

Исследование частотных характеристик ослабления электромагнитных помех высокочастотным фильтром в диапазоне частот 9 кГц...100 МГц в авиационно-космических системах при работе на переменную нагрузку

В.Ф. ДМИТРИКОВ,

д-р техн. наук,

А.К. НЕВОЛИН,

Д.В. ШУШПАНОВ,

канд. техн. наук

(Санкт-Петербургский

государственный университет

телекоммуникаций

им. проф. М.А. Бонч-Бруевича,

Санкт-Петербург),

А.А. ВЯЛОВ

(АО «НПП "Исток"

им. А.И. Шокина»,

Фрязино),

А.Ю. ПЕТРОЧЕНКО,

канд. техн. наук,

(АО «Концерн

НПО "Аврора"»,

Санкт-Петербург)

dimasf@inbox.ru

Рассматривается зависимость величины ослабления электромагнитных помех фильтра радиопомех в диапазоне частот 9 кГц...100 МГц, когда минимальное и максимальное значения сопротивления эквивалента сети, а также внутреннего сопротивления генератора помех могут отличаться в десятки раз для симметричных и несимметричных помех. Определены необходимые запасы по ослаблению электромагнитных помех по сравнению с величиной ослабления при номинальных параметрах эквивалента сети и генератора помех. Доказано, что наилучшие массогабаритные характеристики и величину ослабления электромагнитных помех имеют фильтры радиопомех, реализованные по схеме двухзвенного Г-образного обращенного типа, и однозвенного Т-образного типа.

Фильтр радиопомех, электромагнитные помехи, электромагнитная совместимость, четырехполюсник, поведенческие модели

Сетевые фильтры радиопомех относятся к классу фильтров нижних частот и используются для подавления высокочастотных кондуктивных электромагнитных помех как со стороны сети, так и со стороны импульсного источника вторичного электропитания [1–14].

На рис. 1 представлена базовая схема фильтра радиопомех, который широко применяется с соответствующей корректировкой для сетей переменного и постоянного токов [1–6]. Данный фильтр радиопомех при оптимальном выборе параметров компонентов и определенной коррекции схемы способен обеспечить высокую степень подавления высокочастотных помех порядка 40–60 дБ в защищаемом частотном диапазоне [1–6].

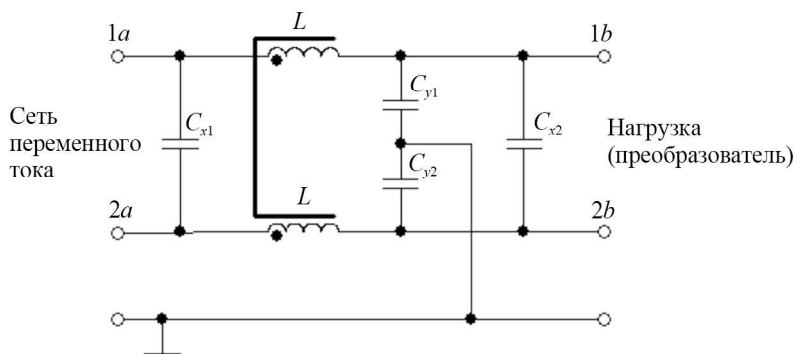


Рис. 1

Конденсаторы C_x , включенные между проводами сети (см. рис. 1), предназначены для фильтрации кондуктивной помехи симметричного (дифференциального) вида. Конденсаторы C_y , включенные между сетевым проводом и «шиной» заземления (см. рис. 1), предназначены для фильтрации кондуктивной электромагнитной помехи несимметричного (общего) вида.

Дроссель L (см. рис. 1) с двумя идентичными обмотками выполнен на сердечнике с достаточно высокой магнитной проницаемостью (ферриты). Каждая обмотка включается последовательно в свой сетевой провод, причем полярность включения индуктивно связанных обмоток такова, что в случае несимметричной помехи они имеют большое индуктивное сопротивление (согласное включение). В случае симметричной помехи включение обмоток является встречным: их магнитные потоки компенсируют

друг друга, при этом индуктивное сопротивление будет определяться индуктивностями рассеивания каждой из обмоток. На практике индуктивность рассеивания – 1–2 % от индуктивности намагничивания дросселя L .

Приведем эквивалентные схемы для помех несимметричного (рис. 2, а) и симметричного (рис. 2, б) вида, которые соответствуют фильтру радиопомех (см. рис. 1). Здесь L_s – индуктивность рассеивания двухобмоточного дросселя.

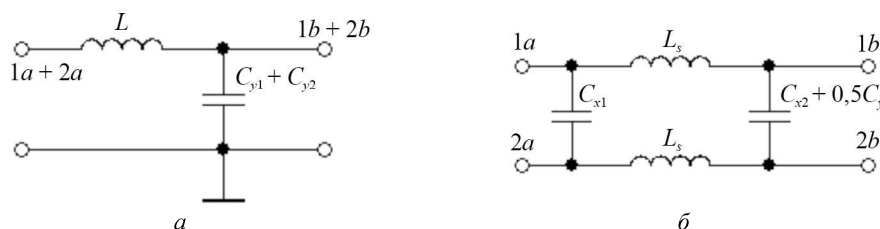


Рис. 2

Эффективность работы фильтра радиопомех в полосе подавления принято характеризовать вносимым затуханием, которое определяется отношением амплитуд напряжений помех, измеренных на нагрузке при отсутствии и наличии фильтра.

Известны два способа измерения вносимого затухания фильтра радиопомех [1–3].

1. В соответствии с работой [1] вносимое затухание фильтра радиопомех измеряется отдельно для симметричных и несимметричных помех с генератором синусоидальных сигналов и с регламентированными сопротивлениями генератора и нагрузки.

2. Вносимое затухание измеряется в цепи электропитания с конкретным источником вторичного электропитания (источник помех) с его внутренним сопротивлением для фильтра симметричных и фильтра несимметричных помех и с эквивалентом сети как разность амплитуд напряжений (в децибелах) помех на эквиваленте сети при отсутствии и установке фильтра радиопомех.

Второй способ и соответствующая модель измерений вносимого затухания позволяет учесть конкретные условия работы фильтра радиопомех:

- параметры первичного источника питания (электрического эквивалента сети), т. е. полное (комплексное) сопротивление сети, которое изменяется в десятки раз и от частоты, и от времени;
- внутреннее сопротивление генератора электромагнитных помех для фильтра симметричных помех – сопротивление накопительного конденсатора с его паразитными параметрами (значение емкости накопительного конденсатора изменяется от единиц микрофард до тысяч микрофард и зависит от мощности источника вторичного электропитания).

В случае фильтра несимметричных помех внутренним сопротивлением генератора является сопротивление паразитного конденсатора между корпусом, радиатором, трансформаторами и другими элементами источника вторичного электропитания и «землей». Емкость паразитного конденсатора источника вторичного электропитания зависит от его габаритов, т. е. мощности источника вторичного электропитания, и изменяется от единиц до сотен нанофард.

Таким образом, рассматривая фильтр радиопомех как четырехполюсник, следует отметить, что его фильтрующие свойства, т. е. вносимое затухание, зависит от внутренних и внешних параметров. Внутренними параметрами являются емкости и индуктивности конденсаторов и дросселей фильтра радиопомех, а внешними – полное (комплексное) сопротивление эквивалента сети и внутреннее сопротивление генератора помех, т. е. входное сопротивление источника вторичного электропитания. Их аналитические выражения будут получены в статье, они изменяются в десятки-сотни раз, и, по-видимому, так же, в больших пределах, будет изменяться вносимое затухание фильтра радиопомех.

Цель настоящей работы – показать, что, зная пределы изменения полного сопротивления нагрузки, можно рекомендовать запасы по ослаблению электромагнитных помех фильтра радиопомех, рассчитанного относительно нормативного значения нагрузки, а также выбрать структуру фильтра радиопомех, при которой ослабление электромагнитных помех будет максимальным.

Для расчета влияния сопротивления эквивалента сети (приемника помех) и внутреннего сопротивления генератора помех Z_r запишем уравнение передачи фильтра радиопомех как четырехполюсника с использованием A -параметров.

В теории электрических цепей A -параметры называются собственными обобщенными параметрами четырехполюсника. Они не зависят от внешних цепей и характеризуют собственно четырехполюсник, поэтому их называют собственными, или внутренними, параметрами четырехполюсника, в отличие от его внешних параметров, в которых учитывается взаимодействие четырехполюсника с внешними цепями.

Уравнение передачи в A -параметрах связывают комплексные амплитуды тока и напряжения $(\dot{I}_1, \dot{U}_1)$ на входных зажимах с комплексными амплитудами тока и напряжения на выходных зажимах $(\dot{I}_2, \dot{U}_2)$:

$$\dot{U}_1 = a_{11}\dot{U}_2 + a_{12}\dot{I}_2; \quad (1)$$

$$\dot{I}_1 = a_{21}\dot{U}_2 + a_{22}\dot{I}_2. \quad (2)$$

Пусть задана система (рис. 3), состоящая из генератора помех, у которого известны амплитуда напряжения E и внутреннее сопротивление Z_r , четырехполюсника фильтра радиопомех с известными обобщенными A -параметрами и нагрузки (эквивалента сети) с известным комплексным сопротивлением Z_n . Необходимо найти передаточную характеристику системы – отношение комплексной амплитуды напряжения на выходе (на эквиваленте сети) к амплитуде напряжения на входе генератора помех E .

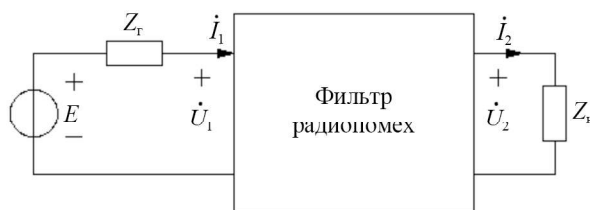


Рис. 3

Из рис. 3 следуют соотношения

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = E - Z_r \dot{I}_1; \\ \dot{U}_2 = Z_n \dot{I}_2. \end{cases} \quad (3)$$

Подставив в уравнения (1), (2) соотношения (3) и произведя преобразования, получим выражение для коэффициента передачи четырехполюсника (фильтра радиопомех) с учетом сопротивления эквивалента сети Z_n , сопротивления генератора помех Z_r и собственных обобщенных A -параметров четырехполюсника:

$$\frac{\dot{U}_2}{E} = \frac{Z_n}{a_{21}Z_rZ_n + a_{22}Z_r + a_{11}Z_n + a_{12}}. \quad (4)$$

При проектировании фильтров радиопомех возможны различные вариации их построения в зависимости от структуры внутренних параметров (типы используемых Г-образных прямых и обращенных, Т-, П-образных однозвенных или многозвенных фильтров) и внешних параметров (приемников помех – эквивалентов сети пяти типов и генераторов помех для фильтров симметричных и несимметричных помех).

При проектировании высокочастотных фильтров радиопомех для авиационно-космических систем с частотным защищаемым от электромагнитных помех диапазоном 9 кГц...100 МГц и подавлением электромагнитных помех 50...60 дБ и более приходится решать вопрос очень жестких и противоречивых требований. Из-за огромного частотного диапазона необходимо использовать конденсаторы и дроссели с большими номиналами емкости и индуктивности, вследствие чего увеличиваются массогабаритные по-

казатели и значения паразитных параметров (у конденсаторов – паразитная индуктивность, у дросселей – паразитная емкость).

Особенно негативно влияют паразитные элементы фильтра радиопомех и на частотные характеристики при ослаблении электромагнитных помех, и на выбор схемы и параметров фильтра радиопомех. Так, амплитудно- и фазочастотные характеристики фильтра радиопомех без паразитных параметров имеют характеристики фильтра радиопомех, а из-за паразитных параметров фазочастотные характеристики становятся характеристиками режекторного фильтра с резким ухудшением функции ослабления электромагнитных помех в области высоких частот защищаемого от электромагнитных помех частотного диапазона.

Проблема проектирования фильтра радиопомех резко усложняется в связи с принятой в России концепцией разработки унифицированных модулей в области систем. Это относится к унификации фильтров радиопомех, не учитывающей огромный разброс внешних параметров. Из-за этого возникают негативные последствия: системы питания, собранные из унифицированных модулей, приобретенных у разных российских или зарубежных производителей, оказывались неработоспособными и выходили из строя.

Для выбора оптимальной структуры фильтра радиопомех возможны различные вариации их построения в зависимости от структуры внутренних параметров и внешних параметров.

В качестве фильтров радиопомех будем рассматривать простейшие однозвенные и двухзвенные прямые и обращенные Г-, Т-, П-образные фильтры.

Уравнение передачи фильтра радиопомех (4) определяет уровень подавления помех. Как следует из уравнения (4), уровень электромагнитных помех зависит от внешних и внутренних параметров четырехполюсника. Представление четырехполюсника через A -параметры удобно тем, что сложный четырехполюсник всегда можно представить в виде каскадного соединения простейших четырехполюсников [15, 16]. В этом случае матрица A -параметров будет произведением матриц A -параметров простейших четырехполюсников.

Наиболее простым является прямое соединение (рис. 4, а), матрица A -параметров которого [15, 16]

$$A = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}. \quad (5)$$

Для одноэлементного четырехполюсника с последовательным сопротивлением (рис. 4, б) матрица A -параметров [15, 16]:

$$A = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & Z \\ 0 & 1 \end{pmatrix}. \quad (6)$$

Для одноэлементного четырехполюсника с параллельно включенным сопротивлением (рис. 4, в) матрица A -параметров [15, 16]:

$$A = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1/Z & 1 \end{pmatrix}. \quad (7)$$

Г-образный четырехполюсник (рис. 5, а) получается каскадным соединением этих двух одноэлементных четырехполюсников. Его обобщенная матрица:

$$A = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1/Z_2 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & Z_1 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & Z_1 \\ 1/Z_2 & 1 + Z_1/Z_2 \end{pmatrix}. \quad (8)$$

В случае обращенного Г-образного четырехполюсника (рис. 5, б) получаем следующую матрицу A -параметров:

$$A = \begin{pmatrix} 1 & Z_1 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1/Z_2 & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 + Z_1/Z_2 & Z_1 \\ 1/Z_2 & 1 \end{pmatrix}. \quad (9)$$

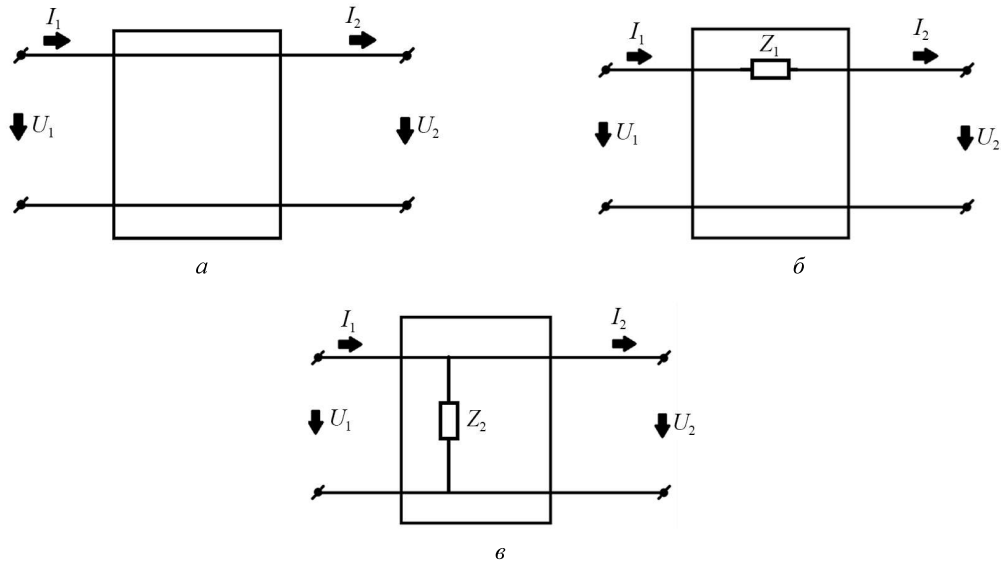


Рис. 4

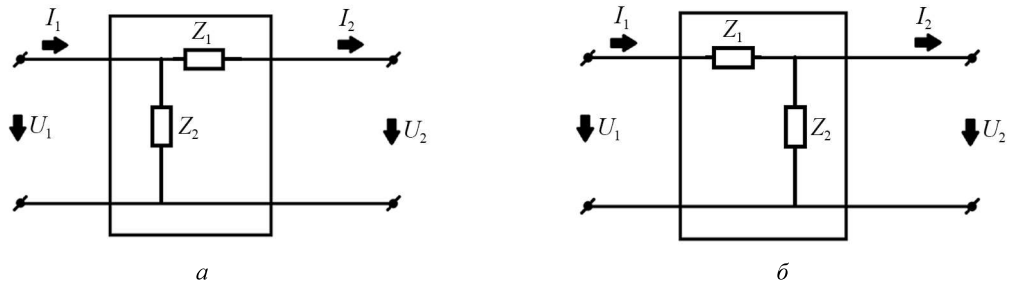


Рис. 5

Симметричный Т-образный четырехполюсник (рис. 6, а) может быть получен с помощью каскадного соединения двух Г-образных четырехполюсников – обращенного (см. рис. 5, б) и прямого (см. рис. 5, а). Матрица A -параметров для цепи (см. рис. 6, а) может быть получена перемножением матриц (9) и (8):

$$A = \begin{pmatrix} 1 + Z_1/Z_2 & Z_1 \\ 1/Z_2 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & Z_1 \\ 1/Z_2 & 1 + Z_1/Z_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 + 2Z_1/Z_2 & 2Z_1(1 + Z_1/Z_2) \\ 2/Z_2 & 1 + 2Z_1/Z_2 \end{pmatrix}. \quad (10)$$

Несимметричный Т-образный четырехполюсник (рис. 6, б) может быть получен с помощью каскадного соединения четырехполюсника с последовательно включенным сопротивлением (см. рис. 4, а) и Г-образного прямого четырехполюсника (см. рис. 5, а).

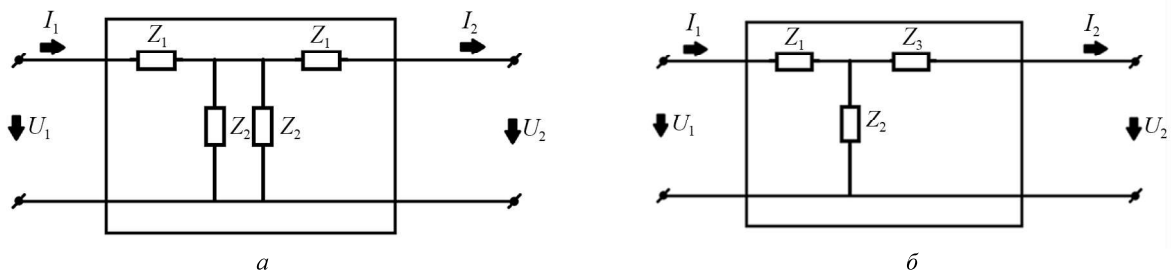


Рис. 6

Матрица A -параметров для цепи (см. рис. 6, б) может быть получена перемножением матриц (6) и (8):

$$A = \begin{pmatrix} 1 & Z_1 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & Z_3 \\ 1/Z_2 & 1 + Z_3/Z_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 + Z_1/Z_2 & Z_1(1 + Z_3/Z_2) + Z_3 \\ 1/Z_2 & 1 + Z_3/Z_2 \end{pmatrix}. \quad (11)$$

Симметричный П-образный четырехполусник (рис. 7, а) может быть получен с помощью каскадного соединения двух Г-образных четырехполусников – прямого (см. рис. 5, а) и обращенного (см. рис. 5, б). Матрица A -параметров для цепи (см. рис. 7, а) может быть получена перемножением матриц (8) и (9):

$$A = \begin{pmatrix} 1 & Z_1 \\ 1/Z_2 & 1 + Z_1/Z_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 + Z_1/Z_2 & Z_1 \\ 1/Z_2 & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 + 2Z_1/Z_2 & 2/Z_2 \\ 2Z_1(1 + Z_1/Z_2) & 1 + 2Z_1/Z_2 \end{pmatrix}. \quad (12)$$

Несимметричный П-образный четырехполусник (рис. 7, б) может быть получен с помощью каскадного соединения четырехполусника с параллельно включенным сопротивлением (см. рис. 4, в) и Г-образного прямого четырехполусника (см. рис. 5, а).

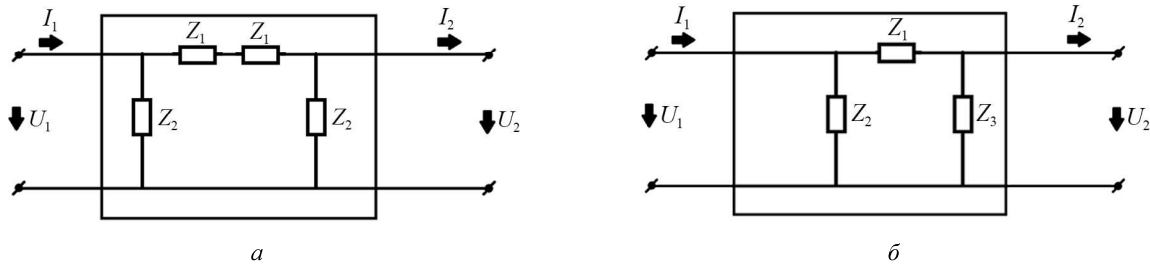


Рис. 7

Матрица A -параметров для рис. 7, б может быть получена перемножением матриц (8) и (7):

$$A = \begin{pmatrix} 1 & Z_1 \\ 1/Z_2 & 1 + Z_1/Z_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1/Z_3 & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 + Z_1/Z_3 & Z_1 \\ (1 + Z_1/Z_3)/Z_2 + 1/Z_3 & 1 + Z_1/Z_2 \end{pmatrix}. \quad (13)$$

Рассмотрим четыре вида двухкаскадных четырехполусников – два последовательно соединенных прямых (рис. 8, а) и обращенных (рис. 8, б) Г-образных четырехполусников, а также несимметричных П-образных четырехполусников (рис. 9, а) и Т-образных четырехполусников (рис. 9, б).

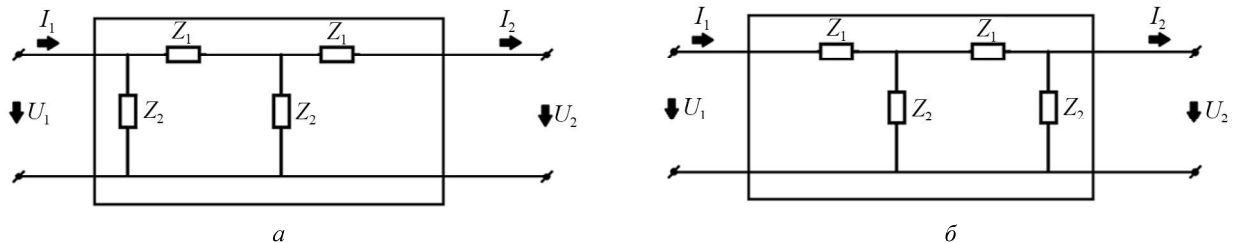


Рис. 8

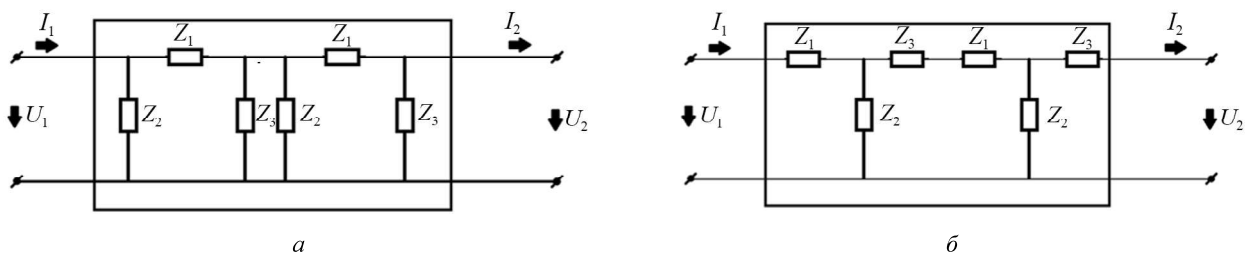


Рис. 9

Матрица A -параметров для цепи (см. рис. 8, а) может быть получена перемножением матрицы (8) самой с собой:

$$A = \begin{pmatrix} 1 & Z_1 \\ 1/Z_2 & 1 + Z_1/Z_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & Z_1 \\ 1/Z_2 & 1 + Z_1/Z_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 + Z_1/Z_2 & Z_1(2 + Z_1/Z_2) \\ (2 + Z_1/Z_2)/Z_2 & 1 + 3Z_1/Z_2 + (Z_1/Z_2)^2 \end{pmatrix}. \quad (14)$$

Матрица A -параметров для цепи (см. рис. 8, б) может быть получена перемножением матрицы (9) самой с собой:

$$A = \begin{pmatrix} 1 + Z_1/Z_2 & Z_1 \\ 1/Z_2 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 + Z_1/Z_2 & Z_1 \\ 1/Z_2 & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 + 3Z_1/Z_2 + (Z_1/Z_2)^2 & Z_1(2 + Z_1/Z_2) \\ (2 + Z_1/Z_2)/Z_2 & 1 + Z_1/Z_2 \end{pmatrix}. \quad (15)$$

Матрица A -параметров для цепи (см. рис. 9, а) может быть получена перемножением матрицы (13) самой с собой:

$$A = \begin{pmatrix} 1 + \frac{Z_1}{Z_3} & Z_1 \\ \frac{1}{Z_2} \left(1 + \frac{Z_1}{Z_3} \right) + \frac{1}{Z_3} & 1 + \frac{Z_1}{Z_2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 + \frac{Z_1}{Z_3} & Z_1 \\ \frac{1}{Z_2} \left(1 + \frac{Z_1}{Z_3} \right) + \frac{1}{Z_3} & 1 + \frac{Z_1}{Z_2} \end{pmatrix} =$$

$$= \begin{pmatrix} 1 + \frac{Z_1}{Z_2} + 3\frac{Z_1}{Z_3} + \frac{Z_1^2}{Z_3^2} + \frac{Z_1^2}{Z_2 Z_3} & Z_1 \left(2 + \frac{Z_1}{Z_2} + \frac{Z_1}{Z_3} \right) \\ \frac{2}{Z_2} + \frac{2}{Z_3} + \frac{4Z_1}{Z_2 Z_3} + \frac{Z_1}{Z_2^2} + \frac{Z_1^2}{Z_3^2} + \frac{Z_1^2}{Z_2 Z_3} + \frac{Z_1^2}{Z_2 Z_3^2} & 1 + 3\frac{Z_1}{Z_2} + \frac{Z_1}{Z_3} + \frac{Z_1^2}{Z_2^2} + \frac{Z_1^2}{Z_2 Z_3} \end{pmatrix}. \quad (16)$$

Матрица A -параметров для цепи (см. рис. 9, б) может быть получена перемножением матрицы (11) самой с собой:

$$A = \begin{pmatrix} 1 + \frac{Z_1}{Z_3} & Z_1 \left(1 + \frac{Z_3}{Z_2} \right) + Z_3 \\ \frac{1}{Z_2} & 1 + \frac{Z_3}{Z_2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 + \frac{Z_1}{Z_3} & Z_1 \left(1 + \frac{Z_3}{Z_2} \right) + Z_3 \\ \frac{1}{Z_2} & 1 + \frac{Z_3}{Z_2} \end{pmatrix} =$$

$$= \begin{pmatrix} 1 + 3\frac{Z_1}{Z_2} + \frac{Z_3}{Z_2} + \frac{Z_1^2}{Z_2^2} + \frac{Z_1 Z_3}{Z_2^2} & 2Z_2 + 2Z_3 + \frac{4Z_1 Z_3}{Z_2} + \frac{Z_1^2}{Z_2} + \frac{Z_3^2}{Z_2} + \frac{Z_1^2 Z_3}{Z_2^2} + \frac{Z_1 Z_3^2}{Z_2^2} \\ \frac{1}{Z_2} \left(2 + \frac{Z_1}{Z_2} + \frac{Z_3}{Z_2} \right) & 1 + \frac{Z_1}{Z_2} + 3\frac{Z_3}{Z_2} + \frac{Z_3^2}{Z_2^2} + \frac{Z_1 Z_3}{Z_2^2} \end{pmatrix}. \quad (17)$$

С использованием выражения (4) для коэффициента передачи четырехполюсника (фильтра радиопомех) с учетом сопротивления эквивалента сети (Z_n), внутреннего сопротивления генератора (Z_r) и собственных обобщенных A -параметров четырехполюсника можно рассчитать уровень электромагнитных помех в эквиваленте сети и ослабление электромагнитных помех фильтром, рассчитывая или измеряя уровень электромагнитных помех в эквиваленте сети без фильтра и с фильтром.

Приведем результаты исследования влияния внешних параметров – сопротивления эквивалента сети и внутреннего сопротивления генератора помех, как правило неизвестных российскому разработчику фильтров радиопомех, – на характеристики ослабления электромагнитных помех фильтра радиопомех.

Будут исследованы результаты ослабления симметричных и несимметричных электромагнитных помех в частотном диапазоне 9 кГц...100 МГц при использовании гостированного эквивалента сети четвертого типа (параллельного сопротивления дросселя с индуктивностью 50 мкГн и резистора с параллельным сопротивлением 50 Ом) при учете тока «утечки» величиной 5 мА для фильтра несимметричных помех.

В связи с необходимостью соблюдения требований ограничения тока «утечки» между проводом и «землей» для фильтра несимметричных помех в однофазной сети переменного тока 50 Гц, 220 В ограничивается емкость конденсатора, включенного между проводом и «землей», величиной 1 нФ.

Исследования проводились для двух диапазонов частот.

1. Диапазон низких частот 9 кГц...150 кГц, где паразитные параметры емкостей у дросселей фильтра радиопомех и индуктивностей у конденсаторов на характеристики ослабления электромагнитных помех не влияют.

2. Диапазон верхних частот 150 кГц...100 МГц, где начинает проявляться воздействие паразитных параметров дросселей, конденсаторов и устройств заземления таким образом, что частотные характеристики ослабления электромагнитных помех типа фильтра радиопомех превращаются в характеристики режекторного фильтра, при котором электромагнитные помехи верхних частот из-за влияния паразитных параметров не ослабляются.

Приведем результаты исследований частотных характеристик ослабления электромагнитных помех в диапазоне низких частот 9 кГц...150 кГц при использовании однозвенных и двухзвенных фильтров радиопомех Т-образного типа и однозвенных и двухзвенных фильтров радиопомех Г-образных прямого и обращенного типа.

Для диапазона частот 9 кГц...100 МГц после сравнительного анализа массогабаритных характеристик, характеристик ослабления электромагнитных помех, технологии изготовления фильтров в низкочастотном диапазоне 9 кГц...150 кГц рекомендованы и приведены схемы и частотные характеристики фильтров радиопомех, реализованных по схеме однозвенного Т-образного фильтра для симметричных и несимметричных помех и двухзвенного Г-образного обращенного типа.

Расчет номиналов фильтра радиопомех для низкочастотного диапазона 9 кГц...150 кГц проводился в статье [17], а расчет паразитных параметров и выбор материалов сердечников для дросселей и диэлектриков для конденсаторов – в работах [7–12]. Из-за ограниченного объема настоящей статьи влияние паразитных емкостей, соединительных проводов, технологии устройств заземления, особенно важных на частотах вблизи 100 МГц и выше, не приводятся.

Паразитная емкость на «землю» фильтра для несимметричных помех является сложнопредсказуемой величиной, так как зависит от таких параметров, как поверхности корпуса, радиатора, трансформатора и др. В связи с этим паразитная емкость будет исследоваться в широких пределах – при $C = 1; 5; 25; 125$ нФ (табл. 1).

Таблица 1

C, нФ	Фильтр радиопомех					
	однозвенный прямой Г-образный	двухзвенный прямой Г-образный	однозвенный обращенный Г-образный	двухзвенный обращенный Г-образный	однозвенный Т-образный	двухзвенный Т-образный
1	77	99	40	53	49	94
5	63	86	44	65	74	80
25	51	75	44	66	75	87
125	43	70	44	66	76	88

Как видно из табл. 1, паразитная емкость генератора помех фильтра несимметричных помех сильно влияет на характеристики при ослаблении электромагнитных помех.

При изменении паразитной емкости однозвенного прямого Г-образного фильтра от 1 до 125 нФ способность ослабления электромагнитных помех снижается (от 77 до 43 дБ, т. е. на 34 дБ).

Фильтры радиопомех двухзвенного обращенного Г-образного и однозвенного Т-образного по ряду показателей (массогабаритные характеристики, ослабление электромагнитных помех) имеют преимущества, соответственно, их способность снизить электромагнитные помехи – 13 и 25 дБ. Такие запасы по ослаблению помех следует учитывать при проектировании и изготовлении фильтров радиопомех, тогда как в современных ГОСТах даются рекомендации по величине запаса по ослаблению электромагнитных помех 6–8 дБ по сравнению с расчетной величиной ослабления.

Накопительная емкость генератора помех для фильтров симметричных помех зависит от мощности источника вторичного электропитания, требований функциональной аппаратуры к качеству напряжения питания (величине пульсаций) и другим показателям, поэтому может изменяться в больших пределах (от единиц до тысяч микрофард). В связи с этим рассмотрим влияние накопительной емкости генератора помех в фильтре симметричных помех при $C = 100; 20; 4; 1$ мкФ (табл. 2).

Как следует из табл. 2, накопительная емкость генератора помех фильтров симметричных электромагнитных помех слабо влияет на частотные характеристики Т-образных и обращенных Г-образных (не бо-

лее 2–3 дБ) фильтров радиопомех, снижающих электромагнитные помехи. В то же время в случае прямых Г-образных фильтров радиопомех это влияние существенно увеличивается. При уменьшении накопительной емкости генератора помех со 100 до 1 мкФ величина ослабления электромагнитных помех у однозвенного прямого Г-образного фильтра радиопомех увеличилась с 3 до 18 дБ, а у двухзвенного прямого Г-образного – с 39 до 50 дБ.

Таблица 2

$C, \text{ мкФ}$	Фильтр радиопомех					
	однозвенный прямой Г-образный	двухзвенный прямой Г-образный	однозвенный обращенный Г-образный	двухзвенный обращенный Г-образный	однозвенный Т-образный	двухзвенный Т-образный
100	3	39	40	44	61	88
20	4	40	40	44	61	88
4	9	43	40	43	61	88
0,8	18	50	40	42	61	88

Величина внутреннего сопротивления зависит от вида сети и ее параметров, поэтому будет исследоваться сопротивление эквивалента сети с уменьшением и увеличением в четыре раза. Будем рассматривать влияние внутреннего сопротивления приемника помех при $R = 12,5; 50; 200 \text{ Ом}$ (табл. 3).

Таблица 3

$R, \text{ Ом}$	Фильтр радиопомех											
	однозвенный прямой Г-образный		двухзвенный прямой Г-образный		однозвенный обращенный Г-образный		двухзвенный обращенный Г-образный		однозвенный Т-образный		двухзвенный Т-образный	
	Несим- мет- ричные помехи	Сим- мет- ричные помехи	Несим- мет- ричные помехи	Сим- мет- ричные помехи	Несим- мет- ричные помехи	Сим- мет- ричные помехи	Несим- мет- ричные помехи	Сим- мет- ричные помехи	Несим- мет- ричные помехи	Сим- мет- ричные помехи	Несим- мет- ричные помехи	Симмет- ричные помехи
12,5	86	5	108	43	45	40	63	44	59	65	103	90
50	77	3	99	39	40	40	53	44	50	62	94	88
200	74	3	97	39	40	40	49	44	47	61	92	88

По данным табл. 3 можно сделать следующие выводы.

При уменьшении внутреннего сопротивления генератора помех возрастает способность ослабления электромагнитных помех фильтра радиопомех.

В случае симметричных помех способность ослабления электромагнитных помех фильтра радиопомех при изменении внутреннего сопротивления в 16 раз изменяется максимально (4 дБ).

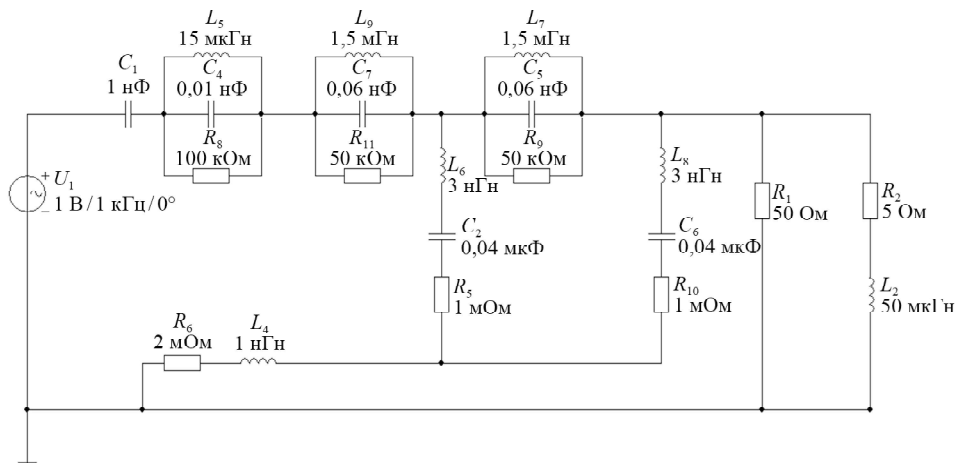
В случае несимметричных помех способность ослабления электромагнитных помех каждого из рассмотренных фильтров радиопомех при изменении внутреннего сопротивления в 16 раз изменяется минимально (11 дБ), за исключением однозвенного обращенного Г-образного фильтра радиопомех, для которого данная величина составляет 5 дБ.

Приведем схемы двухзвенного обращенного Г-образного фильтра несимметричных (рис. 10, а) и симметричных (рис. 10, б) помех с учетом паразитных параметров конденсаторов, дросселей и заземления, а также эквивалента сети и внутреннего сопротивления генератора помех.

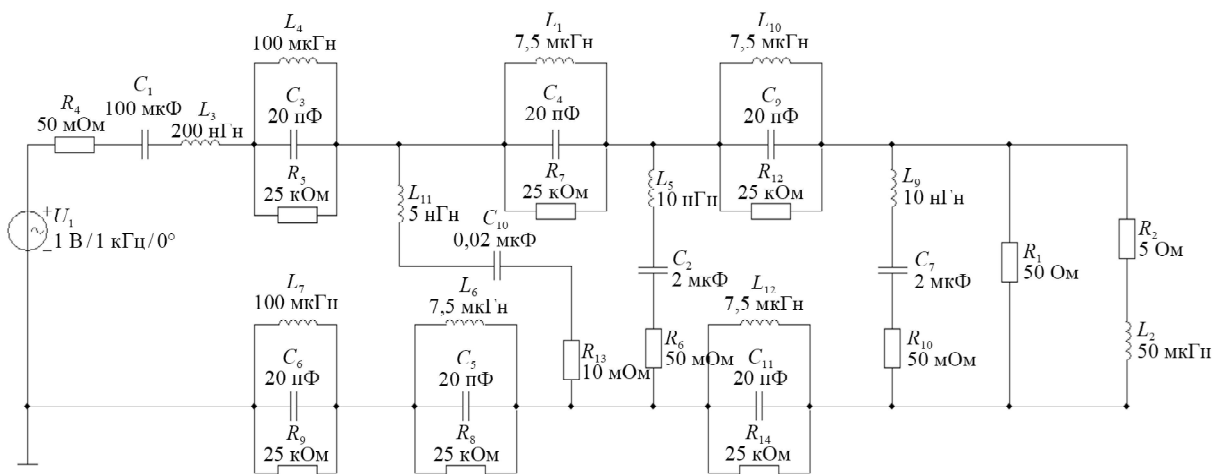
На рис. 10, в, г приведены характеристики двухзвенного обращенного Г-образного фильтра, на рис. 11, в, г – однозвенного Т-образного фильтра радиопомех в диапазоне 9 кГц...100 МГц для несимметричных (рис. 11, а) и симметричных (рис. 11, б) помех.

На рис. 10, 11 приведены схемы фильтров радиопомех с учетом поведенческих моделей дросселей и конденсаторов фильтров. Поведенческие модели конденсаторов и дросселей российского производства определены в работах [6–11, 17] с помощью структурно-параметрического синтеза экспериментально измеренных амплитудно- и фазочастотных характеристик комплексного сопротивления конденсаторов и дросселей.

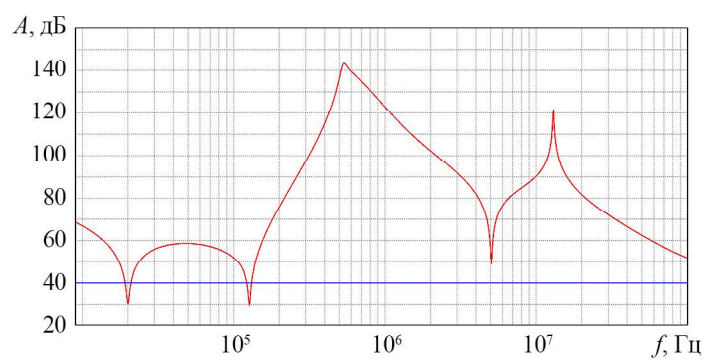
Таким образом, реализована импортнезависимость при разработке систем фильтрации электромагнитных помех. Данные фильтров радиопомех использовались в современных корабельных системы связи и радионавигации.



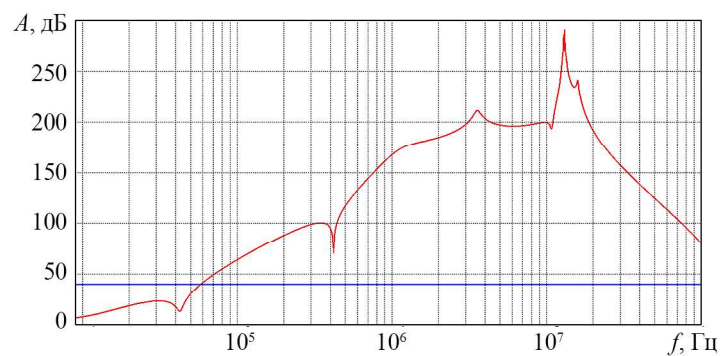
a



б

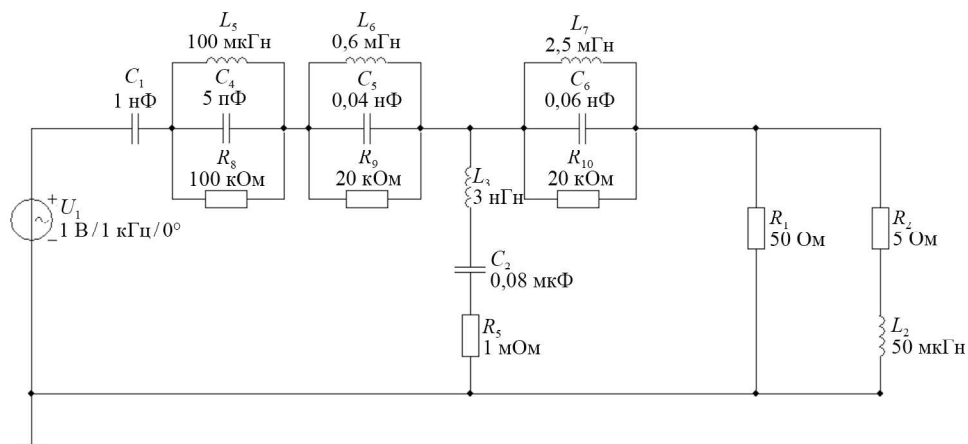


a

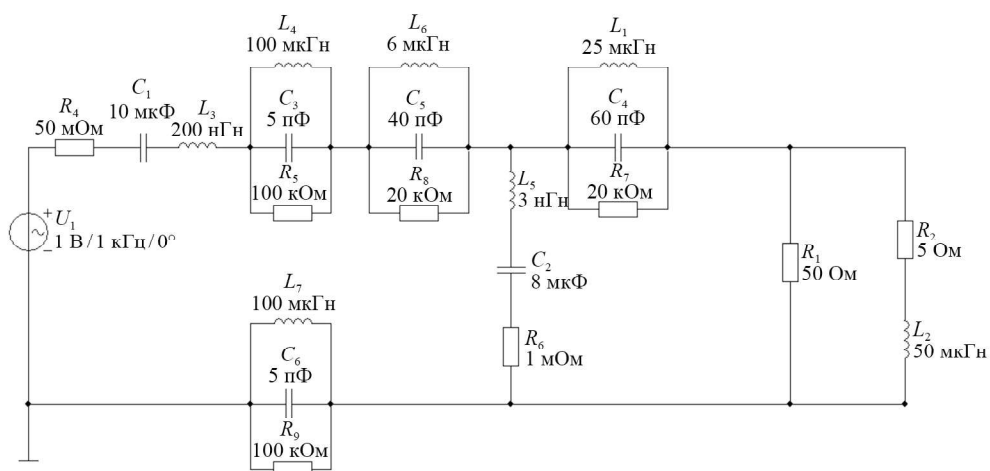


б

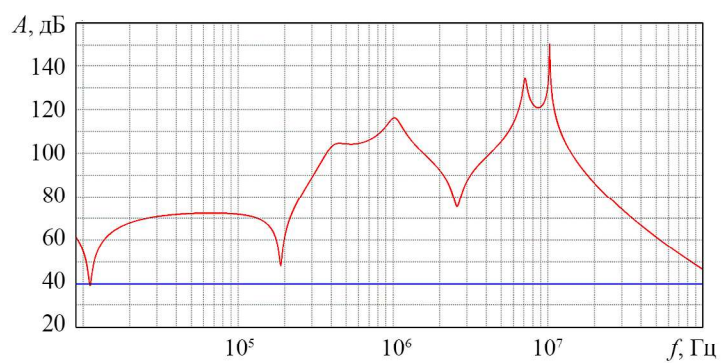
Рис. 10



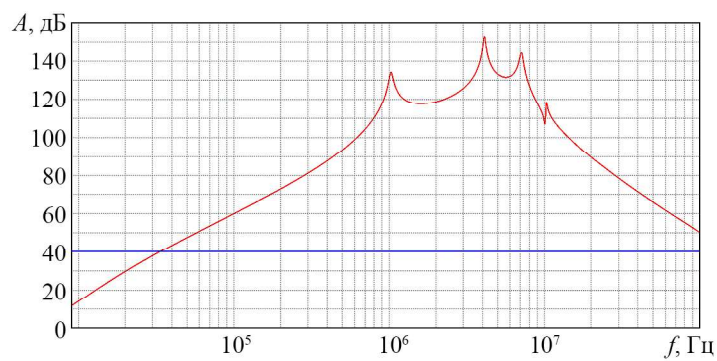
a



б



a



б

Рис. 11

Показано, что частотные характеристики фильтра радиопомех при ослаблении электромагнитных помех зависят от внутренних и внешних параметров. Внутренние параметры фильтра радиопомех – это индуктивности дросселей и емкости конденсаторов LC-фильтров, не зависящие от внешних параметров. Номинальное значение индуктивностей дросселей и емкостей конденсаторов известны, их возможно рассчитать. Неизвестны их поведенческие модели и паразитные параметры, которые производители конденсаторов и дросселей не предоставляют.

Внешние параметры – это эквивалент сети, минимальное и максимальное значения сопротивления которого могут отличаться в десятки раз. К внешним параметрам относятся и внутреннее сопротивление генераторов электромагнитных помех у фильтров симметричных и несимметричных помех. Их разброс, зависящий от мощности усилителей и импульсных преобразователей, может быть велик. Величины внешних параметров неизвестны, производители импульсных преобразователей напряжения в технических условиях их не предоставляют.

В работе доказано, что из-за большого разброса величин внешних параметров фильтров радиопомех происходит большой разброс генерируемых помех (десятки децибел). В связи с этим необходимо проектировать фильтры радиопомех с большим запасом по ослаблению электромагнитных помех (более 20 дБ) или отказаться от российской концепции унификации модулей производителей импульсных преобразователей напряжения и фильтров радиопомех в тех устройствах и системах, где массогабаритные характеристики имеют первостепенное значение и запасы по ослаблению электромагнитных помех в десятки раз недопустимы (в авиационно-космических и аналогичных системах).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Векслер Г.С. и др. Подавление электромагнитных помех в цепях электропитания. Киев: Техника, 1990. 167 с.
2. Ланцов В., Эраносян С. Электромагнитная совместимость импульсных источников питания: проблемы и пути их решения. Часть 2 // Силовая электроника. 2007. № 1. С. 82–88.
3. Дмитриков В.Ф. и др. Расчет сетевого фильтра радиопомех для источника бесперебойного питания // Практическая силовая электроника. 2011. № 2. С. 23–36.
4. Дмитриков В.Ф., Шушпанов Д.В. Устойчивость и электромагнитная совместимость устройств и систем электропитания. М.: Горячая линия – Телеком, 2019. 540 с.
5. Дмитриков В.Ф. и др. Исследование влияния паразитных параметров дросселей и конденсаторов, заземления, эквивалента сети и источника питания на ослабление ФРП // 5-й Науч. форум телекоммуникации: теория и технологии: Материалы 19-й Междунар. науч.-техн. конф., г. Самара, 23–26 нояб. 2021. Самара: ПГУТИ, 2021. С. 274–275.
6. Дмитриков В.Ф. и др. Особенности проектирования сетевых фильтров радиопомех в широком диапазоне частот с учетом эквивалентных схем замещения конденсаторов и дросселей // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2020. № 4. С. 85–96.
7. Дмитриков В.Ф. и др. Синтез эквивалентных частотных схем замещения дросселя // Практическая силовая электроника. 2017. № 2 (66). С. 5–11.
8. Дмитриков В.Ф., Исаев В.М., Куневич А.В. Разработка поведенческих моделей конденсаторов и дросселей с учетом частотных свойств диэлектрической и магнитной проницаемости диэлектриков и магнетиков // Наноиндустрия. 2020. Т. 13. № S4 (99). С. 372–373.
9. Дмитриков В.Ф., Шушпанов Д.В. Эквивалентная схема замещения дросселя, намотанного на феррите, в широком диапазоне частот (0 Гц – 500 МГц) // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2021. № 4. С. 25–45.
10. Дмитриков В.Ф., Шушпанов Д.В., Фоченков Э.А. Эквивалентная схема замещения дросселя на нанокристаллическом сердечнике с большой магнитной проницаемостью // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2022. № 4. С. 100–121.
11. Дмитриков В.Ф., Шушпанов Д.В. Эквивалентная схема замещения диэлектрика в широком диапазоне частот (0 Гц – 500 МГц) // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2022. № 3. С. 43–57.
12. Дмитриков В.Ф. и др. Разработка для авиационно-космических радиоэлектронных систем на отечественной элементной базе фильтров радиопомех частотного диапазона 9 кГц – сотни МГц, обеспечивающих наиболее жесткие требования допустимого уровня электромагнитных помех // ЭКБ и микроэлектронные модули: Сб. тез. 9-й Науч. конф., г. Сочи, 9–14 окт. 2023. М.: Техносфера, 2023. С. 398–400.

13. Гизатуллин З.М., Шлеймович М.П. Исследование излучаемых электромагнитных помех от энергетических устройств самолета на этапе его модернизации // Изв. вузов. Авиационная техника. 2023. № 3. С. 159–165.
14. Гайнутдинов Р.Р., Чермошенцев С.Ф. Экспериментальные исследования электромагнитной стойкости технических систем при электромагнитных воздействиях от нескольких источников // Изв. вузов. Авиационная техника. 2024. № 1. С. 172–176.
15. Белецкий А.Ф. Теория линейных электрических цепей. СПб.: Лань, 2009. 544 с.
16. Афанасьев Б.П. и др. Теория линейных электрических цепей. М.: Высшая школа, 1973. 592 с.
17. Дмитриков В.Ф. и др. Особенности проектирования высокочастотного фильтра радиопомех в диапазоне частот 9 кГц – 100 МГц // Электромагнитные волны и электронные системы. 2024. № 4. С. 36–53.

Поступила в редакцию 15.10.24
После доработки 28.10.24
Принята к публикации 30.10.24

Investigations of Frequency Characteristics of Electromagnetic Interference Attenuation by a High-Frequency Filter in the Frequency Range from 9 kHz to 100 MHz in Aerospace Systems when Operating on a Variable Load

V.F. DMITRIKOV¹, A.K. NEVOLIN¹, D.V. SHUSHPANOV¹,
A.A. VYALOV², AND A.YU. PETROCHENKO³

¹ Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications, Saint Petersburg

² AO “NPP “Istok” im A.I. Shokina”, Fryazino

³ AO “Koncern “NPO “Aurora”, Saint Petersburg

The dependence of the magnitude of attenuation of electromagnetic interference of a radio interference filter in the frequency range of 9 kHz...100 MHz is considered, when the minimum and maximum values of the network equivalent impedance, as well as the internal impedance of the interference generator, can differ by tens of times for symmetrical and asymmetrical interference. The necessary reserves for attenuation of electromagnetic interference are determined in comparison with the attenuation value at the nominal parameters of the network equivalent and the interference generator. It has been proven that the best mass-dimensional characteristics and the magnitude of attenuation of electromagnetic interference are radio interference filters implemented according to the scheme of a two-link L-shaped inverted type, and a single-link T-shaped type.

Radio interference filter, electromagnetic interference, electromagnetic compatibility, four-terminal network, behavioral models