

Проектирование фильтров подавления электромагнитных помех (ЭМП) – является одной из важнейших задач в процессе проектирования силовой электроники. Особенно это относится к мощным преобразователям, которые по своей природе, без дополнительной фильтрации не могут соответствовать нормам по электромагнитной совместимости (ЭМС). Разработка такого фильтра может занять много времени и требует разработки прототипов и испытаний. В предлагаемой статье представлен новый метод моделирования фильтров электромагнитных помех с использованием электромагнитного симулятора из пакета программ CST® STUDIO SUITE®. Статья предлагается в сокращенном авторском переводе публикации [1], а полная русскоязычная версия статьи представлена в [2].

Модельно-ориентированная разработка фильтров подавления ЭМП

для преобразователей большой мощности

Владимир Рентюк, г. Запорожье

На первый взгляд тут все просто – схемотехника фильтров можно так сказать классическая, не хочется считать на калькуляторе – есть соответствующие программы, не хочется возиться с паяльником – есть программы моделирования. Но, не все так просто, как кажется. Во-первых, любая методика устанавливает тот или иной уровень допущений и упрощения. Во-вторых, мы не всегда знаем и не можем прогнозировать поведение системы (фильтр + преобразователь) в целом. В-третьих, даже учитывая все и вся, положительный результат для фильтров, предназначенных для мощных преобразователей с первого раза почему-то не получается, и со второго, кстати, тоже. То есть, мы связаны здесь цепью «проектирование – создание прототипа – испытания – корректировка проекта – проектирование» и так может быть много раз подряд.

В методике, предложенной в [1] на этапе моделирования предлагается использовать комплексный подход, учитывающий не только схемное решение фильтра. Для этого предлагается использовать то что обычно применяемый в области техники высоких и очень высоких частот. В данном примере – программный пакет CST STUDIO SUITE, который предлагается компанией Computer Simulation Technology (CST). Это программное обеспечение использует виртуальное электромагнитное прототипирование фильтров подавления ЭМП на основе метода конечных элементов (МКЭ) – численного метода решения дифференциальных уравнений с частными производными, а также интегральных уравнений, возникающих при решении задач прикладной физики. Такой метод имеет ряд преимуществ по сравнению с обычными проце-



дурами проектирования фильтров электромагнитных помех, поскольку сама процедура проектирования в CST STUDIO SUITE, позволяет проводить комплексный всесторонний анализ интересующих нас фильтров, включая паразитные эффекты, частотную зависимость магнитной проницаемости, взаимные связи между элементами, конкретную компоновку печатных плат и т. д. Именно это при обычных подходах к проектированию фильтра для мощных преобразователей является камнем преткновения, не позволяющим сразу иметь приемлемый базовый вариант. Обычные подходы, используемые при проектировании, проблему в комплексе не решают, а низкочастотные симуляторы не учитывают ни влияния распределенных параметров, ни сложных взаимосвязей компонентов через электромагнитное поле.

Ряд физических факторов, приводящих к неидеальности фильтров в интересующем нас частотном диапазоне, указан в CISPR 17: 2011, в их числе:

- насыщения сердечника дросселя подавления синфазных помех;
- снижение магнитной проницаемости сердечников с ростом частоты;
- паразитные явления в пассивных компонентах фильтра – эквивалентная последовательная индуктивность (equivalent series inductance, далее - ESL) и эквивалентная последовательная емкость (equivalent series capacitance, далее - EPC);
- взаимные связи через электромагнитное поле между компонентами фильтра;
- неоптимальное подключение к земле (общему проводу), связанное с особенностями конструктивного исполнения фильтра.

В пакете CST STUDIO SUITE можно учитывать влияние всех эти паразитных эффектов, за исключением максимальной магнитной индукции насыщения B_{max} , которая должна оцениваться аналитически, как:

$$B_{max} = B_{CM} + B_{DM} \cdot (1)$$

Как можно видеть, B_{max} состоит из двух частей – магнитной индукции, индуцированной синфазным током B_{CM} и магнитной индукции, индуцированной током дифференциального режима B_{DM} .

$$B_{CM} = \frac{L_{CM} I_{CM}}{NA_e} = \frac{\mu_0 \mu_r I_{CM} N}{l}, (2)$$

$$B_{DM} = \frac{L_{DM} I_{DM}}{NA_e} = \frac{\mu_0 I_{DM} N}{l_{eff}}. (3)$$

Где: L_{CM} и L_{DM} – индуктивности обмоток дросселя для синфазного и дифференциального режимов, соответственно; N – количество витков в обмотке; A_e – площадь поперечного сечения сердечника; m_0 – магнитная постоянная; M_r – относительная магнитная проницаемость сердечника; l – длина магнитной силовой линии сердечника; I_{CM} – это синфазный ток, проходящий через синфазный дроссель, а I_{DM} – дифференциальный ток, который может быть аппроксимирован номинальным током фазы.

Что касается l_{eff} , то ее можно найти в соответствии с формулой:

$$l_{eff} = l_c \sqrt{\frac{\theta}{2\pi} + \frac{1}{\pi} \sin \frac{\theta}{2}}. (4)$$

Где: θ – это угол, занятый обмоткой.

Значение B_{max} дросселя фильтра должно быть ниже, чем магнитная индукция насыщения используемого для сердечника дросселя материала B_{sat} . Чтобы получить высокий коэффициент использования сердечника, разность между B_{max} и B_{sat} должна сохраняться в пределах не ниже 30% от значения B_{sat} , то есть:

$$(B_{sat} - B_{max}) \geq 0,3 B_{sat} \cdot (5)$$

Альтернативно, количество витков без насыщения сердечника может быть рассчитано для конкретного дросселя как:

$$N = \frac{B_{sat} l_{eff} I}{\mu_0 \mu_r (3 I_{DM} l + I_{CM} l_{eff})}. (6)$$

При этом в качестве окончательного решения полученное число витков N должно быть округлено до следующего целого числа в меньшую сторону.

Далее для аналитического проектирования фильтра электромагнитных помех нам необходимо принять некоторое приближительное значение синфазного тока. Как правило, он находится в пределах 5% от номинального тока фазы. Альтернативно, насыщение может быть численно смоделировано с помощью низкочастотных инструментов, имеющихся в программном пакете CST STUDIO SUITE или с использованием модели гистерезиса той или иной сложности.

Частотная зависимость магнитной проницаемости может быть выражена с использованием комплексной проницаемости $\mu = \mu' + j\mu''$. Каждая часть комплексной проницаемости может быть представлена через частотно-зависимый резистор и индуктивность, согласно формуле:

$$\mu'(f) = L_s(f) \left(\frac{l}{\mu_0 h_c N^2 \ln(r_{cout}/r_{cin})} \right), (7)$$

$$\mu''(f) = R_s(f) \left(\frac{l}{2\pi f \mu_0 h_c N^2 \ln(r_{cout}/r_{cin})} \right). (8)$$

Где: L_s и R_s – это последовательные индуктивность и сопротивление; r_{cout} , r_{cin} и h_c – геометрические размеры сердечника, внешний и внутренний радиусы и толщина.

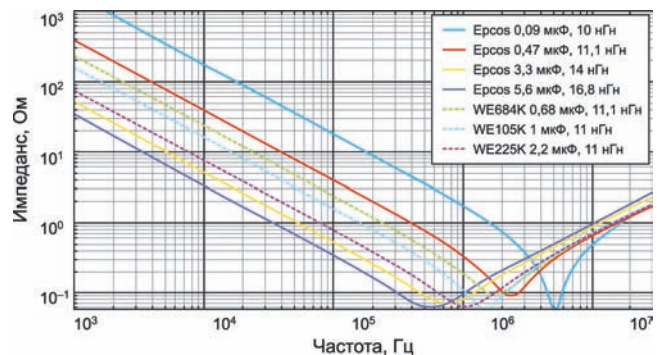


Рис.1

Еще одним фактором, который мы должны учитывать – это влияние EPC и ESL на вносимые фильтром затухание и деградация его амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) фильтра. EPC и ESL зависят в основном от геометрии элементов и их физических размеров. Значение ESL для пленочных конденсаторов, используемых в фильтрах подавления ЭМП, обычно находится в диапазоне от 8 до 18 нГн. В большинстве случаев ее значение можно найти в спецификациях или получено и путем измерения резонансной частоты с последующим вычислением по формуле:

$$L_{ESL} = \frac{1}{(2\pi f)^2 C}. (9)$$

Результаты измерения частотных характеристик типовых для фильтров подавления ЭМП пленочных конденсаторов с различными значениями номинальной емкости и рассчитанными значениями их ESL, приведены на рис.1.

В отличие от конденсаторов, синфазный дроссели, как правило, это не типовые стандартные изделия, они разрабатываются, непосредственно, в ходе проектирования фильтра. Поэтому вся процедура проектирования таких дросселей, включая и оценку их ЕРС, требует более подробного обсуждения.

Эквивалентную последовательную емкость следует оценивать для каждого конкретного синфазного дросселя в зависимости от его геометрии и количества витков в обмотках (они одинаковые и симметричны). Собственно, ЕРС синфазного дросселя состоит из двух паразитных конденсаторов, один из которых образован межвитковой емкостью $C_{\text{ит}}$, а второй – емкостью обмотки по отношению к сердечнику $C_{\text{тс}}$. Из рис.2 видно, что количество витков оказывает не столь значительное влияние на частоту собственного резонанса (self-resonance frequency, далее – SRF) синфазного дросселя. Естественно, SRF сдвигается вверх при их уменьшении (из-за уменьшения индуктивности), но для всех исследованных вариантов, а это были обмотки от 10 до 15 витков, ЕРС дросселя изменялась крайне незначительно. Это объясняется последовательно-параллельным подключением паразитных конденсаторов $C_{\text{ит}}$ и $C_{\text{тс}}$. Физические параметры, необходимые для расчета ЕРС (D_o и D_i – диаметры провода с изоляцией и без нее соответственно; t – толщина изоляции провода.), показаны на рис.3.

Межвитковая емкость состоит из емкости, которая определяется относительной диэлектрической проницаемостью изоляционного покрытия провода конкретного типа и емкости, определяемой воздушным зазором между двумя соседними витками. Эти обе емкости соединены последовательно и их можно оценить аналитически с помощью уравнения. Согласно лабораторным измерениям, толщина покрытия для эмалированной медной проволоки лежит в диапазоне от 2% до 10% ее внешнего диаметра.

$$C_{\text{ит-смпл}} = \varepsilon_0 l_t \left[\frac{\varepsilon_r \theta^*}{\ln(D_o/D_i)} + \text{ctg} \left(\frac{\theta^*}{2} \right) - \text{ctg} \left(\frac{\pi}{12} \right) \right]. \quad (10)$$

Где: ε_0 – электрическая постоянная вакуума, равна $8.85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м; ε_r – относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрика покрытия; l_t – средняя длина витка; θ^* – это угол, который рассчитывается по формуле:

$$\theta^* = \arccos \left(1 - \frac{\ln(D_o/D_i)}{\varepsilon_r} \right). \quad (11)$$

Паразитная емкость между витком и сердечником моделируется как конденсатор между плоскостью и проводником. Тогда длины путей линий напряженности электрического поля составляют только наполовину, как в случае двух смежных витков. Как известно, емкость обратно пропорциональна расстоянию между обкладками конденсатора, и, следовательно, $C_{\text{тс}}$ должен быть равен удвоенному значению $C_{\text{ит}}$. Общая эквивалентная емкость синфазного дросселя может быть представлен с помощью эквивалентных схем, состоящих из параллельного и последовательного соединения $C_{\text{ит}}$ и $C_{\text{тс}}$. Для однослойной обмотки, что мы обычно и имеем на практике, значение ЕРС уменьшается с увеличением числа оборотов, начиная с $2C_{\text{ит}}$ и останавливается на $1.366C_{\text{ит}}$ для значений числа витков, превышающих 10.

Паразитные взаимные связи зависят от расположения компонентов внутри фильтра электромагнитных помех и физические явления, лежащие в основе таких связей, достаточно хорошо изучены, а взаимозависимые связи автоматически учитываются при МКЭ моделировании.

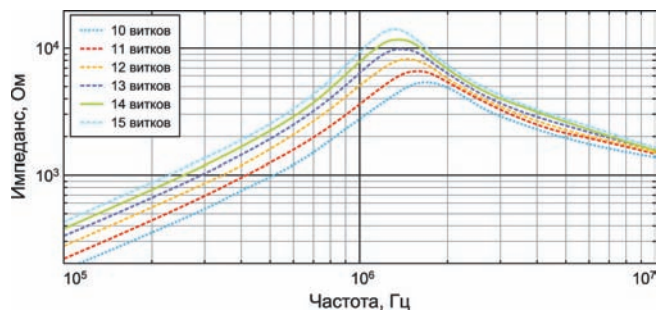


Рис.2

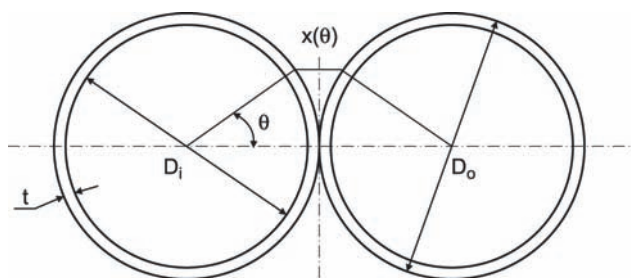


Рис.3

С использованием процедуры проектирования CST STUDIO SUITE в [1] были проанализированы два трехфазных фильтра подавления ЭМП. Первым вариантом был специально разработанный в рамках проекта фильтр, размещенный на печатной плате, а второй фильтр представляет собой обычный трехфазный фильтр электромагнитных помех.

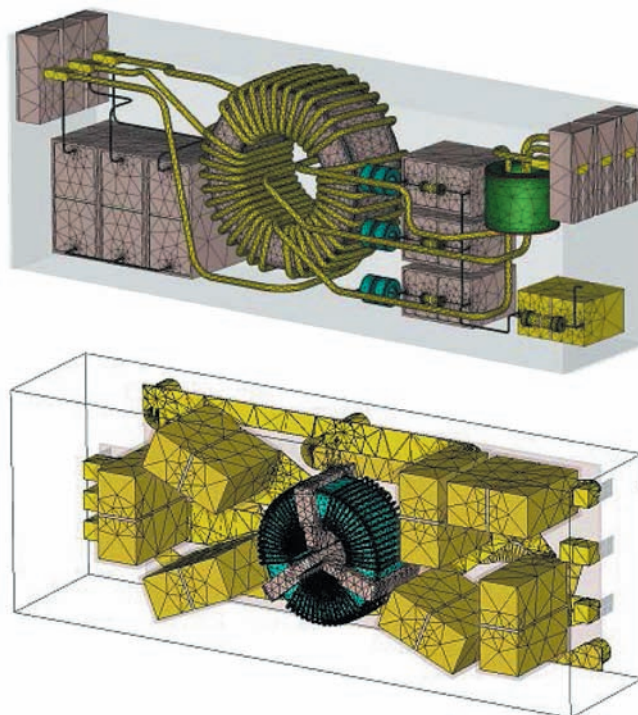


Рис.4

Для того чтобы сократить время моделирования, трехмерную модель требуется упростить. С другой стороны, упрощение 3D-модели может привести к неточным результатам моделирования. Поэтому здесь необходимо найти компромисс между точностью модели и временем ее вычисления. Кроме того, первоначальная, базовая, 3D-модель фильтра подавления ЭМП должна быть надлежащим образом адаптирована для МКЭ моделирования. Достигается это следующим образом.

Во-первых, большинство непроводящих частей внутри фильтра не влияют на распространение электромагнитных полей и могут быть с целью упрощения просто исключены (за исключением, естественно, печатной платы).

Хотя потери в диэлектрическом материале начинают влиять на вносимое фильтром затухание только на частотах в несколько мегагерц, моделирование конденсаторов в виде одиночных прямоугольных параллелепипедов в целом дает хорошее согласование с реальным измерением.

Модель с сосредоточенными параметрами (также она называется «модель сосредоточенного элемента» или «модель с сосредоточенными компонентами») упрощает описание поведения пространственно-распределенных физических систем в топологию, состоящую из дискретных сущностей, которые аппроксимируют поведение распределенной системы при определенных предположениях. Этот подход полезен в электрических системах, включая электронику, где необходимо учитывать взаимосвязи между элементами по электромагнитному полю. Математически упрощение сводит пространство состояний системы к конечной размерности, а дифференциальные уравнения с частными производными непре-

рывной временной и пространственной модели физической системы в обычные дифференциальные уравнения с конечным числом параметров.

Модель сосредоточенных элементов электронных схем делает упрощающее предположение о том, что такие атрибуты схемы, как: сопротивления, емкости, индуктивности и коэффициент усиления сконцентрированы в идеализированных электрических компонентах – резисторах, конденсаторах, катушках индуктивности и т. д. и соединены посредством идеально проводящих проводников.

Вырез в середине параллелепипеда, представляющего собой конденсатор, используется для создания дискретного порта. Непосредственно сосредоточенная модель конденсатора будет соединена с этим портом позже в эквивалентной схеме. Использование такого представления компонентов позволяет оптимизировать их номинальные значения на заключительном этапе моделирования и провести некоторую корректировку в вычисление вносимого фильтром затухания.

И, наконец, для получения адекватного ЕРС необходимо выбрать степень упрощения для обмоток синфазного дросселя. Конденсаторы, упрощенные до прямоугольных параллелепипедов, и модель синфазного дросселя, точно отражающая геометрию реального компонента, дают достаточно неплохие результаты. Созданные в рамках данного проекта 3D-модели, используемые для дальнейшего моделирования, показаны на **рис.4**. На **рис.4,а** – 3D-модель фильтра FN3258 компании Schaffmer; на **рис.4,б** – 3D-модель разработанного в рамках данного проекта фильтра подавления ЭМП.

(Продолжение следует)



МЕЖДУНАРОДНАЯ ВЫСТАВКА

4-6 СЕНТЯБРЯ 2018

ЭЛЕКТРОНИКА ЭНЕРГЕТИКА

ОДЕССА
Выставочный комплекс
Одесского морского порта

ЦЕНТР ВЫСТАВОЧНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ
Тел.: +38 048 7165528
E-mail: elektro@expo-odessa.com
WWW.EXPO-ODESSA.COM