

Эквивалентная схема замещения дросселя, намотанного на феррите, в широком диапазоне частот (0 Гц – 500 МГц)

В.Ф. Дмитриков, Д.В. Шушпанов

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций
имени профессора М.А. Бонч-Бруевича
193232, Россия, г. Санкт-Петербург,
пр. Большевиков, 22, к. 1

Аннотация – По измеренным частотным характеристикам сопротивлений дросселей, намотанных на различных ферритовых сердечниках и с разным количеством витков была построена эквивалентная схема замещения в широком диапазоне частот (0 Гц – 500 МГц). Данная схема замещения дросселя была синтезирована с учетом физических процессов, протекающих в дросселе: влияние сопротивление провода, влияние материала сердечника, взаимное влияние провода и материала сердечника. В статье была сделана попытка объяснить почему частотные характеристики (модуль и фаза) комплексного сопротивления дросселя имеют такой характер в широкой полосе частот (до 500 МГц). Показано, что для построения схемы замещения дросселя (структуры и параметров) измерения только модуля сопротивления дросселя недостаточно, необходимо измерять также фазу комплексного сопротивления дросселя, что во многих работах по синтезу схемы замещения дросселя игнорируется.

Ключевые слова – дроссель; схема замещения; феррит; комплексное сопротивление; комплексная магнитная проницаемость.

Введение

Любая современная радиоэлектронная аппаратура (РЭА) не обходится без реактивных элементов. Одними из важных и наиболее сложных (в расчете и производстве) реактивных элементов являются дроссели. Они являются частью сглаживающего фильтра и фильтра радиопомех (ФРП) в современных импульсных источниках электропитания. Поэтому при проектировании РЭА разработчикам необходимо знать частотные характеристики комплексных сопротивлений дросселей, а также их точные высокочастотные эквивалентные электрические структурно-параметрические схемы замещения (поведенческие модели) в широком диапазоне частот до 100 МГц и выше, хорошо адаптируемые к современным вычислительным программам схемотехнического моделирования.

К сожалению, ни разработчики РЭА, ни производители дросселей не понимают, что же на самом деле из себя представляет реальный дроссель, т. е. какой схемой замещения его можно представить. Производители магнитных материалов оперируют лишь физическими параметрами, по которым они сдают и проверяют поставляемую элементную базу. До сих пор отечественные производители радиокомпонентов в конструкторской документации не приводят ВЧ модели дросселей с учетом влияния свойств материалов на паразитные параметры дросселей, обусловленных нелинейными

частотными зависимостями вещественной и мнимой составляющих магнитной проницаемости сердечников. Не приводят и значения «паразитных» элементов дросселей.

Не имея ВЧ поведенческие модели дросселей от производителей, разработчики РЭА вынуждены разрабатывать их сами осуществляя формализованный структурно-параметрический синтез в виде эквивалентных электрических схем замещения, используя экспериментально измеренные комплексные сопротивления дросселей [1–5]. Но, к сожалению, измерять комплексное сопротивление дросселя в широкой области частот (больше 10 МГц) стали сравнительно недавно [5], что связано как с появлением новой измерительной аппаратуры, так и, самое главное, – с пониманием необходимости данных измерений. Измерение частотных характеристик комплексного сопротивления реального дросселя в широком диапазоне частот (до 500 МГц) [1–4] позволило увидеть, что реальный дроссель в широкой области частот представляют из себя сложную схему замещения, и использование «старых» НЧ схем замещения не всегда корректно при проектировании РЭА.

Синтезировать схему замещения дросселя, используя измеренные частотные характеристики комплексного сопротивления дросселя, можно классическим методом, обеспечивая реализацию различных схем с комплексным сопротивлением

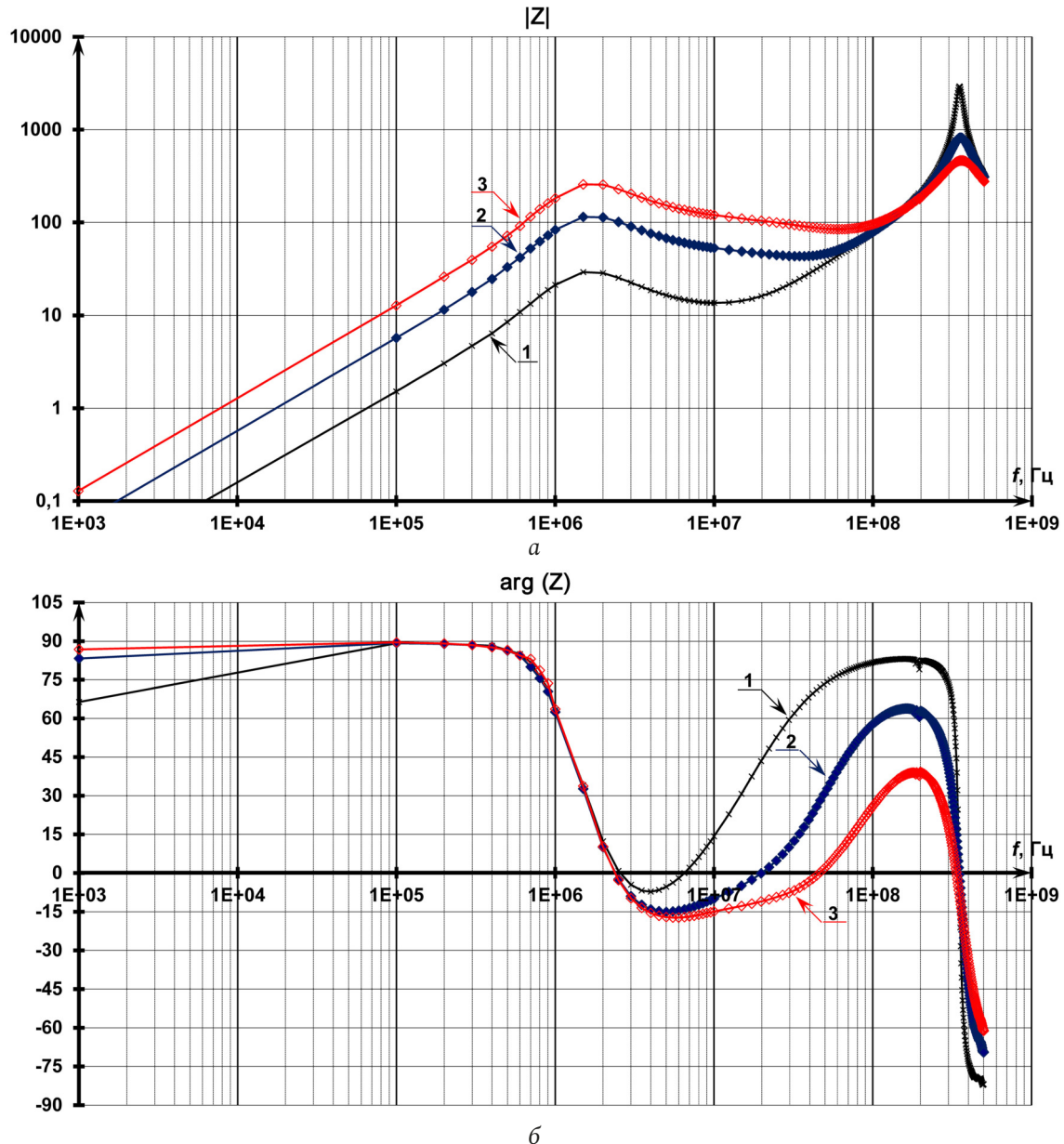


Рис. 1. Измеренные модуль (а) и фаза (б) комплексного сопротивления дросселя (сердечник N87) с различным количеством витков n : 1, 2, 3

Fig. 1. Measured module (a) and phase (b) of the complex resistance of the choke (core N87) with a different number of turns n : 1, 2, 3

идентичным или близким экспериментально измеренным характеристикам. Данный подход позволяет создать схему замещения физического элемента, но, к сожалению, он не может ответить на вопрос почему данная измеренная частотная характеристика комплексного сопротивления дросселя имеет такой характер и не может найти природу физических процессов, объясняющих именно такой характер.

В [5] была построена схема замещения дросселя, учитывающая влияние сопротивление провода, влияние материала сердечника, проявление эффекта длинных линий, потери, обусловленные вихревыми токами и эффектами близости и т. д.

Но, к сожалению, схема замещения, описанная в [5], строилась до 100 МГц, и при ее расчете не рассматривалась фаза комплексного сопротивления дросселя, которая позволяет оценить близость предложенной модели и измерений. В схеме замещения дросселя, предложенной в [5], для описания влияния материала сердечника используется цепь четвертого порядка, что может являться избыточным (особенно для временного анализа). Из [5] неясно как выбрать параметры для длинной линии в предложенной схеме замещения дросселя. Длинная линия, как элемент электрической цепи, к сожалению, имеет один существенный недостаток – ее наличие значительно увеличивает численный

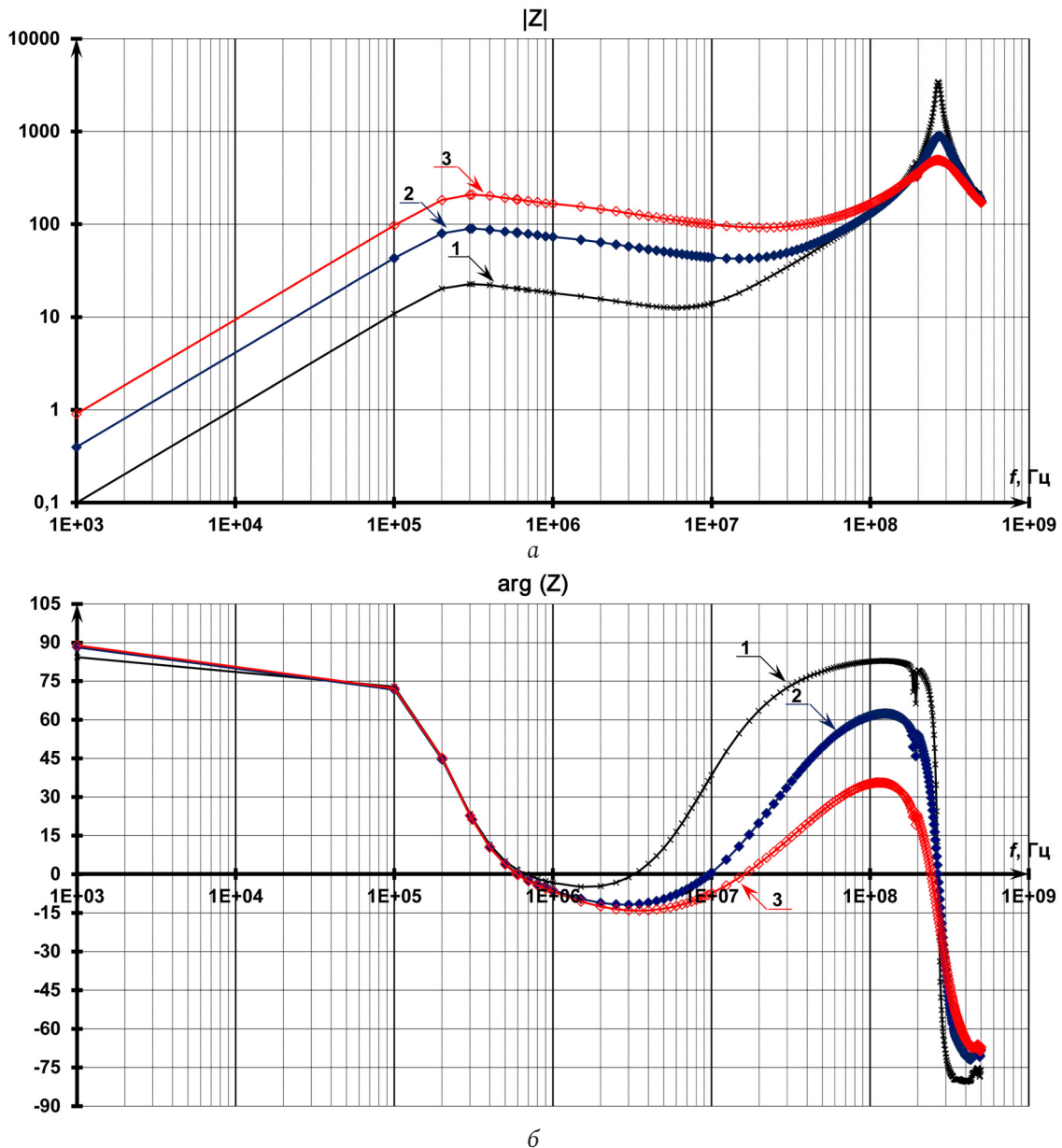


Рис. 2. Измеренные модуль (а) и фаза (б) комплексного сопротивления дросселя (сердечник Т38) с различным количеством витков n : 1, 2, 3
 Fig. 2. Measured module (a) and phase (b) of the complex resistance of the inductor (core T38) with a different number of turns n : 1, 2, 3

расчет переходных процессов и может не обеспечить достаточную точность расчетов, т. к. анализ переходных процессов для длинной линии производится с помощью интеграла свертки с импульсной характеристикой линии, которая вычисляется как преобразование Фурье коэффициента передач [6; 7]. Кроме того, длинная линия, используемая в [5], описывается частотно зависимыми первичными параметрами, что более усложняет расчет данной схемы замещения дросселя во временной области.

В статье производится синтез схемы замещения дросселя с учетом физических эффектов (влияние

сопротивление провода, материала сердечника, взаимное влияние провода и материала сердечника), т. е. делается попытка объяснить почему частотные характеристики (модуль и фаза) комплексного сопротивления имеют такой характер в широкой полосе частот (до 500 МГц). Это позволит лучше понять физические процессы, протекающие в дросселе, а также позволит понять, как улучшить его частотные характеристики, что позволит построить РЭА с лучшими характеристиками. В качестве материала сердечника был выбран феррит из-за его наиболее частого использования в силовой электронике.

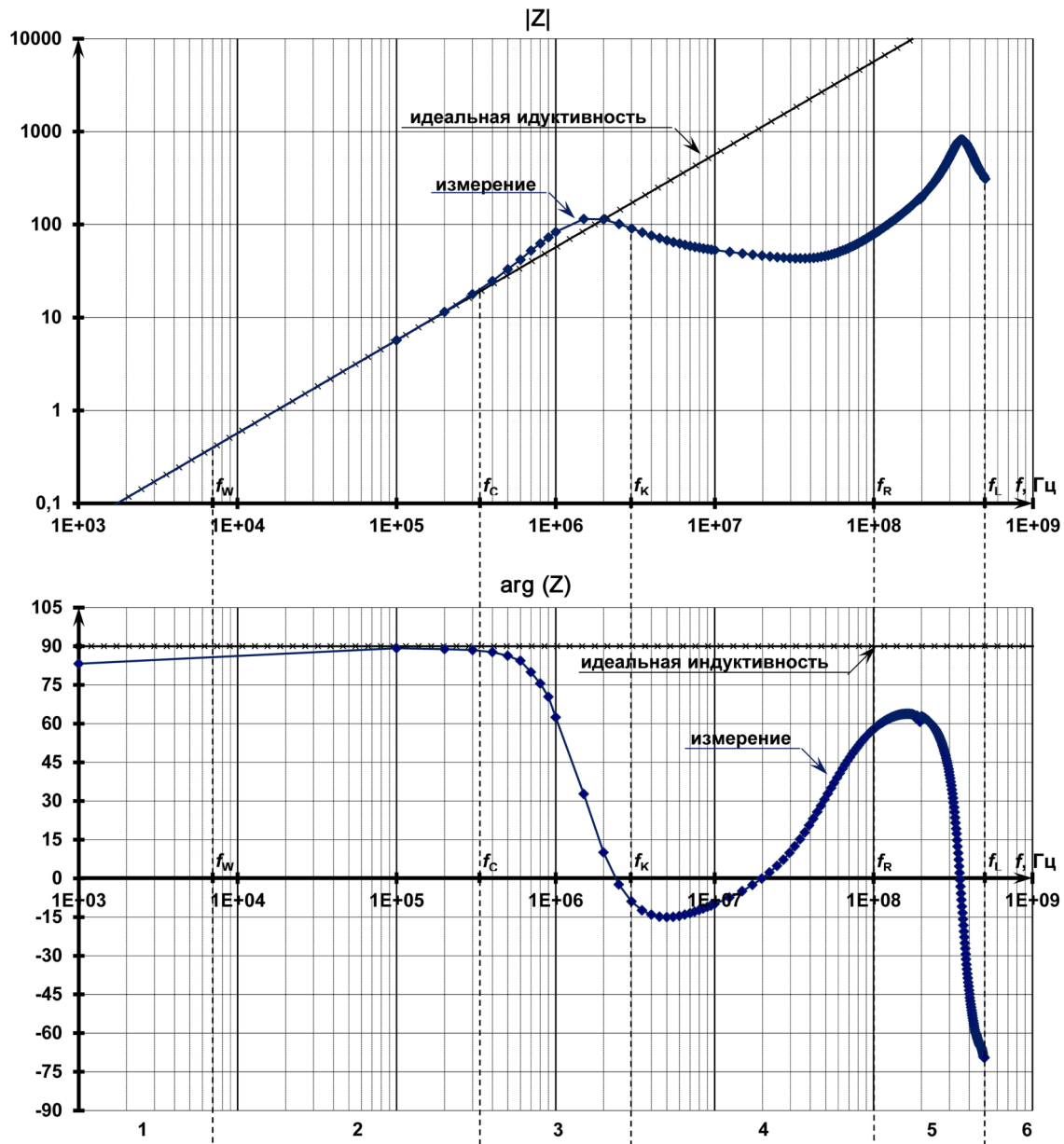


Рис. 3. Разбивка на области модуля и фазы комплексного сопротивления дросселя
Fig. 3. Breakdown into the area of the module and the phase of the complex impedance of the choke

Измерения комплексного сопротивления дросселей

Были проведены измерения модуля и фазы полного (комплексного) сопротивления дросселей. Измерения проводились на анализаторах импеданса Keysight E4982A (в диапазоне частот от 1 МГц до 500 МГц) и E728 (в диапазоне частот 1 кГц до 1 МГц). В качестве измеряемых образцов использовались дроссели, намотанные на кольцевых сердечниках – ферритах N87 (рис. 1) и T38 (рис. 2) с различным количеством витков (1–3).

Измеренные частотные характеристики комплексного сопротивления дросселя (рис. 1, 2) позволяют заключить, что комплексное сопротив-

ление (модуль и фаза) имеет достаточно сложную схему замещения. Характер изменения модуля и фазы комплексного сопротивления дросселей, намотанных на различных сердечниках (рис. 1, 2), очень похож. Это позволяет описать их схемой замещения одной структуры с различными параметрами. Для понимания методики составления схемы замещения реального дросселя модуль и фаза его измеренного комплексного сопротивления были разбиты на шесть принципиально отличающихся характерных участков (рис. 3), в которых проявляются различные физические явления реального дросселя.

Низкочастотная область (участки 1 и 2 на рис. 3). Из измеренных частотных характеристик

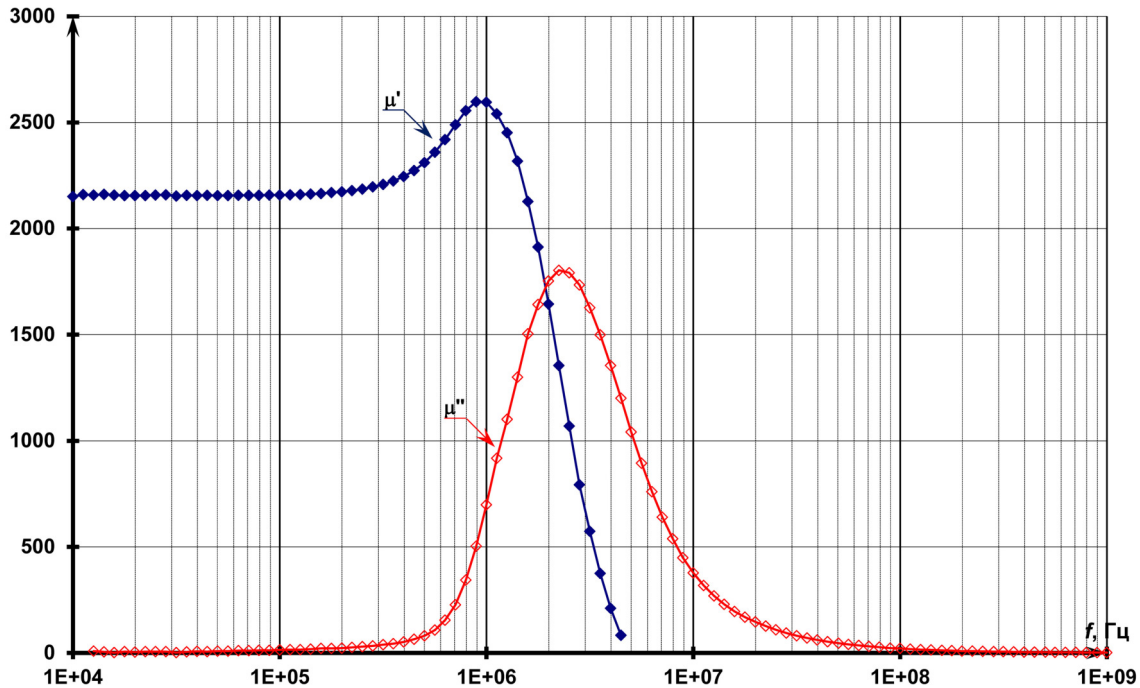


Рис. 4. $\mu'(j\omega)$ и $\mu''(j\omega)$ для сердечника N87 (из справочника)
 Fig. 4. $\mu'(j\omega)$ and $\mu''(j\omega)$ for core N87 (from the reference book)

комплексного сопротивления дросселя можно сделать вывод, что реальный дроссель представляет из себя идеальную катушку индуктивности лишь в достаточно узком интервале частот: от 7–300 кГц для N87 и 1–30 кГц для T38. Этот диапазон частот зависит от комплексной частотной характеристики вещественной и мнимой частей магнитной проницаемости (рис. 4), а также от количества витков и характеристики провода. Это соответствует участку 2 на рис. 3, что хорошо видно по фазе комплексного сопротивления (когда фаза близка 90°). В этом случае индуктивность дросселя, намотанного на тороидальном сердечнике, определяется классической формулой [8]:

$$L = \mu_0 \mu n^2 \frac{h}{2\pi} \ln \frac{R}{r}, \quad (1)$$

где $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ Гн/м – магнитная постоянная; μ – относительная магнитная проницаемость сердечника; n – количество витков; h – высота тороидального сердечника; R – наружный радиус тороидального сердечника; r – внутренний радиус тороидального сердечника.

Для упрощения дальнейших расчетов выражение (1) перепишем:

$$L = \mu_0 \mu n^2 K_\Phi, \quad (2)$$

$$\text{где } K_\Phi = \frac{h}{2\pi} \ln \frac{R}{r}.$$

На частотах значительно ниже 10 кГц (для дросселя, намотанного на сердечнике N87) начинает



Рис. 5. Низкочастотная схема замещения дросселя
 Fig. 5. Low-frequency choke equivalent circuit

сказываться сопротивление провода, и реальный дроссель представляет из себя последовательное сопротивление резистора R_W (сопротивление провода) и идеальной катушки индуктивности L (рис. 5). В этом случае комплексное сопротивление реального дросселя Z_L равно

$$Z_L(j\omega) = j\omega L + R_W = \sqrt{\omega^2 L^2 + R_W^2} e^{j \arctg \frac{\omega L}{R_W}}. \quad (3)$$

Определим граничную частоту f_W (рис. 3), начиная с которой реальный дроссель можно считать идеальной катушкой индуктивности. Из выражения (3) следует, что это будет при условии $\omega L \gg R$. Но лучше всего определить частоту f_W из требования по фазе – она должна быть больше 89° . Тогда из выражения (3) получаем $\arctg(\omega L/R) > 89^\circ$ или $\omega > 60 R/L$. И получаем условие, когда реальный дроссель можно считать идеальной катушкой индуктивности:

$$f \geq f_W, \text{ где } f_W = (9 - 10) R_W / L. \quad (4)$$

Для дросселя, намотанного на сердечнике N87 двумя витками, из измеренной частотной характеристики комплексного сопротивления дросселя (рис. 3) получаем индуктивность $L = 9,05$ мкГн и со-

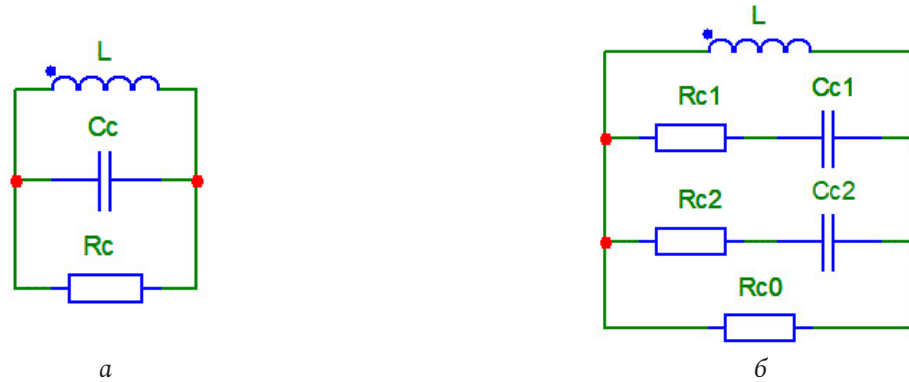


Рис. 6. Схема замещения дросселя, учитывающая влияния сердечника
Fig. 6. Equivalent circuit of the inductor, taking into account the influence of the core

противление провода $R_W = 6,72$ мОм. Используя (4), получаем граничную частоту f_W в районе 7 кГц (рис. 3). То есть это означает, что для корректного измерения индуктивности данного дросселя RLC-метром (или другим прибором) необходимо производить измерения на частотах не ниже 7 кГц. В случае же измерения на частоте 1 кГц получим $L = 9,11$ мкГн. Эта ошибка во многих практических задачах не принципиальна, но для задачи синтеза важна. Так как, во-первых, она может быть больше или меньше в зависимости от количества витков и типа провода. Во-вторых, от этого параметра будут рассчитываться все остальные параметры схемы замещения, и небольшая ошибка (единицы процентов) в определении L может привести к существенной ошибке в определении других параметров схемы замещения дросселя. Поэтому для корректного определения индуктивности дросселя необходимо использовать модуль сопротивления дросселя при учете того, что его фаза близка к 90° . А для корректного определения сопротивления провода R_W необходимо использовать частотную зависимость фазы комплексного сопротивления дросселя, т. к. только она хорошо показывает насколько сильно сопротивление провода оказывает влияние на комплексное сопротивление дросселя.

Влияние сердечника дросселя (участок 3 на рис. 3). На частотах выше 300 кГц (для дросселя, намотанного на сердечнике N87 – рис. 3) характер комплексного сопротивления дросселя зависит от изменения магнитных свойств материала сердечника. Это связано с тем, что относительная магнитная проницаемость материала не является константой μ , а является частотно-зависимой комплексной величиной $\dot{\mu}(j\omega)$ [9–12], т. е.

$$\dot{\mu}(j\omega) = \mu'(j\omega) - j\mu''(j\omega). \quad (5)$$

На рис. 4 представлены частотные зависимости $\mu'(j\omega)$ и $\mu''(j\omega)$ для сердечника N87, взятые из спра-

вочника [12; 13], предоставленного производителем магнитного материала (Epcos). К сожалению, производитель не дает все характеристики во всей области частот (до ГГц): для $\mu'(j\omega)$ – до 4 МГц, а для $\mu''(j\omega)$ – до 1 ГГц (рис. 4). Но даже из них можно увидеть, что получившееся комплексное сопротивление дросселя с учетом выражений (2) и (5), равное

$$Z_L(j\omega) = j\omega L = j\omega\mu_0\dot{\mu}(j\omega)n^2K_\Phi = \omega\mu_0n^2K_\Phi(\mu''(j\omega) - j\mu'(j\omega)), \quad (5)$$

близко по форме к комплексному сопротивлению параллельного RLC-контура (рис. 6, а). Из графика фазы комплексного сопротивления дросселя (рис. 3) видно, что фаза двухполюсника на 3-м участке кривой (от f_C до f_K) меняется больше чем на 90° , что также позволяет считать, что на третьем участке в качестве схемы замещения можно использовать параллельный колебательный RLC контур. В [1–4] с физической точки зрения было показано почему из-за сердечника схема замещения дросселя представляется в виде цепи 2-го порядка (параллельный RLC-контур).

В этом случае (для схемы замещения 2-го порядка – рис. 6, а) вместо выражения (5) можно записать комплексное сопротивление дросселя:

$$Z_L(j\omega) = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC_C + j\omega \frac{L}{R_C}} = \frac{j\omega L}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} + j2\frac{\alpha\omega}{\omega_0^2}} = \frac{\omega L}{\sqrt{\left(1 - \omega^2/\omega_0^2\right)^2 + 4\alpha^2\omega^2/\omega_0^4}} e^{j\left(90^\circ - \arctg \frac{2\alpha\omega}{\omega_0^2 - \omega^2}\right)}, \quad (6)$$

где $\omega_0^2 = 1/LC_C$ – резонансная частота контура; $\alpha = 1/2R_C C_C$ – коэффициент затухания контура.

При аппроксимации комплексного сопротивления дросселя (рис. 3) цепью низкого (второго) порядка (рис. 6, а) могут возникать значительные погрешности аппроксимации (рис. 7). Наилучшим

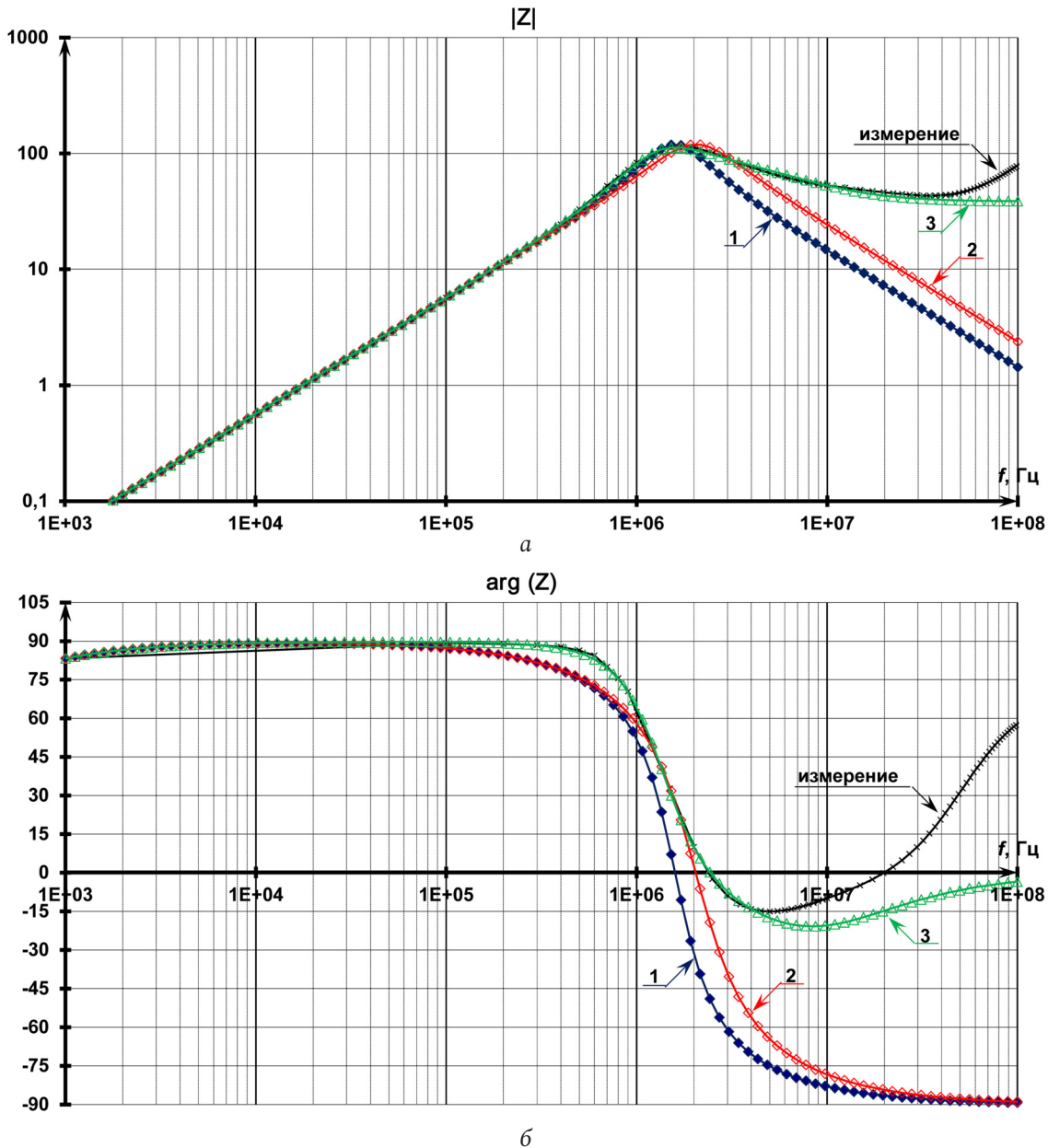


Рис. 7. Модуль (а) и фазы (б) комплексного сопротивления дросселя: измеренное значение в сравнении с различными схемами замещения: 1) рис. 6, $a - C_C = 1,11$ нФ; 2) рис. 6, $a - C_C = 0,67$ нФ; 3) рис. 6, б
 Fig. 7. Module (a) and phases (b) of the inductor's complex resistance: measured value in comparison with various equivalent circuits: 1) Fig. 6, $a - C_C = 1,11$ nF; 2) Fig. 6, $a - C_C = 0,67$ nF; 3) Fig. 6, b

приближением будем считать аппроксимацию, при которой выполняется близость фаз аппроксимирующей и аппроксимируемой функции, т. е. при приближении резонансной частоты RLC-контура к частоте, при которой фаза комплексного сопротивления дросселя близка нулю (рис. 7). Только в этом случае можно определить значение резонансной частоты сердечника (порядка 2 МГц – рис. 7), и мы получаем погрешность аппроксимации лишь только в одной области частот (от 0,1 до 1 МГц) для фазы сопротивления и незначительную ошибку аппроксимации для модуля сопротивления. Но, к сожалению, на частотах выше

2,5 МГц комплексное сопротивление (модуль и фаза) дросселя уже нельзя описать цепью второго порядка (рис. 7). Таким образом, влияние материала сердечника дросселя на его комплексное сопротивление можно описать цепью 2-го порядка, но необходимо определять резонансную частоту контура исключительно по фазе комплексного сопротивления (порядка 2 МГц – рис. 7), и данную схему замещения дросселя можно использовать только до частот, не существенно превышающих эту резонансную частоту контура (до 3 МГц – рис. 7).

Для лучшей аппроксимации комплексного сопротивления дросселя вместо RLC-контура

(рис. 6, а) была предложена цепь 3-го порядка (рис. 6, б). В этом случае комплексное сопротивление дросселя определяется более сложной формулой:

$$Z_L(j\omega) = \frac{j\omega L \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_1^2} + j2 \frac{\alpha_1 \omega}{\omega_1^2} \right)}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_{01}^2} + j2 \frac{\alpha \omega}{\omega_{01}^2} \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_{02}^2} \right)} =$$

$$= \omega L \sqrt{\frac{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_1^2} \right)^2 + 4 \frac{\alpha_1^2 \omega^2}{\omega_1^4}}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_{01}^2} \right)^2 + 4 \frac{\alpha^2 \omega^2}{\omega_{01}^4} \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_{02}^2} \right)^2}} \times$$

$$\times e^{j \left(90^\circ + \arctg \frac{2\alpha_1 \omega}{\omega_1^2 - \omega^2} - \arctg \frac{2\alpha \omega (\omega_{02}^2 - \omega^2)}{\omega_{02}^2 (\omega_{01}^2 - \omega^2)} \right)},$$

где

$$\omega_{01}^2 = \left(\frac{L}{R_{C0}} (C_{C1} (R_{C0} + R_{C1}) + C_{C2} (R_{C0} + R_{C2})) + C_{C1} C_{C2} R_{C1} R_{C2} \right)^{-1},$$

$$\alpha = \frac{1}{2} \left(\frac{L}{R_{C0}} + C_{C1} R_{C1} + C_{C2} R_{C2} \right) \omega_{01}^2,$$

$$\omega_{02}^2 = \frac{L + C_{C1} R_{C1} R_{C0} + C_{C2} R_{C2} R_{C0}}{L C_{C1} C_{C2} (R_{C1} R_{C0} + R_{C2} R_{C0} + R_{C1} R_{C2})},$$

$$\omega_1^2 = \frac{1}{C_{C1} C_{C2} R_{C1} R_{C2}}, \quad \alpha_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{C_{C2} R_{C2}} + \frac{1}{C_{C1} R_{C1}} \right), \quad (8)$$

которая значительно лучше по сравнению с выражением (6) аппроксимирует сопротивление дросселя (рис. 7) до 4–4,5 МГц. Частоты f_{01} , f_{02} и f_1 , определяемые по формулам (8), показаны на рис. 8. Как видно из рис. 8, центральная частота f_0 , определяемая по формуле $f_0 = \sqrt{f_{01} f_{02}}$, близка к резонансной частоте RLC-контура (рис. 6, а), определяемой по формуле (6), а резонансная частота f_{01} близка к частоте, на которой фаза RLC-контура (рис. 6, а) близка к измеренной фазе комплексного сопротивления дросселя. Таким образом, зная параметры схемы замещения 2-го порядка (рис. 6, а), можно определить параметры схемы замещения 3-го порядка (рис. 6, б) с небольшой последующей коррекцией. Но, как было сказано выше, для корректного определения резонансной частоты фаза комплексного сопротивления схемы замещения 2-го порядка (рис. 6, а) должна быть близка измеренной фазе комплексного сопротивления дросселя.

Определим частоту f_C (рис. 8), начиная с которой необходимо учитывать влияние изменения магнитных свойств материала сердечника. Для этого, по аналогии с определением f_W , воспользуемся фазой комплексного сопротивления дросселя, т. е. $\arg(Z(j\omega_C)) < 89^\circ$ или из (7) получаем

$$\arctg \frac{2\alpha \omega (\omega_{02}^2 - \omega_C^2)}{\omega_{02}^2 (\omega_{01}^2 - \omega_C^2)} - \arctg \frac{2\alpha_1 \omega_C}{\omega_1^2 - \omega_C^2} > 1^\circ. \quad (9)$$

Так как угол маленький, то неравенство (9) можно упростить:

$$\frac{2\alpha \omega_C (\omega_{02}^2 - \omega_C^2)}{\omega_{02}^2 (\omega_{01}^2 - \omega_C^2)} - \frac{2\alpha_1 \omega_C}{\omega_1^2 - \omega_C^2} > \frac{\pi}{180}. \quad (10)$$

Мы ищем частоту ω_C , которая значительно меньше частот ω_{01} , ω_{02} , ω_1 (рис. 8), поэтому неравенство (10) можно упростить:

$$\frac{2\alpha \omega_C \omega_1^2 - 2\alpha_1 \omega_C \omega_{01}^2}{\omega_1^2 \omega_{01}^2} > \frac{\pi}{180}. \quad (11)$$

Решая (11), и заменяя ω_{01} , ω_{02} , ω_1 на выражения (8), определяем частоту f_C , с которой начинается влияние изменения магнитных свойств материала сердечника на комплексное сопротивление дросселя:

$$f > f_C, \quad \text{где } f_C = \frac{R_{C0}}{360L}. \quad (12)$$

Из измеренной частотной характеристики комплексного сопротивления дросселя (рис. 8), намотанного на сердечнике N87 двумя витками, получаем следующие параметры схемы замещения дросселя (рис. 6, б), учитывающего влияние изменения магнитных свойств материала сердечника: $L = 9,05$ мкГн, $C_{C1} = 1,4$ нФ, $C_{C2} = 0,2$ нФ, $R_{C1} = 93$ Ом, $R_{C2} = 70$ Ом, $R_{C0} = 1,1$ кОм. Используя (12), получаем граничную частоту f_C равную 338 кГц, начиная с которой необходимо учитывать влияние изменения комплексной магнитной проницаемости материала сердечника (рис. 8), что также хорошо видно на графике вещественной части комплексной магнитной проницаемости материала сердечника – когда $\mu'(j\omega)$ перестает быть константой и начинает расти (рис. 9).

Таким образом, для определения границы влияния комплексной магнитной проницаемости материала сердечника необходимо знать частотные зависимости $\mu'(j\omega)$ и $\mu''(j\omega)$ во всей области частот (от 0 до 500 МГц). Так как производитель не дает все характеристики во всей области частот (рис. 5), то для дальнейшего рассмотрения комплексной

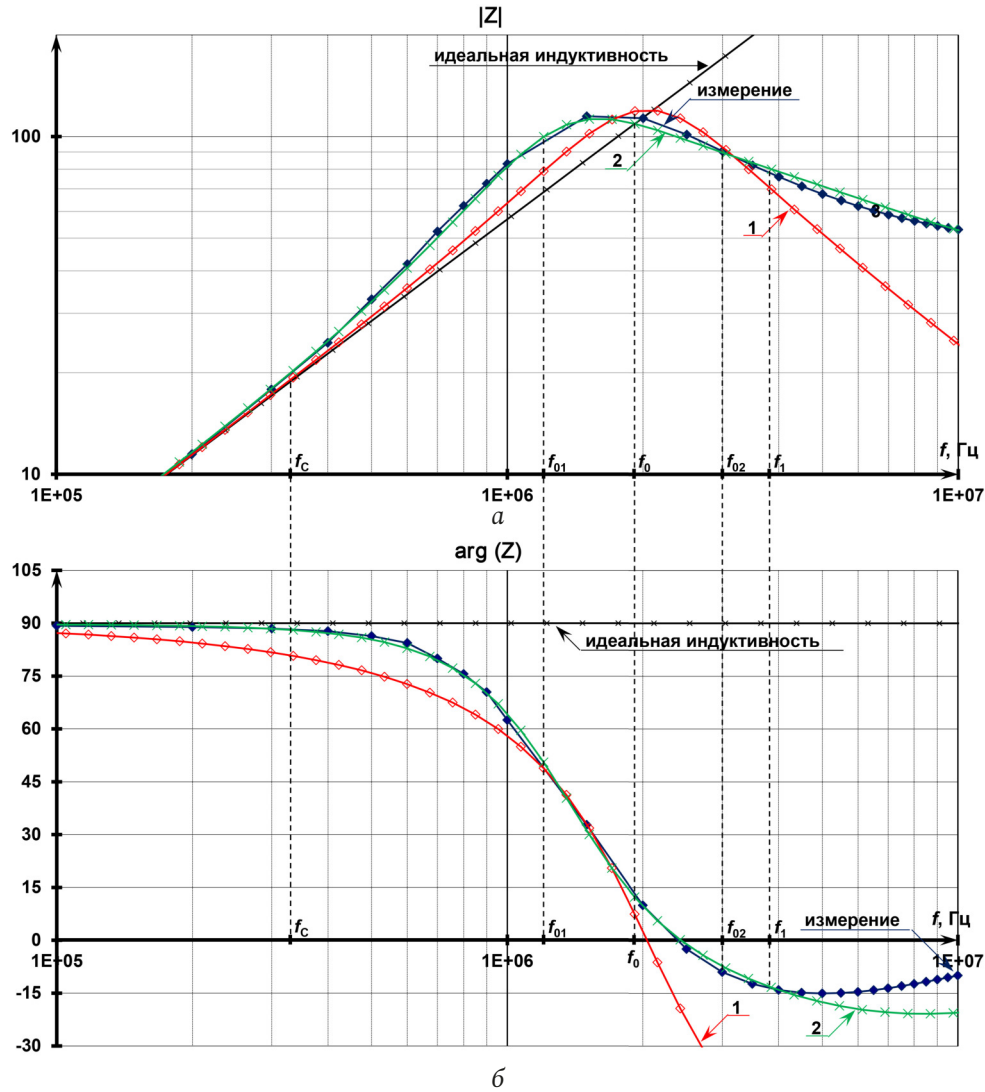


Рис. 8. Модуль (а) и фазы (б) комплексного сопротивления дросселя: измеренное значение в сравнении с различными схемами замещения: 1 – рис. 6, а; 2 – рис. 6, б
 Fig. 8. Module (a) and phase (b) of the inductor's complex resistance: measured value in comparison with various equivalent circuits: 1 – Fig. 6, a; 2 – Fig. 6, b

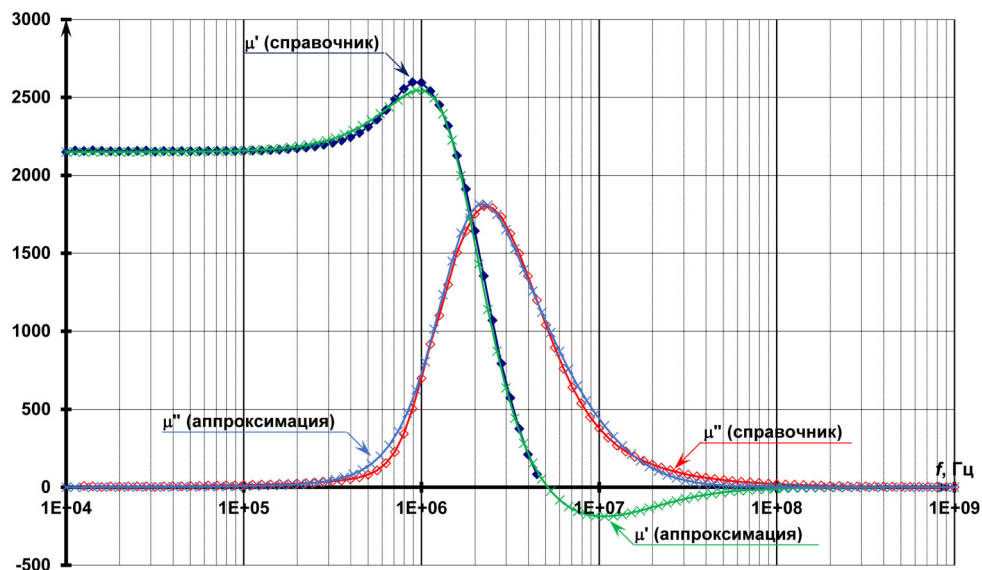


Рис. 9. μ' и μ'' для сердечника N87 (из справочника и аппроксимированая)
 Fig. 9. μ' and μ'' for core N87 (from the reference book and approximated)

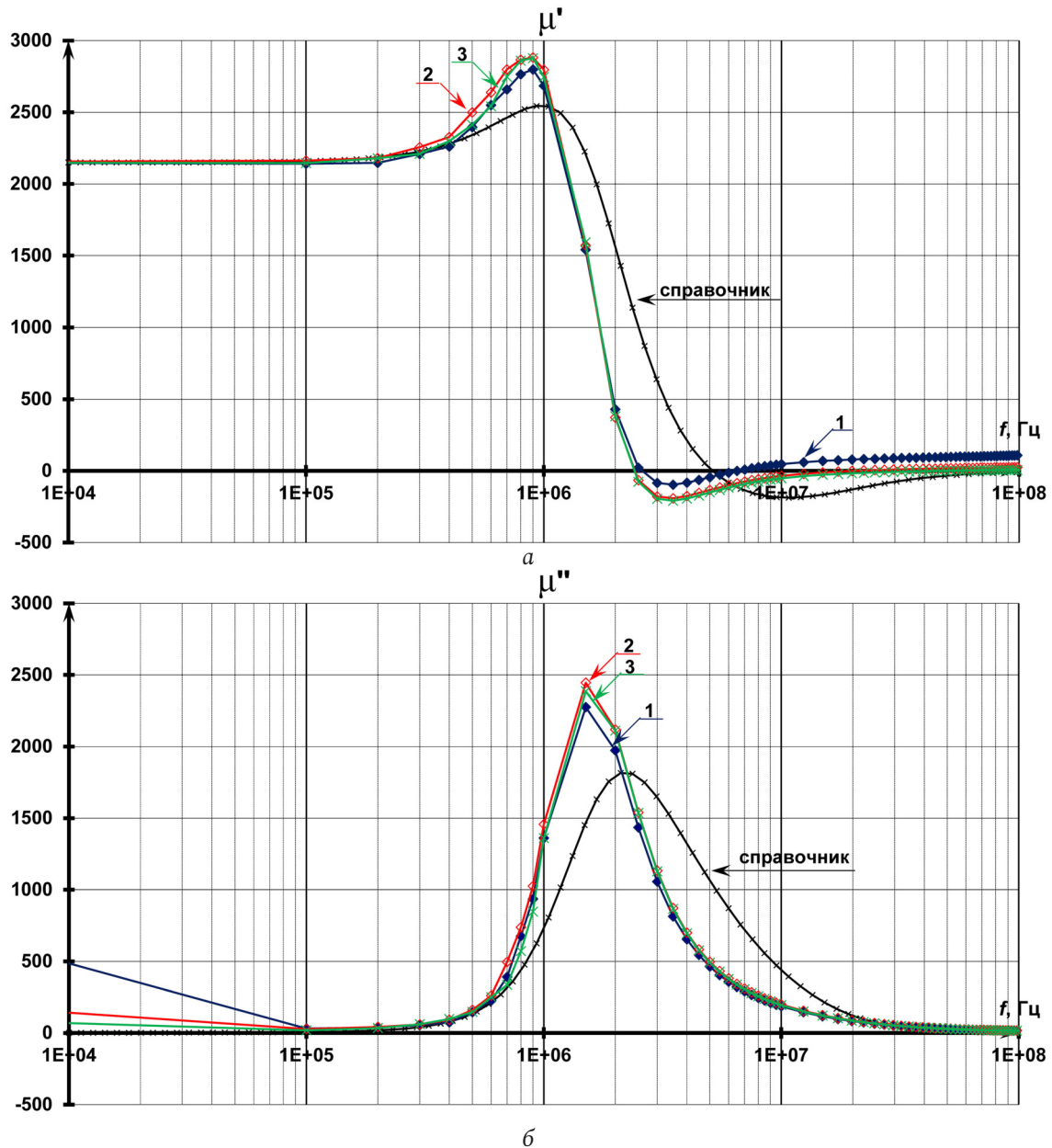


Рис. 10. μ' (а) и μ'' (б) сердечника N87: из справочника и рассчитанные из комплексных сопротивлений дросселей с различным количеством витков n : 1, 2, 3

Fig. 10. μ' (a) and μ'' (b) of the core N87: from the reference book and calculated from the complex resistances of chokes with a different number of turns n : 1, 2, 3

магнитной проницаемости сердечника она была аппроксимирована характеристикой в диапазоне частот от 10 кГц до 1 ГГц (рис. 9). Аппроксимация производилась следующим образом: была подобрана цепь, в которой пересчитанная из комплексного сопротивления вещественная магнитная проницаемость до 4 МГц совпадала с вещественной магнитной проницаемостью из справочника, а пересчитанная из комплексного сопротивления мнимая магнитная проницаемость до 1 ГГц совпадала с мнимой магнитной проницаемостью из справочника. Как видно из рис. 9, характеристика, данная производителем, и аппроксимированная

характеристика получились достаточно близкими, что позволяет использовать аппроксимирующую характеристику в качестве справочной.

На рис. 10 приведены частотные зависимости $\mu'(j\omega)$ и $\mu''(j\omega)$ сердечника N87, полученные из справочника, а также рассчитанные из измеренных комплексных сопротивлений дросселей с различным количеством витков. Частотные зависимости $\mu'(j\omega)$ и $\mu''(j\omega)$ для дросселей рассчитывались по формулам

$$\mu'(j\omega) = \frac{|Z_L(j\omega)|}{\omega} K_L \sin(\arg(Z_L(j\omega))), \quad (13)$$

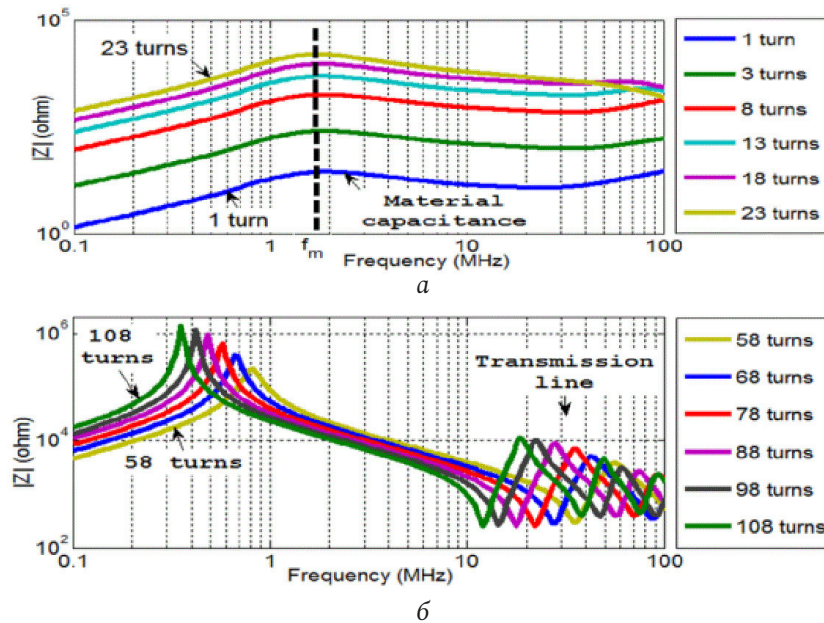


Рис. 11. Модуль комплексного сопротивления дросселя на сердечнике N87 с различным количеством витков (взято из [5]): а – 1–23 витка; б – 58–108 витков
 Fig. 11. Complex resistance module of the choke on the core N87 with a different number of turns (taken from [5]): a – 1–23 turns; b – 58–108 turns

$$\mu''(j\omega) = \frac{|Z_L(j\omega)|}{\omega} K_L \cos(\arg(Z_L(j\omega))), \quad (14)$$

где $K_L = 1/\mu_0 n^2 K_\Phi$.

Из рис. 11 видно, что пересчитанные по формулам (13), (14) частотные характеристики $\mu'(j\omega)$ и $\mu''(j\omega)$ для дросселей с разным количеством витков практически близки друг другу, что позволяет сделать вывод о том, что по частотной характеристике комплексной магнитной проницаемости сердечника можно построить схему замещения дросселя на этом сердечнике с различным количеством витков. На частоте 10 кГц $\mu''(j\omega)$ для каждого дросселя отличаются, т. к. на этой частоте нет измерений комплексного сопротивления дросселей (рис. 1), а на частоте 1 кГц на сопротивление дросселя оказывает влияние сопротивление провода. Из рис. 10 также видно, что частотные характеристики $\mu'(j\omega)$ и $\mu''(j\omega)$, полученные из справочника, и частотные характеристики $\mu'(j\omega)$ и $\mu''(j\omega)$, рассчитанные из измеренных характеристик сопротивления дросселя, различаются. Это говорит о том, что магнитная проницаемость материала может иметь разброс по сравнению со справочной, и для определения магнитной проницаемости конкретного материала требуются измерения этого материала. Только в этом случае можно из данных сердечника получить схему замещения дросселя. Аналогичные выводы были сделаны в [5].

Таким образом, зная измеренные частотные характеристики $\mu'(j\omega)$ и $\mu''(j\omega)$ материала реального

сердечника, можно определить схему замещения дросселя с конкретным количеством витков. К сожалению, у авторов данной статьи нет измерений комплексной магнитной проницаемости конкретных сердечников дросселей. Поэтому все расчеты проводились исходя из измеренных сопротивлений дросселей. Но даже из данных, полученных из измеренных сопротивлений (рис. 10), можно сделать предварительное заключение, что f_{01} в схеме замещения близка к частоте, на которой $\mu' = \mu''$, а частоты f_{02} и f_1 определяются из минимума μ' (когда μ' отрицательна). Более конкретная методика, как например в [5], определения комплексного сопротивления дросселя с использованием частотных характеристик комплексной магнитной проницаемости сердечника авторами будет рассмотрена в дальнейшем.

В [5] было показано, что резонансная частота сопротивления дросселя, определяемая материалом сердечником, вне зависимости от количества витков (индуктивности дросселя) остается постоянной (рис. 11, а). И только после определенного количества витков (больше 23) резонансная частота сопротивления дросселя начинает перемещаться в низкочастотную область (рис. 11, б), т. е. при большом количестве витков начинает сказываться межвитковая емкость. В этом случае в схеме замещения дросселя необходимо учесть эту емкость. Так как в данной работе измерялись дроссели с малым количеством витков (от 1-го до 3-х) специ-

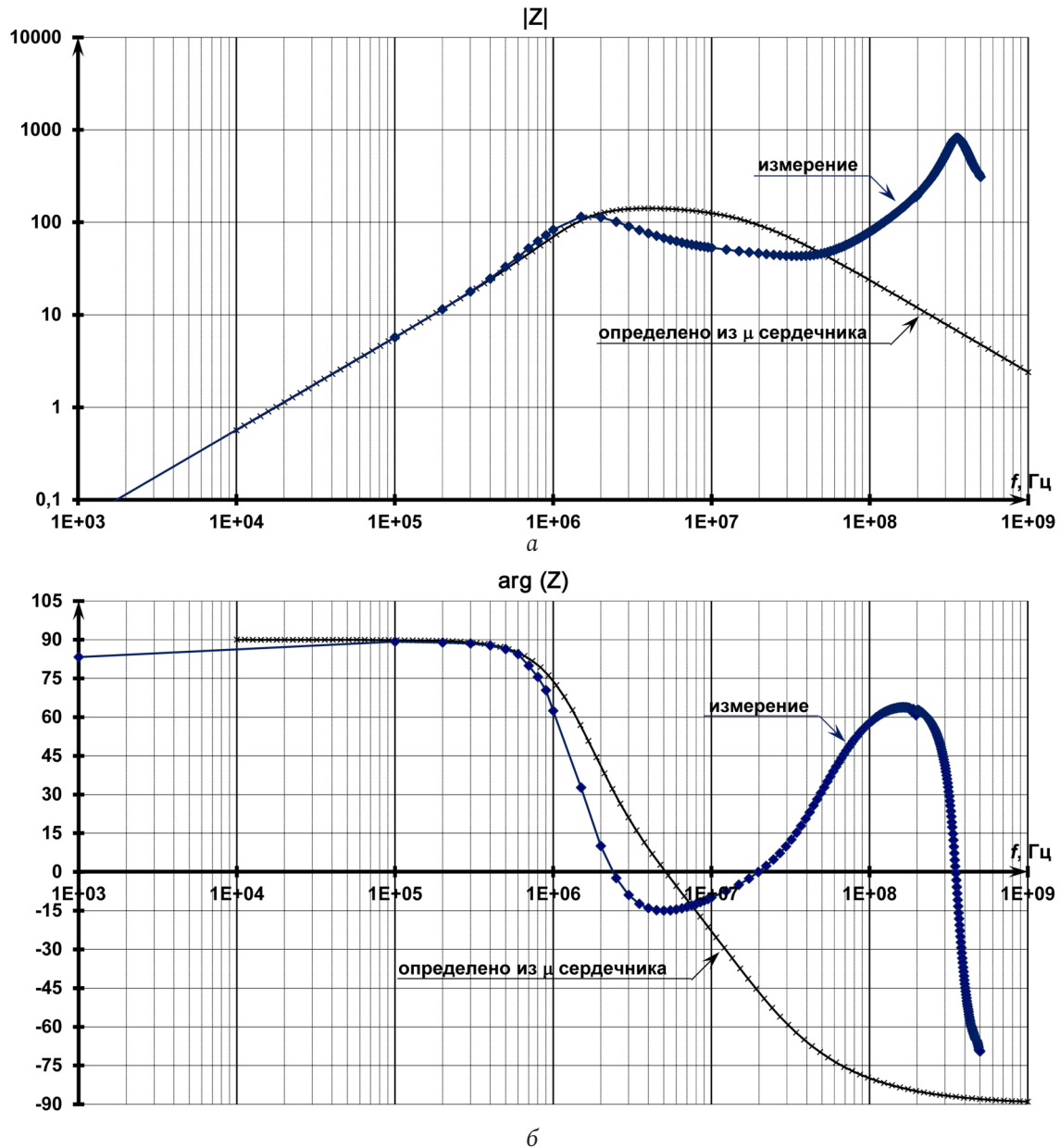


Рис. 12. Модуль (а) и фазы (б) комплексного сопротивления дросселя: измеренное значение в сравнении с рассчитанным по $\mu(j\omega)$ сердечника (рис. 9)

Fig. 12. Module (a) and phase (b) of the complex resistance of the inductor: the measured value in comparison with the calculated value $\mu(j\omega)$ for the core (Fig. 9)

ально, чтобы данный эффект не проявлялся, то в данной схеме замещения дросселя межвитковая емкость отсутствует.

Для определения границы влияния комплексной магнитной проницаемости сердечника на комплексное сопротивление дросселя вычислим комплексное сопротивление дросселя из $\mu'(j\omega)$ и $\mu''(j\omega)$ сердечника, преобразуя формулы (13) и (14), т. е.

$$|Z_L(j\omega)| = \frac{\omega}{K_L} \sqrt{(\mu'(j\omega))^2 + (\mu''(j\omega))^2}, \quad (15)$$

$$\arg(Z_L(j\omega)) = 90^\circ - \arctg\left(\frac{\mu''(j\omega)}{\mu'(j\omega)}\right), \quad (16)$$

и сравним с измеренными частотными характеристиками сопротивления дросселя (рис. 12).

Из рис. 12 по характеру изменения модуля и фазы комплексного сопротивления дросселя видно, что при учете только сердечника фаза комплексного сопротивления дросселя меняется от 90° до -90° , т. е. дроссель сначала имеет индуктивный характер, а потом приобретает емкостной характер. В случае измерения комплексного сопротивления реального дросселя его фаза падает от 90° до -15° , а потом начинает расти до 65° (рис. 12). Это может означать, что дальнейшее изменение характера модуля и фазы комплексного сопротив-

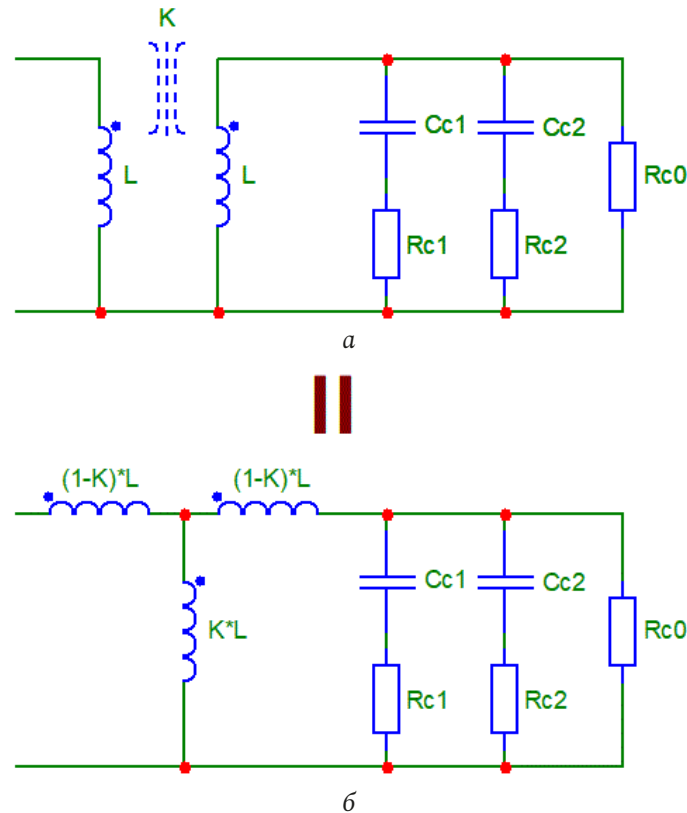


Рис. 13. Схема замещения дросселя для участка 4
 Fig. 13. Equivalent circuit of the choke for section 4

ления дросселя после 4 МГц уже не определяется комплексной магнитной проницаемостью сердечника, поскольку комплексное сопротивление, посчитанное по $\mu'(j\omega)$ и $\mu''(j\omega)$ показывают емкостный характер (рис. 12).

Взаимодействие магнитных полей сердечника и провода дросселя (участок 4 на рис. 3). Поднятие модуля и фазы комплексного сопротивления дросселя чаще всего связывают с эффектом длинной линии [5]. Рассмотрим более строго можно ли это объяснить длинной линией. В общем случае длина волны электромагнитного колебания λ равна

$$\lambda = \frac{C}{f} = \frac{C_0}{\sqrt{\epsilon\mu}f}, \quad (17)$$

где $C_0 = 1/\sqrt{\epsilon_0\mu_0} \approx 3 \cdot 10^8$ м / с – скорость света в вакууме; ϵ и μ – диэлектрическая и магнитная проницаемости материала.

Данный эффект начинает проявляться при частоте порядка 5 МГц (рис. 12), а для исследуемого материала (феррит N87) комплексная магнитная проницаемость на частоте 5,5 МГц равна $\dot{\mu} = -115 + j430$ (рис. 10), тогда модуль комплексной магнитной проницаемости материала на этой частоте равен $|\dot{\mu}| = 447$. Тогда получаем длину вол-

ны $\lambda = 3 \cdot 10^8 / 21 / 5,5 \cdot 10^6 = 2,6$ м, что значительно больше длины провода (порядка 10–20 см). Данное предположение об эффекте длинной линии авторами статьи [5] было сделано потому, что они в своих исследованиях не учитывали фазу комплексного сопротивления, а учитывали только модуль комплексного сопротивления, по которому виден подъем (при малом количестве витков) на частотах выше 50–100 МГц (в зависимости от количества витков – рис. 11, б). Кроме того, заметный ВЧ резонанс они наблюдали лишь при большом количестве витков (рис. 11, б), т. к. не смотрели частоты выше 100 МГц (рис. 12). Так как данный эффект в статье [5] был обнаружен при большом количестве витков (больше 50) на частотах выше 10 МГц, то рассмотрим также и его. На частоте 10 МГц получаем $|\dot{\mu}| = 14$ и длину волны $\lambda = 2,1$ м. При 100 витках получаем длину провода 2,5 м [5], что соизмеримо с длиной волны. В этом случае (при большом количестве витков) как раз очень хорошо видно проявление эффекта длинных линий (рис. 11, б): ярко выраженные минимумы и максимумы, повторяющиеся с четкой периодичностью, чего не наблюдается при малом количестве витков (рис. 1).

Таким образом объяснение подъема модуля и фазы комплексного сопротивления дросселя с

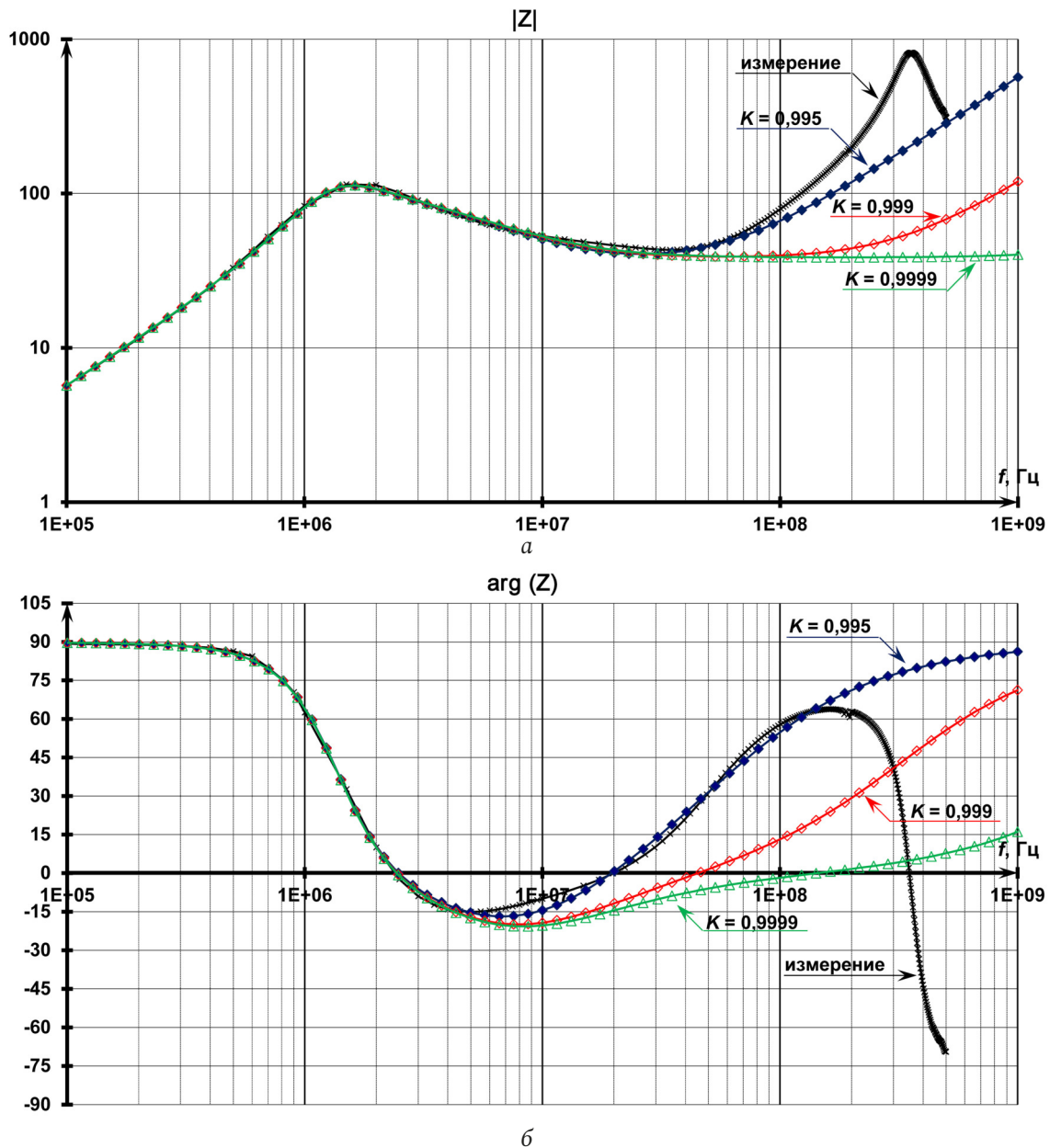


Рис. 14. Модуль (а) и фазы (б) комплексного сопротивления дросселя: измеренное значение в сравнении с различным коэффициентом связи (рис. 13)

Fig. 14. Module (a) and phase (b) of the complex resistance of the inductor: measured value in comparison with different coupling coefficient (Fig. 13)

малым количеством витков с помощью длинной линии с физической точки зрения некорректно. Оно может использоваться лишь для дросселя с большим количеством витков.

Для того, чтобы понять с физической точки зрения в чем причина поднятия модуля и фазы комплексного сопротивления дросселя, надо представить, что же из себя представляет дроссель. Дроссель – это провод, намотанный на сердечник. Провод, при протекании через него электрического тока, будет иметь магнитное поле, усиленное сердечником. Кроме того, сам сердечник будет иметь магнитное поле. Провод и сердечник – это

два отдельных элемента, хоть и находящиеся вблизи друг от друга. То есть мы имеем магнитное поле, создаваемое проводом, и магнитное поле, создаваемое сердечником, которые взаимодействуют друг с другом. А это есть ни что иное, как воздушный трансформатор (две магнитно-связанные индуктивности), в котором магнитное поле, создаваемое первичной обмоткой (проводом дросселя), взаимодействует с магнитным полем, создаваемым вторичной обмоткой (сердечник дросселя). Была предложена схема замещения на основе воздушного трансформатора (рис. 13, а), которая и позволила учесть влияние магнитных полей про-

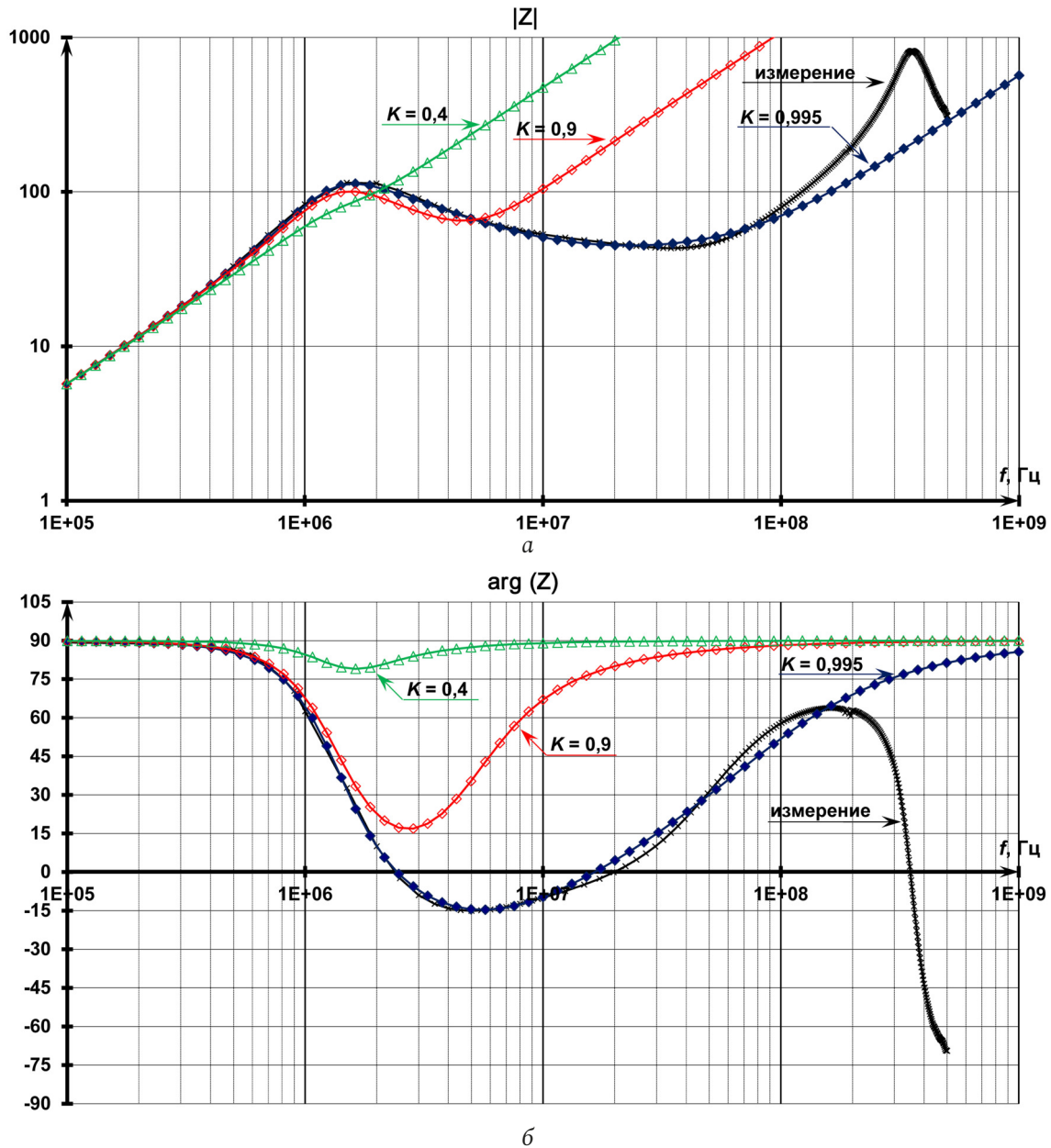


Рис. 15. Модуль (а) и фазы (б) комплексного сопротивления дросселя: измеренное значение в сравнении с различным коэффициентом связи (рис. 13)
 Fig. 15. Module (a) and phase (b) of the complex resistance of the inductor: measured value in comparison with different coupling coefficient (Fig. 13)

вода и сердечника. На рис. 13, б приведена схема замещения дросселя Т-образной схемой замещения трансформатора.

Уменьшение коэффициента связи в схеме замещения дросселя (рис. 13, а) или увеличение индуктивности рассеивания в Т-образной схеме замещения трансформатора в схеме замещения дросселя (рис. 13, б) позволяет переместить частоту, с которой начинается подъем модуля и фазы комплексного сопротивления дросселя, с высокой частоты на более низкую (рис. 14). Таким образом, изменяя коэффициент связи K , можно приблизить сопротивление схемы замещения к измеренному

сопротивлению дросселя на участке 4 (для рассматриваемого случая $K = 0,995$ – рис. 14). Но приближение частоты, на которой возникает минимум фазы сопротивления дросселя (рис. 14, б), к частоте f_1 (рис. 8, б) искажает частотные характеристики сопротивления дросселя (рис. 14). Поэтому для приближения частотных характеристик сопротивления схемы замещения и измеренных частотных характеристик сопротивления дросселя требуется корректировка C_{C1} , C_{C2} , R_{C1} , R_{C2} в схеме замещения. В нашем случае они равны: $C_{C1} = 1,36$ нФ, $C_{C2} = 0,25$ нФ, $R_{C1} = 100$ Ом, $R_{C2} = 83$ Ом. И расхождений в частотных характеристиках сопротив-

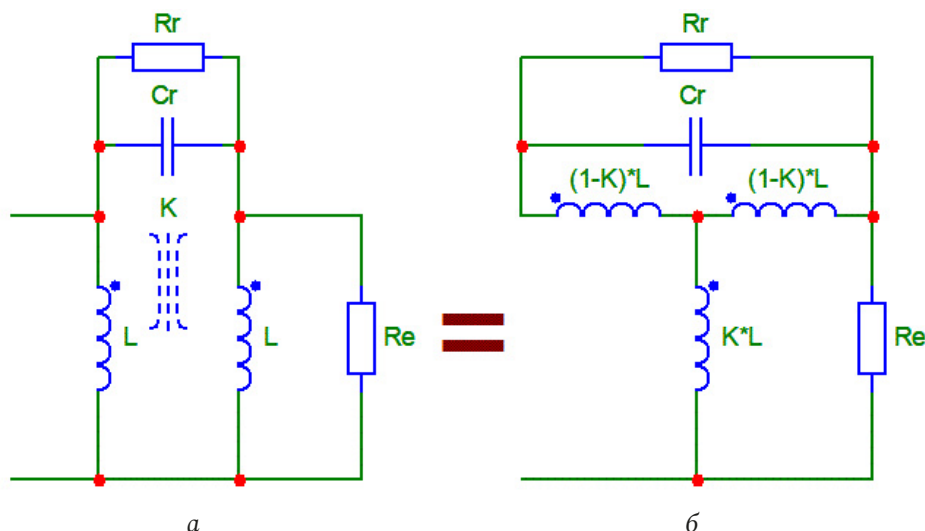


Рис. 16. Схема замещения дросселя для участка 5
Fig. 16. Equivalent circuit of the throttle for section 5

ления схемы замещения и измеренных частотных характеристик сопротивления дросселя уже меньше (рис. 15). Это означает, что провод изменяет магнитное поле, создаваемое сердечником. Для того, чтобы оценить влияние магнитного потока, создаваемого проводом, на магнитный поток, создаваемый сердечником, надо измерить магнитную проницаемость сердечника, найти параметры схемы замещения (рис. 6, б) и сравнить с параметрами схемы замещения, созданной из измерения сопротивления дросселя.

Кроме того, дальнейшее уменьшение коэффициента связи в схеме замещения дросселя позволяет получить характеристику индуктивности в более высокой области частот (рис. 15). В этом случае упадет общая индуктивность из-за уменьшения коэффициента связи, но ее можно будет поднять дополнительными витками.

Как видно из рис. 14, 15 граница между участками 3 и 4 (рис. 3) может быть достаточно расплывчатой и, скорее всего, определяется лишь тем, каким образом намотан дроссель.

Все сказанное выше является лишь пока математической моделью, и для подтверждения данной математической модели реальным физическим явлением, происходящим в дросселе, требуются дополнительные измерения и исследования.

Проходная емкость в системе взаимодействия магнитных полей сердечника и провода дросселя (участок 5 на рис. 3). При изменении переменного магнитного поля первичной обмотки (провод) по сравнению с переменным магнитным полем вторичной обмотки (сердечник) возникает переменное электрическое поле, т. е.

появляется проходная емкость C_R воздушного трансформатора (рис. 16), описывающего взаимодействие провода с сердечником. Эта емкость и определяет высокочастотный резонанс (в районе 300–400 МГц – рис. 17) комплексного сопротивления дросселя. Так как частота этого резонанса на 2 порядка больше центральной частоты f_0 , определяемой материалом сердечника, то сопротивление конденсаторов C_{C1} и C_{C2} на частоте резонанса значительно меньше сопротивлений R_{C1} и R_{C2} (рис.13), и сердечник заменяется сопротивлением R_E (рис. 16), равным параллельному соединению сопротивлений R_{C1} , R_{C2} , R_{C0} (для данного случая оно равно 43,6 Ом).

Кроме того, добротность этого резонанса определяется сопротивлением резистора R_R , включенным параллельно этой емкости (рис. 16), который возникает в схеме замещения из-за конечности проводимости емкости C_R . В этом случае комплексное сопротивление схемы замещения (рис. 16) будет определяться формулой (7), но параметры f_{01} , f_{02} , f_1 , α и α_1 в выражении (7) будут определяться по-другому. Так как нас интересует максимум модуля, то он определяется частотой f_1 и равняется

$$f_{Cr} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_R(1-K^2)}}. \quad (18)$$

Для рассматриваемого дросселя эта частота равна 357 МГц, а проходная емкость трансформатора C_R вычисляется из (18) и равняется 2,2 пФ. Сопротивление утечки R_R , определяющее добротность этого резонанса, равно 800 Ом (определяется на резонансной частоте).

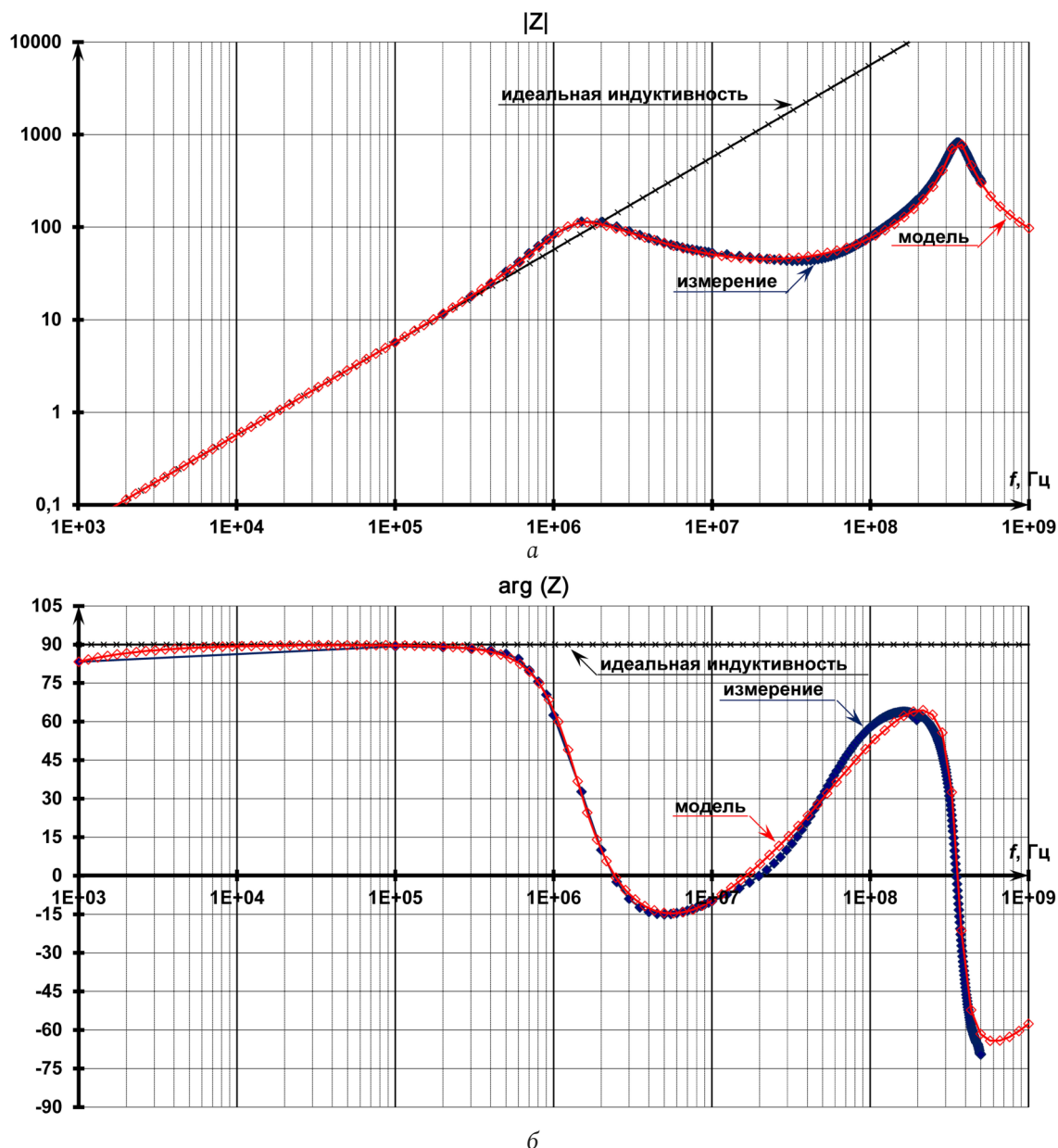


Рис. 17. Модуль (а) и фазы (б) комплексного сопротивления дросселя: измеренное значение в сравнении с рассчитанным по схеме замещения (рис. 16)

Fig. 17. Module (a) and phase (b) of the complex resistance of the inductor: the measured value in comparison with that calculated according to the equivalent circuit (Fig. 16)

Наличие данного участка на частотных характеристиках сопротивления дросселя еще раз указывает на корректность использования трансформатора в схеме замещения дросселя. Похожие частотные характеристики (рис. 18) были получены в [14], в которой авторы измеряли сопротивление первичной обмотки трансформатора при ненагруженной вторичной обмотки, что еще раз подтверждает корректность использования трансформатора в схеме замещения дросселя.

Данный эффект (проявление резонанса) начинает проявляться на частотах выше 100 МГц (рис. 14, 17). На частоте 100 МГц комплексная

магнитная проницаемость сердечника равна $\mu = 25,5 + j16$ (рис. 10), а модуль комплексной магнитной проницаемости материала на этой частоте равен $|\mu| = 30,1$. Тогда получаем длину электромагнитной волны $\lambda = 3 \times 10^8 / 5,5 / 10^8 = 0,55$ м, что в 4 раза больше длины провода (10–20 см). Таким образом в длину провода укладывается четверть волны электромагнитного колебания, и начинается проявляться эффект длинной линии, т. е. провод, начиная с 100 МГц, представляет уже короткозамкнутую длинную линию, и резонанс на частоте f_{Cr} – это первый резонанс входного сопротивления длинной линии.

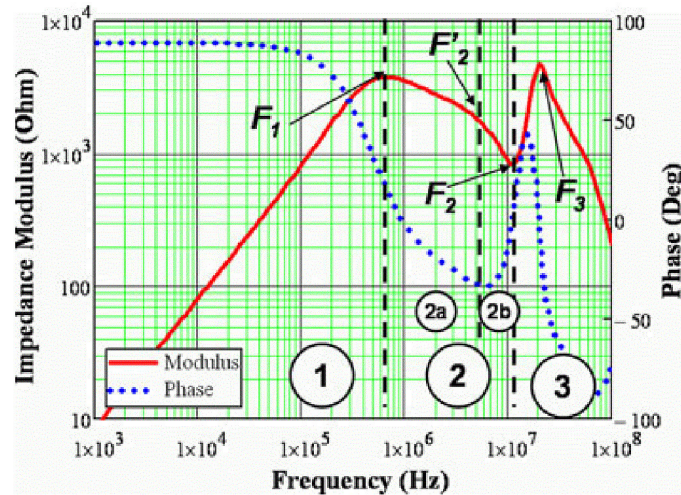


Рис. 18. Измеренные частотные характеристики модуля и фазы комплексного сопротивления первичной обмотки трансформатора, работающего на холостой ход (взято из [14])

Fig. 18. Measured frequency characteristics of the module and the phase of the complex resistance of the primary winding of the transformer operating at idle (taken from [14])

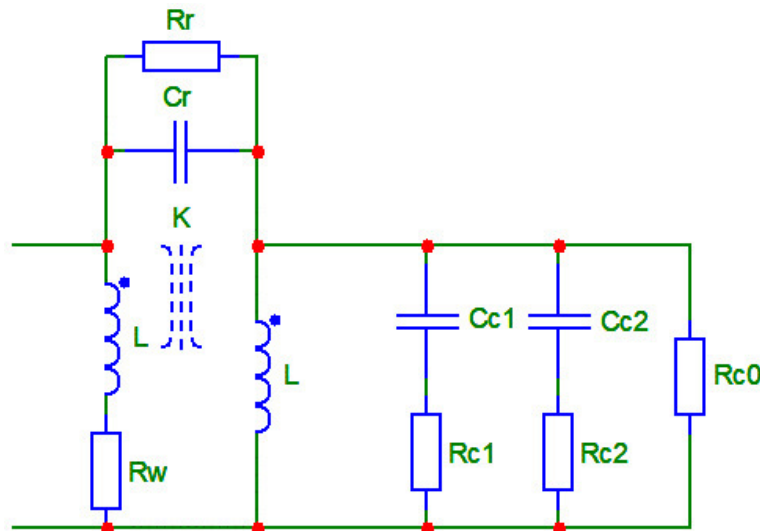


Рис. 19. Схема замещения дросселя
Fig. 19. Throttle equivalent circuit

Схема замещения

Таким образом была получена схема замещения дросселя (рис. 19), работающего в широкой области частот. Последний характерный участок на частотных характеристиках (участок 6 на рис. 3) в данной работе не рассмотрен, т. к. неизвестно как будет себя вести сопротивление дросселя: станет оно полностью емкостным или будут еще всплески частотных характеристик сопротивления или то и другое. Различные измеренные сопротивления дросселя при разных количествах витков (рис. 1, 2 и 11, б) и расчет длины волны электромагнитного колебания указывают на последний вариант (проявляется эффект длинной линии). Но, чтобы быть полностью в этом уверенным необходимо произвести измерения модуля и фазы сопро-

тивления дросселя до единиц, а то и десятков ГГц. Поэтому в данной работе была составлена схема замещения, имеющая 5 характерных участков на частотных характеристиках комплексного сопротивления дросселя. В таблице приведены параметры этой схемы замещения для измеренных дросселей (рис. 1, 2).

Заключение

В работе предложена электрическая структурно-параметрическая схема замещения дросселя (рис. 19), частотные характеристики которой близки с измеренными частотными характеристиками сопротивления дросселя в широкой полосе частот (от 0 до 500 МГц). Это позволяет использовать данную схему замещения дросселя для корректного

Таблица
 Table

	N87, кол-во витков:			Т38, кол-во витков:		
	1	2	3	1	2	3
L , мкГн	2,41	9,05	20,31	15,724	63,0	143,8
C_{C1} , нФ	2,5	1,36	0,62	14,0	0,5	0,2
C_{C2} , нФ	2,5	0,25	0,078	2,0	22,0	0,7
C_R , пФ	2,1	2,2	3,2	1,7	2,2	2,7
K	0,977	0,995	0,998	0,994	0,999	0,995
R_{C0} , Ом	120	1100	2000	40	1300	250
R_{C1} , Ом	60	100	205	40	90	185
R_{C2} , Ом	19	83	162	25	85	550
R_R , Ом	3000	800	320	3700	800	340
R_W , МОм	6,61	6,72	6,99	7	9,6	20

проектирования высокочастотных фильтров радиопомех.

Показана не состоятельность использования длинной линии в схеме замещения дросселя с малым количеством витков обмотки дросселя, предложенная в [5]. Была показана целесообразность использования вместо длинной линии в схеме замещения индуктивно связанные катушки. Это позволило корректно обосновать частотные характеристики сопротивления дросселя.

Показано, что для построения схемы замещения (структуры и параметров) измерения только модуля сопротивления дросселя недостаточно, необходимо измерять также фазу комплексного сопротивления дросселя. Так как только фаза комплексного сопротивления дросселя позволяет сказать какой характер сопротивления (индуктив-

ный, емкостной или резистивный) преобладает в конкретной области частот, т. е. только фаза показывает что оказывает наибольшее влияние: магнитное поле, электрическое поле или активные потери. Кроме того, фаза комплексного сопротивления показывает корректность выбора эквивалентной схемы замещения.

Благодарности

Авторы выражают благодарность сотрудникам НТЦ СЗЛ (г. Санкт-Петербург) за предоставленные измерения дросселей, студентке Ларионовой А.К. за помощь в проведении расчетов на компьютере, начальнику БМА ПАО «Мстатор» (г. Боровичи) Фоченкову Э.А. за высказанные замечания в процессе подготовки статьи.

Список литературы

1. Синтез эквивалентных частотных схем замещения дросселя / В.Ф. Дмитриков [и др.] // Практическая силовая электроника. 2017. Вып. 66, № 2. С. 5–11.
2. Synthesis of equivalent circuits for chokes and capacitors in a wide range of frequencies taking into account dynamic processes in dielectric and magnetic materials / V.F. Dmitrikov [et al.] // 2019 20th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM). 2019. P. 532–540. DOI: <https://doi.org/10.1109/EDM.2019.8823489>
3. 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. DOI: <https://doi.org/10.22184/1993-8578.2020.13.4s.372.373>
4. Разработка высокочастотных электрических схем замещения конденсаторов и дросселей с учетом частотных свойств диэлектрической и магнитной проницаемости диэлектриков и магнетиков / В.Ф. Дмитриков [и др.] // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2020. Т. 23, № 2. С. 55–69. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2020.23.2.55-69>
5. Cuellar C., Idir N., Benabou A. High frequency behavioral ring core inductor model // IEEE Transactions on Power Electronics. 2016. Vol. 31, no. 5. P. 3763–3772. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2460374>
6. Разевиг В.Д. Система сквозного проектирования электронных устройств DesignLab 8.0. М.: Солон-Р, 2000. 698 с.
7. Разевиг В.Д. Схемотехническое моделирование с помощью Micro-Cap 7. М.: Горячая линия – Телеком, 2003. 368 с.
8. Немцов М.В., Шамаев Ю.М. Справочник по расчету параметров катушек индуктивности. М.: Энергоиздат, 1981. 136 с.
9. Аркадьев В.К. Электромагнитные процессы в металлах. М.; Л.: Главная редакция энергетической литературы, 1936. 303 с.
10. Филиппов Б.Н., Жаков С.В. Теории динамических свойств ферромагнитных монокристаллических пластин, обладающих доменной структурой // Физика металлов и металловедение. 1975. Т. 39, № 4. С. 705–717.

11. Brown J. Understanding How Ferrites Can Prevent and Eliminate RF Interference to Audio Systems. URL: <http://k9yc.com/SAC0305Ferrites.pdf>
12. EPCOS Data Book 2013. Ferrites and Accessories // TDK Electronics. URL: <https://www.tdk-electronics.tdk.com/download/519704/069c210d0363d7b4682d9ff22c2ba503/ferrites-and-accessories-db-130501.pdf>
13. Ferrite Magnetic Design Tool // TDK Electronics. URL: <https://www.tdk-electronics.tdk.com/en/180490/design-support/design-tools/ferrite-magnetic-design-tool>
14. Kotny J.-L., Margueron X., Idir N. High-frequency model of the coupled inductors used in EMI filters // IEEE Transactions on Power Electronics. 2012. Vol. 27, no. 6. P. 2805–2812. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2011.2175452>

References

1. Dmitrikov V.F. et al. Synthesis of equivalent frequency circuits for the inductor. *Prakticheskaja silovaja elektronika*, 2017, no. 66, pp.5–11. (In Russ.)
2. Dmitrikov V.F. et al. Synthesis of equivalent circuits for chokes and capacitors in a wide range of frequencies taking into account dynamic processes in dielectric and magnetic materials. *2019 20th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM)*, 2019, pp. 532–540. DOI: <https://doi.org/10.1109/EDM.2019.8823489>
3. Dmitrikov V.F., Isaev V.M., Kunevich A.V. Development of behavioral models of capacitors and chokes, taking into account the frequency properties of the dielectric and magnetic permeability of dielectrics and magnets. *Nanoindustrija*, 2020, vol. 13, no. S4 (99), pp. 372–373. DOI: <https://doi.org/10.22184/1993-8578.2020.13.4s.372.373> (In Russ.)
4. Dmitrikov V.F. et al. Development of high-frequency electrical circuits for replacing capacitors and chokes, taking into account the frequency properties of the dielectric and magnetic permeability of dielectrics and magnets. *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, 2020, vol. 23, no. 2, pp. 55–69. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2020.23.2.55-69> (In Russ.)
5. Cuellar C., Idir N., Benabou A. High frequency behavioral ring core inductor model. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2016, vol.31, no. 5, pp. 3763–3772. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2460374>
6. Razevig V.D. *End-to-End Electronic Design System DesignLab 8.0*. Moscow: Solon-R, 2000, 698 p. (In Russ.)
7. Razevig V.D. *Schematic Simulation with Micro-Cap 7*. Moscow: Gorjachaja linija – Telekom, 2003, 368 p. (In Russ.)
8. Nemtsov M.V., Shamaev Yu.M. *Induction Coil Sizing Handbook*. Moscow: Energoizdat, 1981, 136 p. (In Russ.)
9. Arkad'ev V.K. *Electromagnetic Processes in Metals*. Moscow; Leningrad: Main edition of energetic literature, 1936, 303 p.
10. Filippov B.N., Zhakov S.V. The theory of dynamic properties of single-crystal ferromagnetic plates with a domain structure. *Fizika metallov i metallovedenie*, 1975, vol. 39, no. 4, pp. 705–717. (In Russ.)
11. Brown J. Understanding How Ferrites Can Prevent and Eliminate RF Interference to Audio Systems. URL: <http://k9yc.com/SAC0305Ferrites.pdf>
12. EPCOS Data Book 2013. Ferrites and Accessories. TDK Electronics. URL: <https://www.tdk-electronics.tdk.com/download/519704/069c210d0363d7b4682d9ff22c2ba503/ferrites-and-accessories-db-130501.pdf>
13. Ferrite Magnetic Design Tool. TDK Electronics. URL: <https://www.tdk-electronics.tdk.com/en/180490/design-support/design-tools/ferrite-magnetic-design-tool>
14. Kotny J.-L., Margueron X., Idir N. High-frequency model of the coupled inductors used in EMI filters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012, vol. 27, no. 6, pp. 2805–2812. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2011.2175452>

Physics of Wave Processes and Radio Systems 2021, vol. 24, no. 4, pp. 25–45

DOI 10.18469/1810-3189.2021.24.4.25-45

Received 26 August 2021
 Accepted 27 September 2021

Equivalent circuit of a ferrite-wound inductor in a wide frequency range (0 Hz – 500 MHz)

Vladimir F. Dmitrikov, Dmitry V. Shushpanov

The Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications
 22, bld. 1, Avenue Bolshevikov,
 Saint Petersburg, 193232, Russia

Abstract – Based on the measured impedance of the inductors wound on various ferrite cores and with a different number of turns, an equivalent high frequency (0 Hz - 500 MHz) circuit model was built. The equivalent circuit model was built taking into account the physical processes occurring in the inductor: effect of wire resistance, effect of core material, mutual effect of wire and core material. The attempt explaining why the frequency characteristics (modulus and phase) of the inductor complex impedance have such a character in a wide frequency band (up to 500 MHz) was made. It was shown that for constructing an equivalent circuit model (structure and parameters), measuring only the inductor's resistance modulus is not enough. It is also

necessary to measure the phase of the inductor complex resistance, which is ignored in many works on the synthesis of an e inductor equivalent circuit.

Keywords – inductor; equivalent circuit; ferrite; impedance; complex permeability.

Информация об авторах

Дмитриков Владимир Федорович, 1939 г. р., доктор технических наук, профессор кафедры теории электрических цепей и связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций имени профессора М.А. Бонч-Бруевича, г. Санкт-Петербург, Россия. Заслуженный деятель науки РФ, лауреат премии ОАО «Газпром», академик РАЭН, член-корр. АЭН, член-корр. МАН ВШ. Окончил в 1967 г. Ленинградский политехнический институт им. М.И. Калинина, радиофизический факультет. Член бюро совета «Научные проблемы систем электропитания» при отделении РАН «Электрофизика, энергетика, электротехника». Автор более 300 научных работ и изобретений, в том числе 6 учебников, 4 учебных пособий, 6 монографий и более 30 авторских свидетельств.

Область научных интересов: высокоэффективные ключевые режимы генерирования и усиления электрических колебаний и информационных сигналов, теория линейных и нелинейных электрических цепей, радиосвязь, радионавигация, преобразовательная техника.

E-mail: dmitrikov_vf@mail.ru

Шушпанов Дмитрий Викторович, 1980 г. р., кандидат технических наук, доцент кафедры теории электрических цепей и связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций имени профессора М.А. Бонч-Бруевича, г. Санкт-Петербург, Россия. Окончил в 2002 г. Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций имени профессора М.А. Бонч-Бруевича, факультет многоканальных телекоммуникационных систем. В 2005 г. окончил аспирантуру при Санкт-Петербургском государственном университете телекоммуникаций имени профессора М.А. Бонч-Бруевича. Автор более 110 научных работ, в том числе 1 монографии.

Область научных интересов: энергетически высокоэффективные ключевые режимы генерирования и усиления электрических колебаний и информационных сигналов, теория линейных и нелинейных электрических цепей, устройства преобразовательной техники.

E-mail: dimasf@inbox.ru

Information about the Authors

Vladimir F. Dmitrikov, born in 1939, Doctor of Technical Sciences, professor of the Department of Theory of Electrical Circuits and Communication, the Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications, Saint Petersburg, Russia. Honored Scientist of the Russian Federation, Laureate of the Gazprom Prize, Academician of the Russian Academy of Natural Sciences, Corresponding Member AEN, corresponding member MAN VSH. Graduated in 1967 from the Leningrad Polytechnic Institute. M.I.Kalinin, Faculty of Radiophysics. Member of the Bureau of the Council «Scientific Problems of Power Supply Systems» at the Department of the Russian Academy of Sciences «Electrophysics, Power Engineering, Electrical Engineering». Author of over 300 scientific works and inventions, including 6 textbooks, 4 study guides, 6 monographs and more than 30 copyright certificates.

Research interests: highly efficient key modes of generation and amplification of electrical oscillations and information signals, theory of linear and nonlinear electrical circuits, radio communication, radio navigation, conversion technology.

E-mail: dmitrikov_vf@mail.ru

Dmitry V. Shushpanov, born in 1980, Candidate of Technical Sciences, associate professor of the Department of Theory of Electrical Circuits and Communication, the Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications, Saint Petersburg, Russia. Graduated in 2002 from the Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications, faculty of multichannel telecommunication systems. In 2005 he completed his postgraduate studies at the Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications. Author of over 110 scientific works, including 1 monograph.

Research interests: energetically highly efficient key modes of generation and amplification of electrical oscillations and information signals, the theory of linear and nonlinear electrical circuits, devices of conversion technology.

E-mail: dimasf@inbox.ru