and for a generalized L-shaped circuit (b)

на  $(n_T)^2$ . Таким образом, в зависимости от выбора  $m$  и ему соответствующих форм записи равнозначных по сути формул (1), (2) или (3), (4) преобразования Нортона предполагают применение разных правил 1, 2 и 3.

Преобразования Нортона могут быть также использованы для уменьшения числа элементов в полосовых фильтрах. Рассмотрим примеры уменьшения элементов, которые являются следствиями преобразований Нортона.

Для начала перед сопротивлением  $Z$  в схеме понижающего трансформатора на рис. 4 введем параллельно входу проводимость  $Y_1$ . Выберем ее величину равной значению  $Y_A$  в выражении (2) из условия  $Y_1 + Y_A = 0$ . В этом случае полученная схема будет эквивалентна зеркальной Г-образной цепи на рис. 5, а, два элемента которой находятся по формулам:

$$Z_B = \frac{Z}{m}, \quad Y_C = \frac{m(m-1)}{Z}, \quad m = 1 + ZY_1. \quad (5)$$

Вместе с тем, если на вход повышающего трансформатора с проводимостью  $Y$  (см. рис. 3) подключим последовательный импеданс  $Z_1$ , величину которого выберем так, чтобы скомпенсировать сопротивление  $Z_A$  в выражении (1), тогда новая

схема становится эквивалентной Г-образной цепи на рис. 6, а, два элемента которой рассчитываются по формулам:

$$Y_B = \frac{Y}{m}, \quad Z_C = \frac{m(m-1)}{Y}, \quad m = 1 + YZ_1. \quad (6)$$

Полученные из уравнений (1) и (2) выражения (5) и (6) не теряют свои обобщенные и дуальные свойства. Они справедливы как в случае  $m > 1$ , так и при условии  $0 < m < 1$ . В зависимости от первоначального выбора  $m$  запись уравнений (5) и (6) может быть также различной. Так, при  $m = 1/n_T$  и  $n_T > 1$  элементы эквивалентных схем на рис. 7 и 8 с использованием понижающего  $1:(1/n_T)$  и повышающего  $1:n_T$  трансформаторов связаны следующими соответствующими им соотношениями, как в литературе [2; 10]:

$$Z_A = \frac{n_T - 1}{n_T Y}; \quad Y_B = n_T Y; \quad n_T = 1 + Z^* Y, \quad (7)$$

$$Y_A = \frac{n_T - 1}{n_T Z}; \quad Z_B = n_T Z; \quad n_T = 1 + ZY^*, \quad (8)$$

где  $Z^*$  – последовательное по отношению к понижающему трансформатору  $1:(1/n_T)$  сопротивление;  $Y^*$  – параллельная повышающему трансформатору  $1:n_T$  проводимость. При получении формул (7) и (8) использовано правило 4.

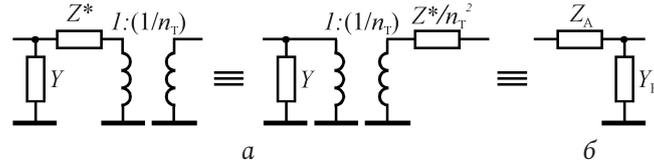


Рис. 8. Эквивалентные замены идеального понижающего трансформатора с проводимостью  $Y$  и с импедансом  $Z^*$  на аналогичную схему с импедансом  $Z^*/(n_T)^2$  (а) и на обобщенную зеркальную Г-образную цепь (б)  
Fig. 8. Equivalent replacements of an ideal step-down transformer with conductivity  $Y$  and impedance  $Z^*$  for a similar circuit with impedance  $Z^*/(n_T)^2$  (a) and for a generalized mirror L-shaped circuit (b)

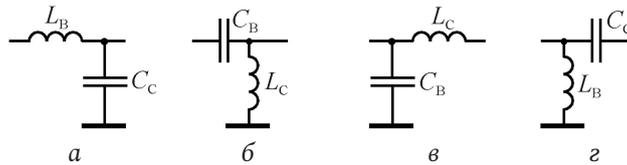


Рис. 9. Варианты реализаций обобщенных прямых и зеркальных Г-образных цепей на рис. 7 и 8 с частотно зависимыми коэффициентами трансформации  
Fig. 9. Implementation options for generalized direct and mirror L-shaped circuits in Fig. 7 and 8 with frequency dependent transformation ratios

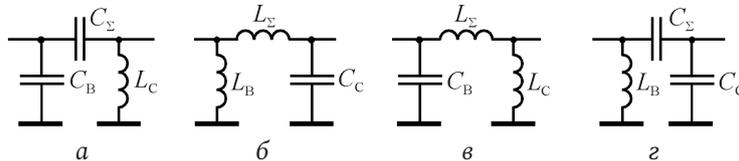


Рис. 10. Комбинированные цепи, использующие рассмотренные на рис. 9 варианты, а также схемы (в, г) на рис. 5 и 6 для устройств с коэффициентами трансформации, которые не зависят от частоты  
Fig. 10. Combined circuits using those discussed in Fig. 9 options, as well as schemes (c, d) in Fig. 5 and 6 for devices with transformation ratios that are independent of frequency

**Правило 4.** Два последовательных или параллельных элемента могут меняться местами. Величины установленных за идеальным трансформатором элементов с учетом коэффициентов трансформации согласно правилу 3 –  $Z^*/(n_T)^2$  и  $Y^*/(n_T)^2$  (см. рис. 8 и 7) – полностью компенсируют значения физически не реализуемых элементов  $Z_C$  и  $Y_C$  в формулах (1) и (2) соответственно или обнуляют в формулах (3) и (4) отрицательные сопротивления  $Z_C$ .

Таким образом, для уменьшения числа элементов в полосовых фильтрах могут быть использованы рассмотренные выше примеры эквивалентных преобразований Нортон. Одни преобразования предполагают использование параллельной проводимости  $Y_1$  в схеме на рис. 5, а и последовательного сопротивления  $Z^*$  в схеме на рис. 7, а, другие применяют последовательное сопротивление  $Z_1$  в схеме на рис. 6, а и параллельную проводимость  $Y^*$  в схеме на рис. 8, а. Ниже отметим следствия данных преобразований.

**Следствие 1.** Параллельная проводимость  $Y_1$  в схеме на рис. 5, а и последовательное сопротивление  $Z^*$  в схеме на рис. 7, а позволяют реализовать понижающие трансформаторы с помощью экви-

валентных схем на рис. 5, б и 7, б, где величины элементов находятся по формулам (5) и (7). Вместе с тем последовательное сопротивление  $Z_1$  в схеме на рис. 6, а и параллельная проводимость  $Y^*$  в схеме на рис. 8, а обеспечивают работу повышающих трансформаторов с использованием эквивалентных схем на рис. 6, б и 8, б, в которых величины элементов рассчитываются по формулам (6) и (8). Если предположить, что коэффициенты трансформации  $m$  и  $n_T$  в выражениях (5)–(8) не зависят от частоты  $\omega$ , то в ветвях, где располагаются  $Y_1$  и  $Z^*$  (или  $Z_1$  и  $Y^*$ ), должны находиться одинаковые реактивные элементы (или только емкости, или только индуктивности, как на рис. 5 и 6 под буквами в и г).

**Следствие 2.** В свою очередь, если предположить, что коэффициенты трансформации  $m$  и  $n_T$  в выражениях (5)–(8) могут зависеть от частоты  $\omega$ , то расположенные в ветвях схем элементы  $Y_1$  и  $Z^*$  (или  $Z_1$  и  $Y^*$ ) должны иметь принципиально разные знаки реактивностей. Каждому индуктивному элементу должен соответствовать емкостной элемент и наоборот. Данное условие необходимо, чтобы коэффициенты трансформации  $m$ ,  $n_T$  были вещественными, в том числе и для произведений

комплексных величин в формулах (5)–(8). В этом случае схемы на рис. 5, б и 6, б представляются в новом виде (см. рис. 9). Для первой дуальной пары схем на рис. 9, а, в коэффициенты трансформации  $m_1$  и  $m_2$ , а также для второй дуальной пары схем на рис. 9, г, б коэффициенты трансформации  $m_3$  и  $m_4$  вычисляются следующим образом:

$$m_{1(2)} = 1 - \left( \frac{\omega}{\omega_{x1(2)}} \right)^2, \quad (9)$$

$$m_{3(4)} = 1 - \left( \frac{\omega_{x1(2)}}{\omega} \right)^2, \quad (10)$$

где  $\omega_{x1(2)}$  – характеристические частоты рассматриваемых на рис. 5, а и 6, а LC-цепей, которые определяются выражениями:

$$\omega_{x1}^2 = \frac{1}{LC_1}, \quad (11)$$

$$\omega_{x2}^2 = \frac{1}{L_1C}. \quad (12)$$

В выражениях (11) и (12) буквами  $C$ ,  $C_1$  и  $L$ ,  $L_1$  обозначены емкости и индуктивности, которые соответствуют сопротивлениям  $Z$ ,  $Z_1$  и проводимостям  $Y$ ,  $Y_1$  на рис. 5, а и 6, а. Из анализа полученных выражений (9)–(12) следует, что при использовании элементов цепей с реактивностями разного знака можно на основе понижающего 1:(1/ $m$ )-трансформатора реализовать устройство с функцией идеального повышающего трансформатора и, наоборот, применяя повышающий трансформатор 1: $m$ , можно получить понижающее сопротивление устройство. Причем в том и другом случаях максимальная трансформация сопротивлений происходит на частотах  $\omega$ , близких к характеристическим частотам  $\omega_{x1}$  и  $\omega_{x2}$  либо чуть меньшей для LC-цепей на рис. 9, а и в, либо чуть большей для LC-цепей на рис. 9, б и г. В отличие от следствия 1, второе следствие из-за отмеченной частотной зависимости коэффициентов трансформации в большей степени имеет отношение к процедуре относительно узкополосного согласования сопротивлений цепей. Рассмотренные на рис. 5, б и 9 повышающие и понижающие трансформаторы сопротивлений могут быть реализова-

ны в виде согласующих цепей с распределенными параметрами, если при этом применяются короткие по отношению к длине волны отрезки линий передачи [4]. Согласующие цепи на рис. 9, а также их распределенные аналоги широко используются, например, в литературе [14; 15].

**Следствие 3.** Понижающие сопротивления цепи с зависимыми от частоты коэффициентами трансформации можно комбинировать с понижающими сопротивлениями устройствами, в которых коэффициенты трансформации не зависят от частоты. Данное утверждение справедливо и по отношению к повышающим трансформаторам обоих типов. Например, если соединить друг с другом повышающие трансформаторы на рис. 6, в и 9, б, а также на рис. 6, г и 9, а, то получим повышающие согласующие цепи на рис. 10, а и б. Кроме того, если объединить вместе понижающие трансформаторы на рис. 9, в и 5, г и аналогичные устройства на рис. 9, г и 5, в, то реализуем комбинированные трансформирующие цепи, представленные на рис. 10, в и г соответственно. На рис. 10, а–г суммарные индуктивности  $L_\Sigma$  и емкости  $C_\Sigma$  находятся из выражений:  $L_\Sigma = L_C + L_B$  и  $C_\Sigma = C_C C_B / (C_C + C_B)$ . Повышающие и понижающие сопротивления свойства таких комбинированных трансформаторов подтверждены в монографии [7] другим способом – с помощью использования метода крайних импедансов при анализе аналогичных относительно узкополосных согласующих цепей.

Таким образом, в данной работе при выполнении на основе теории фильтров широкополосного и узкополосного согласований импедансов в случаях с различными коэффициентами трансформации изучены особенности и следствия применения преобразований Нортон. Используя обобщенную форму записи преобразований Нортон при согласовании цепей с различными коэффициентами трансформации (больше и меньше единицы), отметили новую особенность 3 преобразований, обобщили следствие 1, а также установили характерные для узкополосных применений преобразований следствия 2 и 3. На основе следствий 2 и 3 синтезированы комбинированные повышающие и понижающие согласующие цепи.

## Список литературы

1. Фано Р.М. Теоретические ограничения полосы согласования произвольных импедансов / пер. с англ. М.: Советское радио, 1965. 70 с.
2. Хотунцев Ю.Л. Полупроводниковые СВЧ-устройства. М.: Связь, 1978. 256 с.
3. Маттей Д.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Т. 1 / под ред. Л.В. Алексеева, Ф.В. Кушнира. М.: Связь, 1971. 440 с.

4. Фуско В. СВЧ-цепи. Анализ и автоматизированное проектирование / пер. с англ. М.: Радио и связь, 1990. 288 с.
5. Norton E.L. Electric wave filter. Patent no. US1708950 16.04.1929. Application filed 12.05.1925, Serial no. 29,690. Renewed 16.03.1928.
6. Shea T.E. *Transmission Networks and Wave Filters*. New York: D. Van Nostrand Company, Inc., 1929. 470 p.
7. Чижов А.И. Метод крайних импедансов в исследовании СВЧ-цепей. М.: Радиотехника, 2014. 200 с.
8. Levy R. Explicit formulas for Chebyshev impedance-matching networks, filters and interstages // *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*. 1964. Vol. 111, no. 6. P. 1099–1106. DOI: <https://doi.org/10.1049/piee.1964.0170>
9. Кукушкин А.В., Никулин С.М., Петров В.В. Широкополосные согласующие цепи на элементах с сосредоточенными и распределенными параметрами. Нижний Новгород: Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева, 2001. 15 с.
10. Неганов В.А., Яровой Г.П. Теория и применение устройств СВЧ / под ред. В.А. Неганова. М.: Радио и связь, 2006. 720 с.
11. Dawson D.E. Closed-form solutions for the design of optimum matching networks // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2009. Vol. 57, no. 1. P. 121–129. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMTT.2008.2009041>
12. Grujić D.N., Saranovac L. Broadband power amplifier limitations due to package parasitic // *Serbian Journal of Electrical Engineering*. 2015. Vol. 12, no. 3. P. 275–291. DOI: <https://doi.org/10.2298/SJEE1503275G>
13. Черне Х.И. Индуктивные связи и трансформации в электрических фильтрах (Основные вопросы теории). М.: Государственное издательство литературы по вопросам связи и радио, 1962. 316 с.
14. Титов А.А. Транзисторные усилители мощности МВ и ДМВ. М.: Солон, 2006. 325 с.
15. Баранов А.В., Моругин С.Л. Транзисторные усилители-ограничители мощности гармонических СВЧ-колебаний. М.: Горячая линия – Телеком, 2019. 332 с.

## References

1. Fano R.M. *Theoretical Restrictions on the Matching Band of Arbitrary Impedances* / English trans. Moscow: Sovetskoe radio, 1965, 70 p. (In Russ.)
2. Hotuntsev Yu.L. *Semiconductor Microwave Devices*. Moscow: Svjaz', 1978, 256 p. (In Russ.)
3. Matzej D.L., Jang L., Jhons E.M.T. *Microwave Filters, Matching Circuits and Communication Circuits*. Vol. 1. Ed. by L.V. Alekseev, F.V. Kushnir. Moscow: Svjaz', 1971, 440 p. (In Russ.)
4. Fusko V. *Microwave Circuits. Analysis and Automated Design* / English trans. Moscow: Radio i svjaz', 1990, 288 p. (In Russ.)
5. Norton E.L. Electric wave filter. Patent no. US1708950 16.04.1929. Application filed 12.05.1925, Serial no. 29,690. Renewed 16.03.1928.
6. Shea T.E. *Transmission Networks and Wave Filters*. New York: D. Van Nostrand Company, Inc., 1929, 470 p.
7. Chizhov A.I. *The Method of Extreme Impedances in the Study of Microwave Circuits*. Moscow: Radiotekhnika, 2014, 200 p. (In Russ.)
8. Levy R. Explicit formulas for Chebyshev impedance-matching networks, filters and interstages. *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, 1964, vol. 111, no. 6, pp. 1099–1106. DOI: <https://doi.org/10.1049/piee.1964.0170>
9. Kukushkin A.V., Nikulin S.M., Petrov V.V. *Broadband Matching Circuits on Elements with Lumped and Distributed Parameters*. Nizhnij Novgorod: Nizhegorodskij gosudarstvennyj tehnikeskij universitet im. R.E. Alekseeva, 2001, 15 p. (In Russ.)
10. Neganov V.A., Yarovoj G.P. *Theory and Application of Microwave Devices*. Ed. by V.A. Neganov. Moscow: Radio i svjaz', 2006, 720 p. (In Russ.)
11. Dawson D.E. Closed-form solutions for the design of optimum matching networks. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2009, vol. 57, no. 1, pp. 121–129. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMTT.2008.2009041>
12. Grujić D.N., Saranovac L. Broadband power amplifier limitations due to package parasitic. *Serbian Journal of Electrical Engineering*, 2015, vol. 12, no. 3, pp. 275–291. DOI: <https://doi.org/10.2298/SJEE1503275G>
13. Cherne H.I. *Inductive Couplings and Transformations in Electric Filters (Basic Questions of Theory)*. Moscow: Gosudarstvennoe izdatel'stvo literatury po voprosam svjazi i radio, 1962, 316 p. (In Russ.)
14. Titov A.A. *Transistor Power Amplifiers MV and UHF*. Moscow: Solon, 2006, 325 p. (In Russ.)
15. Baranov A.V., Morugin S.L. *Transistor Amplifiers-Power Limiters of Harmonic Microwave Oscillations*. Moscow: Gorjachaja linija – Telekom, 2019, 332 p. (In Russ.)

---

## Physics of Wave Processes and Radio Systems

2022, vol. 25, no. 2, pp. 15–21

DOI 10.18469/1810-3189.2022.25.2.15-21

Received 20 September 2021

Accepted 22 October 2021

## Peculiarities of the Norton conversions application when matching impedances with different transformation coefficients

Aleksander V. Baranov 

JSC «RPE “Salute”»  
7, Larin Street,  
Nizhny Novgorod, 603950, Russia

*Abstract* – The paper studies the features and consequences of the use of Norton conversions in the process of broadband and narrowband matching of circuit impedances based on filter theory in cases with different transformation ratios. For Norton circuits conversions with different transformation ratios (greater than and less than one), an additional rule is formulated. Using the generalized form of recording the Norton consequence conversions, two examples of reducing the number of elements in bandpass filters are demonstrated. In addition, the consequences that are characteristic of narrow-band applications of transformations are established. Formulas for calculating transformation ratios that depend on frequency are obtained for direct and mirror  $\Gamma$ -shaped circuits with different reactivities. It is shown that these circuits can be combined with similar reactivities of  $\Gamma$ -shaped circuits with frequency independent transformation ratios. On the basis of the established for the Norton conversions consequences, the step-up and step-down matching circuits of the combined type are synthesized.

*Keywords* – Norton impedances conversion; matching circuits; transformation coefficient.

## Информация об авторе

**Баранов Александр Владимирович**, 1961 г. р., радиофизик, доктор технических наук, ведущий научный сотрудник АО «НПП “Салют”», г. Нижний Новгород, Россия. Автор и соавтор 83 научных работ, в том числе трех книг и 13 патентов РФ на изобретения.

*Область научных интересов:* разработка в СВЧ-диапазоне усилителей мощности, усилителей-ограничителей, автогенераторов и генераторов, управляемых напряжением.

*E-mail:* baranov.micros@yandex.ru

*ORCID:* <https://orcid.org/0000-0002-0512-7532>

## Information about the Author

**Aleksander V. Baranov** was born in 1961, radiophysicist, Doctor of Technical Sciences, leading researcher at JSC «RPE “Salute”», Nizhny Novgorod, Russia. He is an author and co-author of 83 scientific publications, including 3 books and 13 inventions patents RF.

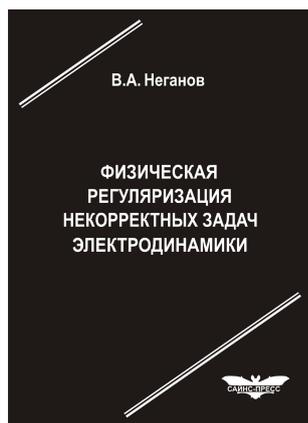
*Research interests:* design of microwave power amplifiers, limiting amplifiers, oscillators and voltage-controlled oscillators.

*E-mail:* baranov.micros@yandex.ru

*ORCID:* <https://orcid.org/0000-0002-0512-7532>

**Неганов, В.А.**

**Физическая регуляризация некорректных задач электродинамики: линии передачи, антенны, дифракция электромагнитных волн / В.А. Неганов. – М.: САЙНС-ПРЕСС, 2008. – 432 с., 122 ил.**



ISBN 978-5-88070-161-2

УДК 537.87

ББК 32.84

Н 41

Изложены основы физической регуляризации некорректных задач электродинамики, связанной с особенностями физических и математических моделей задач (физические допущения, некорректные математические выкладки, отсутствие предельного перехода). Подход, по мнению автора, обладает большими возможностями, чем метод регуляризации Тихонова А.Н. интегральных уравнений Фредгольма первого рода, названный в книге методом математической регуляризации. Метод физической регуляризации (МФР) применен к анализу волноведущих и излучающих структур, а также задачам дифракции электромагнитных волн на некоторых телах. МФР позволил впервые корректно осуществить анализ полей в ближних зонах некоторых антенн, устранить несамосогласованное приближение Кирхгофа в задачах дифракции, установить связь поверхностной плотности тока проводимости с напряженностями электрического и магнитного полей для диполя Герца и т. п.

Для специалистов в области радиотехники и радиофизики СВЧ, электромагнитной совместимости РТС, математической теории дифракции и математического моделирования электродинамических структур самого широкого назначения. Может быть полезна преподавателям вузов, докторантам, аспирантам и студентам старших курсов соответствующих специальностей.