Референсы:

* Трёзвенный сумматор: <https://www.mdpi.com/2079-9292/10/19/2332>
* Мультисекционная линия: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/7556295>

Существует итерационный подход к получению параметров трёхсекционного сумматора, опирающийся на аналитические выражения [1]. Также описанный подход опирается на двухдиапазонную концепцию, которая заключается в следующем: на рисунке 1,

Изображение выглядит как линия, диаграмма, текст, Шрифт

Автоматически созданное описание

Рисунок 1

использования этой концепции гарантирует, что полоса пропускания представляется через формулу

|  |  |
| --- | --- |
|  | (1) |

где *2fex* представляется как дополнительная полоса для учитывания погрешностей элементов и вычислений. Такой подход часто используют в разработке, где минимальным требованием к полосе является (f2-f1), но также остается запас *2fex* для обеспечения запаса и нивелирования различных ошибок и погрешностей проектирования.

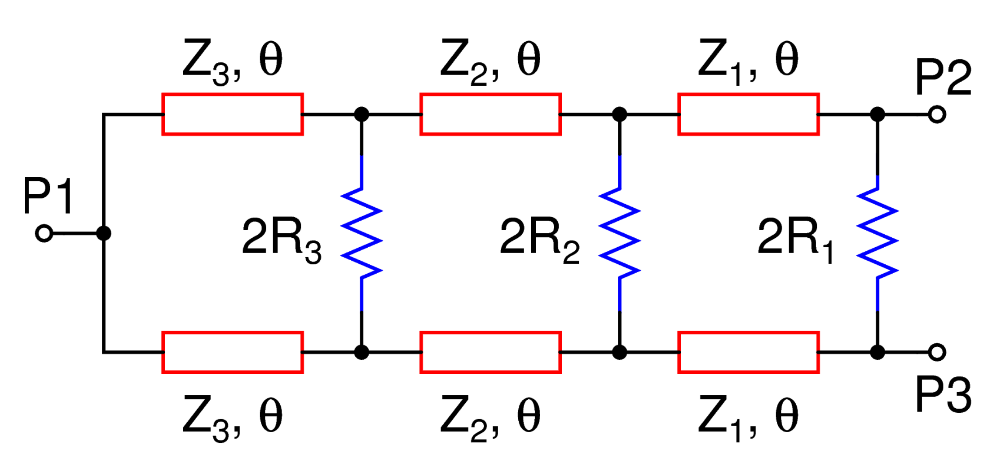


Рисунок 2

Здесь и далее будут использовать следующие термины и обозначения для описания сумматора и аналитических выражений для его описания.

* Zn – волновое сопротивление линии;
* 𝜃 – электрическая длина линии;
* Rn – изолирующие или баластные сопротивления;
* Yn – проводимость линии.

Так как сумматор является симметричным относительно горизонтальной оси устройством, для его анализа можно использовать метод четных и нечетных мод. Эквивалентные схемы для анализа при помощи этих методов представлены на рисунке

Изображение выглядит как диаграмма, линия, Шрифт, График

Автоматически созданное описание

Рисунок 3

**Анализ четных мод**

Видно, что эквивалентная схема для метода четных мод представляет из себя несекционную линию с элементами разной электрической длинны и волнового сопротивления. Аналитические выражения для такого случая известны [2] и представляют из себя следующее выражение:

|  |  |
| --- | --- |
|  | (2) |

где p1 выражается как:

|  |  |
| --- | --- |
|  | (3) |

Выражения для Z3 моет быть получено из уравнения четвертого порядка, имеющего следующий вид:

|  |  |
| --- | --- |
|  | (4) |

где коэффициенты входящие в уравнения:

|  |  |
| --- | --- |
|  | (5) |

Найти корни представленного уравнения рациональнее всего, используя пакеты математического моделирования. Далее будут рассматривать только положительные и действительные корни, полученные в ходе решения уравнения. Корни будут использованы для нахождения Z2 из выражения выше.

Для итерационного поиска Z2 волновое сопротивление Z1 предлагается выбрать произвольно в диапазоне от 20 до 120 Ом. Такой диапазон предложен из конструктивных соображений, так как сопротивление напрямую связано с шириной дорожки диэлектрика. Исходя из используемого в работе диэлектрика рационально использовать этот диапазон, если брать сопротивление выше 120, то дорожка получится слишком узкая, что вызовет сложности при изготовлении печатной платы, если выбрать сопротивление ниже 20 Ом, то дорожка, наоборот, окажется достаточно широкой, из-за чего будет сложнее выполнить кольцевую структуру сумматора. Предложенный диапазон может корректироваться исходя из параметров диэлектриков и технологических возможностей производства печатных плат.

Для расчета электрической длинны 𝜃 можно использовать формулу:

|  |  |
| --- | --- |
|  | (6) |

Таким образом предложенных данных достаточно для поиска волновых сопротивлений, исходя из заданной полосы пропускания сумматора.

**Анализ нечетных мод**

Схема для анализа при помощи метода нечетных мод представлена на рисунке 4.

In the odd-mode excitation, two equal voltage generators with opposite polarity are connected to P2 and P3; hence, the resistors’ mid-points are at zero potential, and the plane of symmetry becomes a virtual short.

Изображение выглядит как диаграмма, линия, Шрифт, График

Автоматически созданное описание

Рисунок 4

Для упрощения дальнейших расчетов будет использованы проводимости вместо сопротивлений, то есть будут произведены замены: Y = 1/Z, G=1/R.

Входные проводимости в таком случае будут равны []:

|  |  |
| --- | --- |
|  | (7) |

для второго плеча

|  |  |
| --- | --- |
|  | (8) |

И для первого

|  |  |
| --- | --- |
|  | (9) |

Решив правые части уравнений (8) и (9), мы получим:

|  |  |
| --- | --- |
|  | (10) |

|  |  |
| --- | --- |
|  | (11) |

Напомним, что *a=tan(𝜃)*

Решим уравнения (10), (11) получем выражения для G1 и G2.

|  |  |
| --- | --- |
|  | (12) |

|  |  |
| --- | --- |
|  | (13) |

Где представленные коэффициенты равняются

|  |  |
| --- | --- |
|  | (13) |

Вычислив решений описанных уравнений для G2 и G3 выбирая G1 из диапазона и затем итерационно подбирая…

G2 and G3 are calculated using (16)–(28). While evaluating these expressions, G1 is chosen as a free variable so as to satisfy jS22j < jS22mj at f0. It may be noted that S22 = S33 = (S22e + S22o)/2, where S22e is the even-mode S22, S22o is the odd-mode S22, and S22m is the desired S22 value between the resonance frequencies f1 and f2 to ensure the bandwidth requirement. S22e can be easily calculated using the parameters found in the previous step. The port isolation need not be separately analyzed as S23 = (S22e 􀀀 S22o)/2. It is apparent that while the expressions of Z2, Z3, G2, and G3 guarantees a dual-band profile, Z1 and G1 are chosen to define the midband behavior resulting in a wideband design. This completes the design process.