

Моделирование частотно-зависимых потерь в ферритовых сердечниках

Питер К. Вильсон, Эндрю Л. Браун

IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, VOL. 40, NO. 3, MAY 2004

Modeling Frequency-Dependent Losses in Ferrite Cores

Peter R. Wilson, Member, IEEE, J. Neil Ross, and Andrew D. Brown, Senior Member, IEEE

Аннотация Предложен практический метод моделирования частотно-зависимых потерь в ферритовых сердечниках в симуляторах электрических цепей. Предшествующая работа была сконцентрирована на эффекте влияния вихревых потерь на форму В-Н цикла, но в этой статье проблема рассматривается с позиции энергетических потерь и предложена другая схема для точного моделирования потерь мощности в ферритовых сердечниках. В силовых приложениях энергетические потери в частотном диапазоне могут серьезно сказываться на эффективности системы, и простая лестничная схема в магнитной области не всегда подходит для этой задачи. Моделирование и измерения демонстрируют отличие этого метода от лестничных моделей цепи в контексте малых и больших сигналов.

Ключевые слова Моделирование цепей, симуляция, энергетические потери, Джилес-Аттертон, моделирование магнитных компонентов.

1. Введение

А. Предпосылки

Точный прогноз потерь в магнитных сердечниках критичен для множества приложений, особенно в силовой электронике и при использовании ферритовых материалов для поглощения нежелательных гармоник. В первом случае, частотная зависимость ферритового материала имеет значимое влияние в проекте магнитного компонента и на результирующее исполнение системы в целом. Для ферритовых бус и других фильтрующих устройств это поведение материала с большими потерями, которое определяет насколько эффективно материал будет удалять нежелательные сигналы. В обоих случаях важно иметь возможность предсказать потери в интересующем частотном диапазоне если предполагается использовать компьютерную симуляцию для быстроты и точности. Для модели важно быть практически полезной и быть пригодной для включения в схемы симуляции стандартных электронных цепей.

Б. Моделирование потерь в сердечнике магнитного компонента

Методы, использованные для моделирования потерь в сердечнике частично зависят от того, линейна или нелинейна модель и от того будет ли частота достаточно высокой, чтобы вызывать вихревые или другие частотно-зависимые эффекты. Общие потери в сердечнике состоят из двух частей - базовых низкочастотных потерь на гистерезис и более высокочастотных на вихревые токи или другие частотно-зависимые потери. В низкочастотном случае поведение сердечника может быть описано с использованием линейной или нелинейной модели. Cherry [1], Laithwaite [2], и Carpenter [3] показали как могут быть реализованы электромагнитные компоненты, используя эквивалентные элементы цепи или в отдельности или вместе в электрической и магнитной области. Например, магнитное противодействие может быть смоделировано как элемент сопротивления в магнитной области.

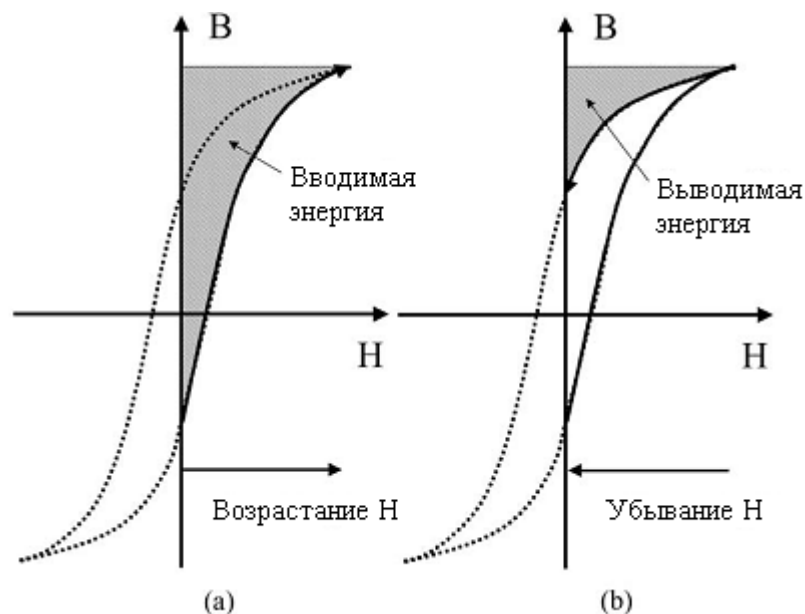
Возьмем простой трансформатор как пример того (Фиг. 1), каким образом модель может быть



Фиг. 1 Базовая модель трансформатора со смещением областей

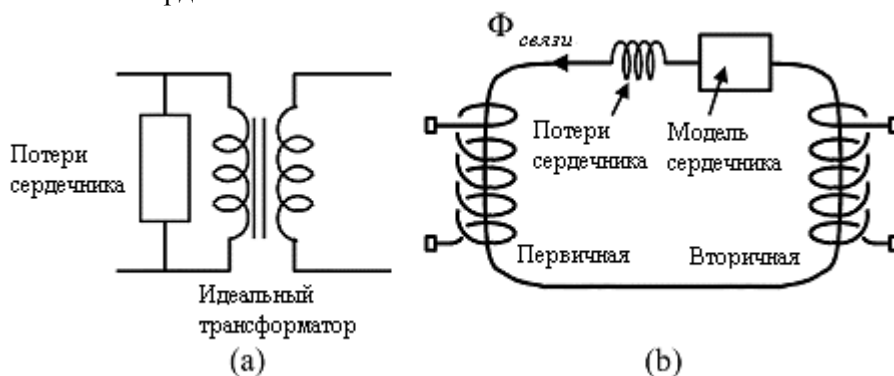
легко разработана соединением каждой обмотки трансформатора магнитной моделью сердечника. Это пример модели со смешанными областями для симулирования цепи.

Релактанс (магнитное сопротивление) сердечника может быть смоделирован как простой линейный элемент, который корреспондирует с совершенным сердечником без потерь. На практике, конечно, это обычно должно быть точной моделью магнитной петли материала, которая может также изменяться с частотой. Площадь внутри петли интерпретируется как энергия поглощенная сердечником, что показано на Фиг. 2.



Фиг. 2 Энергетические соотношения в петле В-Н, показывающие передачу энергии в сердечник и из него при изменении Н

Если потребуется линеаризация (используется для анализа в частотной области), средние потери в сердечнике могут быть представлены в виде резистора для электрической области или в виде индуктивности для магнитной области, как показано на Фиг. 3. В магнитной области энергетические потери за цикл могут быть найдены интегрированием в полном цикле и умножением на объем сердечника.



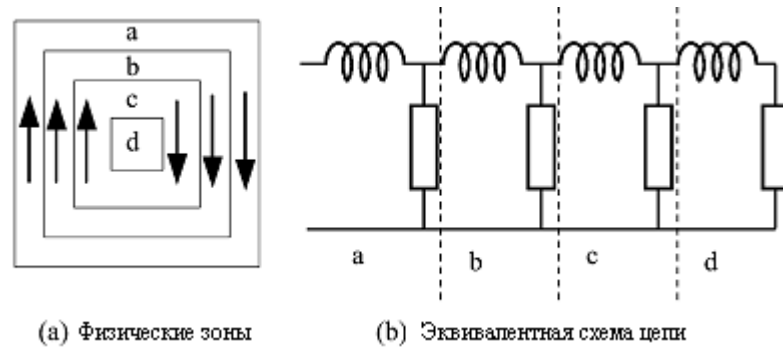
Фиг.2 Представление потерь в сердечнике в электрической и магнитной областях

Когда требуется нелинейная модель, любая из моделей, как то повсеместно встречающаяся Джилса-Аттертона (JA) [10] – [12], Прейсаха [13] или Чана и Владимиреску [14] может быть использована.

В каждом случае нелинейности В-Н кривая должна характеризоваться на конкретной частоте и температуре и использоваться при тех условиях. Также существуют частотно-зависимые (иначе известные как оценочно зависимые) модели, которые моделируют изменение петли В-Н с частотой, как например, модель Hodgdon [16] - [18] или приближенное дифференциальное уравнение Карпентера [15].

С. Моделирование высокочастотных потерь (вихревые токи)

В проводящих материалах индуцируются кольцеобразно замыкающиеся токи. Эти вихревые токи действуют против внешнего приложенного магнитного поля, вызывая снижение индукции и повышая потери при возрастании частоты. Konrad [4] обсуждает вихревые токи в общем смысле с некоторыми деталями, а Zhu, Hui, и Ramsden [5] - [8] предложили методы учета эффектов вихревых токов при моделировании магнитного сердечника. Базовая концепция моделирования предлагает рассматривать магнитный материал как последовательность зон. Этот метод также описывается подробно Brown и др. [9] для моделирования магнитных компонентов в сенсорных приложениях. Токи в этих зонах аппроксимируются характером изменения вихревых токов как при увеличении частоты. Каждая зона моделируется как резистивно-индуктивный (RL) элемент в лестничной цепи магнитной области, что показано на Фиг. 4.



Фиг. 4 Зоны и эквивалент цепи потерь в сердечнике, где каждый RL цепь модели соответствует физической зоне в магнитном материале. а) физические зоны, б) модель эквивалента цепи

Для каждой зоны контур вихревого тока можно рассматривать как одиночный виток, охватывающий поперечное сечение. В каждом поперечном сечении резистор представляет релактанс материала сердечника магнитной области, который вычисляется с использованием

$$R = \frac{l}{A\mu_0\mu_r} \quad (1)$$

где l – длина магнитного пути, A – площадь поперечного сечения зоны, μ_r – относительная проницаемость материала сердечника. Индуктивность магнитной области, представляющая потери в слое сердечника, вычисляется с использованием

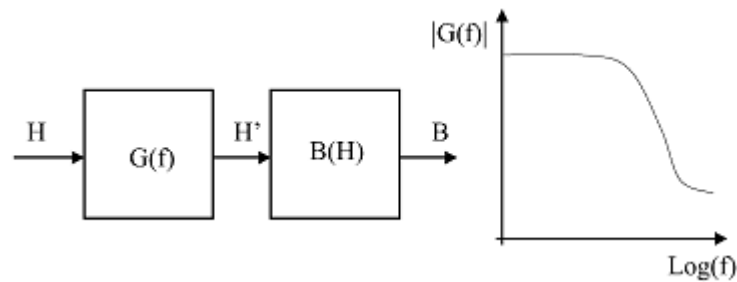
$$L = \frac{A_{cs}\sigma}{l} \quad (2)$$

где A_{cs} – высота зоны, умноженная на длину магнитного пути, l – длина контура вихревого тока и σ – проводимость материала магнитного сердечника.

При использовании этого метода количество зон может выбираться или из необходимой точности или из легкости получения составляющих. Эта техника может также использоваться с нелинейными релактансами сердечников, просто заменяя линейные модели пригодной нелинейной моделью с правильными физическими измерениями слоев.

Д. Поведенческое моделирование высокочастотных потерь

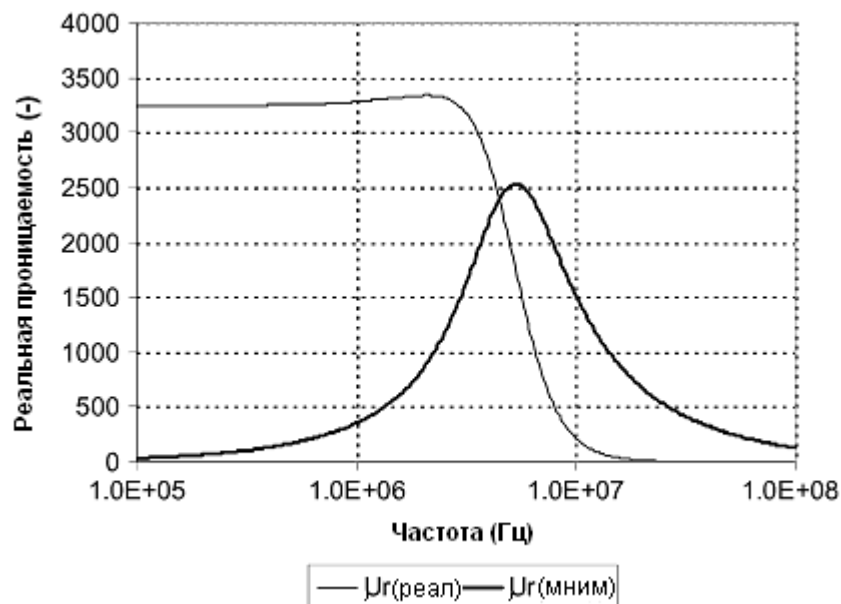
Другим методом приложения характера проявления вихревых токов, описанного в предыдущем разделе, является возможность модифицировать поведение B - H цикла, предварительно модифицируя напряженность магнитного поля (H) перед расчетом (B). Как только частота действующей напряженности магнитного поля H возрастает, передаточная функция фильтра нижних частот $G(f)$ заставляет кажущуюся напряженность магнитного поля H' уменьшаться, как это проиллюстрировано на фиг. 5. Эффект этого – расширение B - H цикла. Преимущество этого типа аппроксимации (как реализовано в симуляторе Saber) – простота реализации по сравнению со сложной схемой индивидуальных нелинейных моделей сердечника, требующейся в сетевом методе. Это дает результирующее увеличение скорости симуляции и надежности из-за сокращенного количества решаемых уравнений и используемых нелинейностей.



Фиг.5 Поведенческая модель воспроизведения частотно-зависимого гистерезиса

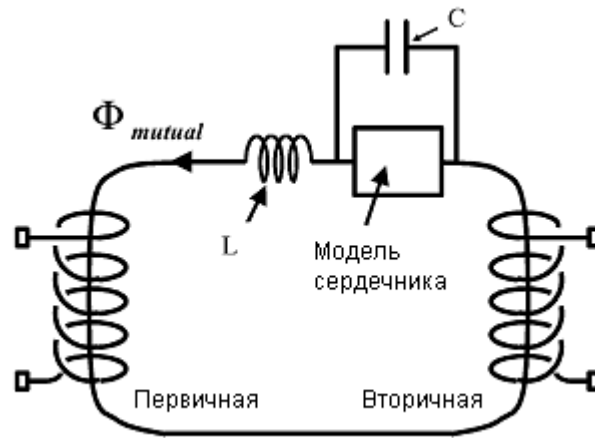
II. Модель частотно-зависимых потерь

Недостатком модели такой, как лестничная структура, для предсказания высокочастотных потерь является то, что в электрических терминах у нее есть только реальные полюсы. Для того, чтобы моделировать многие магнитномягкие материалы требуется достаточно сложная цепь. Даже используя цепь лестничной формы, описанную выше, эффектом будет только добавление большего количества полюсов на более высоких частотах. Это не поможет моделированию более сложных характеристик многих коммерческих магнитномягких ферритов как например, Philips 3E5 или материал 3F3, где комплексная проницаемость материала (и магнитная проводимость сердечника), изменяется с частотой так, как показано на фиг. 6.



Фиг. 6 Частотные вариации проницаемости

В общем случае за предлагаемой моделью должна стоять разработка схемы, которая должна отображать малосигнальное изменение проницаемости, но может быть также использована нелинейная модель релуктанса, чтобы предсказывать изменение потерь с частотой. Для того, чтобы соответствовать этому, базовая схема модифицирована включением в нее "магнитного" конденсатора. Модифицированная структура модели показана на фиг. 7. Концепция "магнитного" конденсатора физически не реализуема (конденсатор в магнитной области будет энергетическим источником!), но в комбинации со стандартным компонентом потерь это дает функцию отклика второго порядка по частоте для моделирования релактанса. Результирующее малосигнальное поведение в частотной области может теперь приблизиться к поведению проницаемости, показанному на фиг. 6. Отметим, что характеристика относительной проницаемости является откликом второго порядка более предпочтительным, чем отклик первого порядка достигнутый при использовании базовой RL лестничной схемы.



Фиг. 7 Структура модифицированной модели

Комплексная магнитная проводимость цепи может быть записана как

$$G(\omega) = \frac{(j\omega + \beta)\alpha}{R(\omega^2 - \alpha\beta - j\omega\beta)} \quad (3)$$

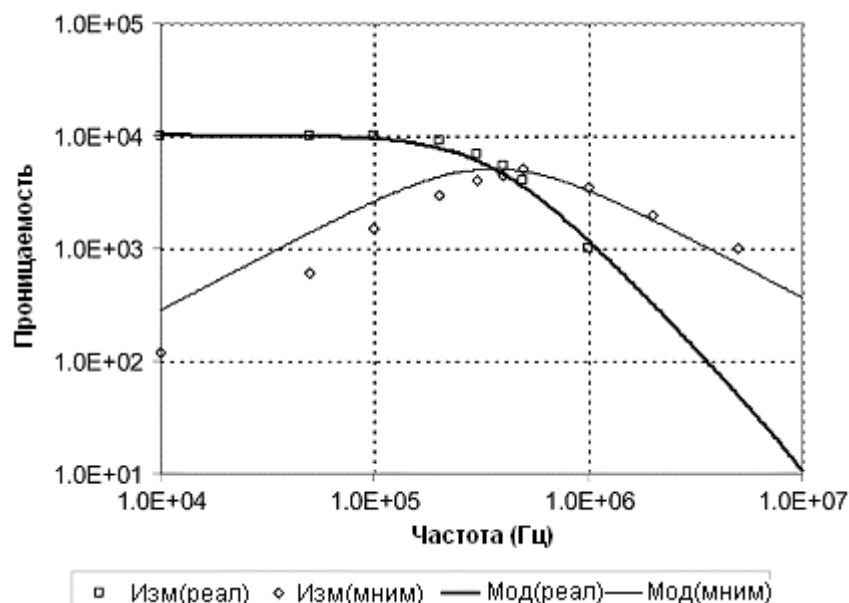
где

$$\alpha = R/L$$

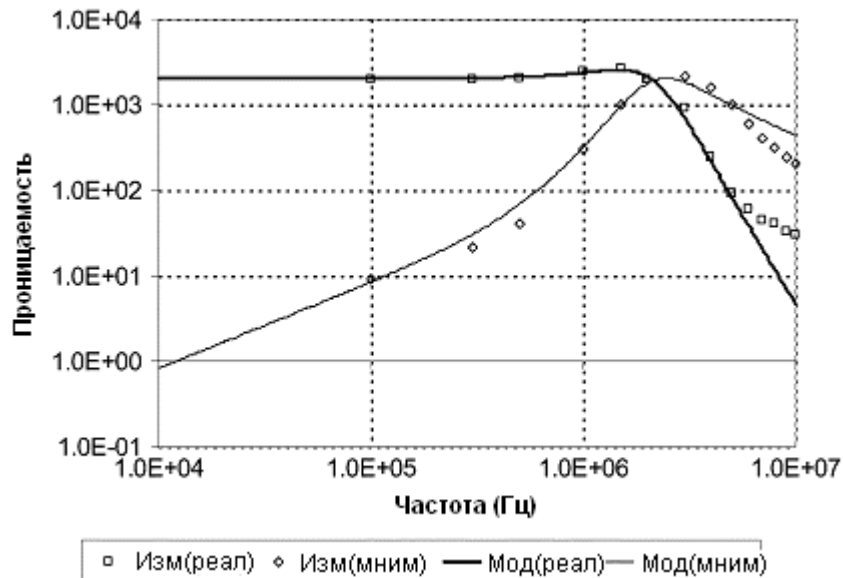
$$\beta = 1/(CR)$$

R - релактанс (магнитное сопротивление), L - "магнитная индуктивность", и C - "магнитная емкость". Требование, согласно которому схема представляла бы чисто энергетические потери навязывает условие, по которому мнимая часть комплексной магнитной проводимости должна быть отрицательной. Необходимо, чтобы α была больше, чем β . Релактанс сердечника (R) находится непосредственно по низкочастотной проницаемости. Для того, чтобы задать значения (L) и (C), необходимо выбрать подходящие параметры α и β . Это может быть сделано по опубликованным данным для комплексной проницаемости. Частота среза главным образом определяет α , уклон кривых определяет β .

Для иллюстрации метода были выбраны два материала 3E5 и 3F3, которые имеют различающиеся характеристики проницаемости. В каждом случае, магнитные L и C параметры были получены по кривым из datasheet фирмы Ferroxcube для комплексной проницаемости и симуляция выполнялась в частотной области, чтобы вычислять модельные параметры в аналогичном частотном диапазоне. Фиг. 8 показывает результат для 3E5, и фиг. 9 показывает то же самое для 3F3.



Фиг.8 Кривые комплексной проницаемости феррита 3F5

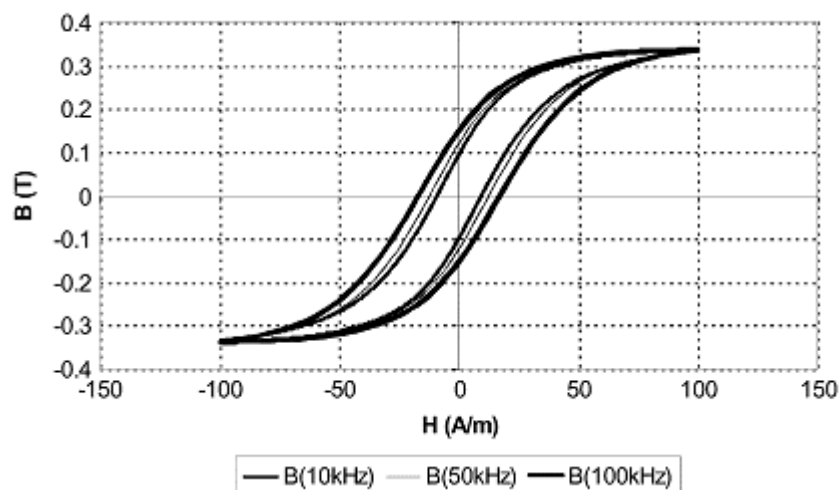


Фиг. 9 Кривые комплексной проницаемости феррита 3F3

Интересно отметить, что для этой базовой модели в полной комплектации даже простейшей схемы достигается разумная точность в большей части частотного диапазона. Если требуется большая точность в высокочастотной части диапазона, тогда могут быть добавлены соответствующие дополнительные компоненты схемы, но при этом становится труднее определить параметры модели.

Для того, чтобы создать точную нелинейную модель во временной области симуляции цепи, линейная магнитная модель релактанса может быть заменена нелинейной моделью гистерезиса например, Джилса-Аттертона. Преимущество этого подхода заключается в том, что линейная модель используется для эмпирического определения показателей потерь (L и C), а затем модель сердечника может быть превращена в его нелинейную модель необходимую для анализа больших сигналов.

Используя модель гистерезиса Джилса-Аттертона вместо линейной модели сердечника, примененной прежде, было выполнено моделирование больших сигналов во временной области в частотном диапазоне 10... 100 kHz. Результирующие кривые для модифицированной полной модели сердечника показаны на фиг. 10 (материал Philips 3F3).



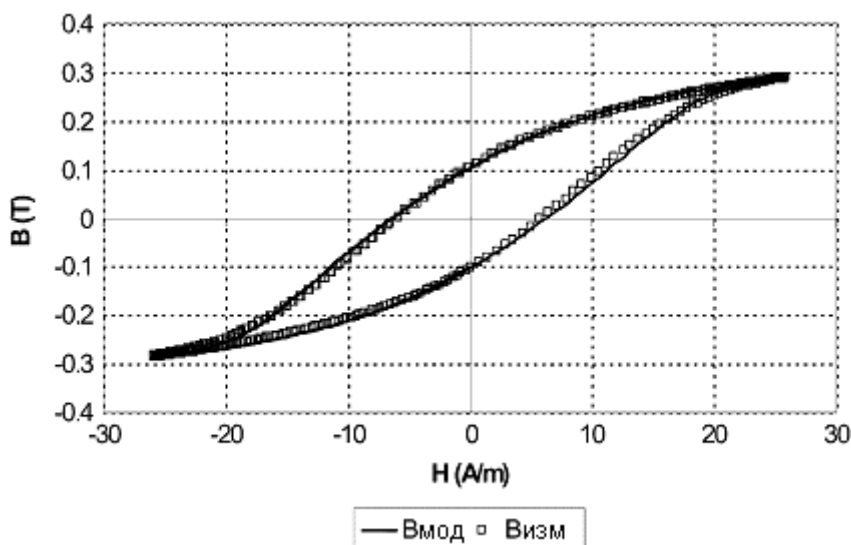
Фиг.10 Результаты симуляции частотно-зависимой модели сердечника

Во взятом для примера материале 3E5 измерения В-Н кривой производились на образце простой тороидальной формы (поперечное сечение 4.44 mm, эффективная длина 22.9 mm) с четырьмя витками первичной и вторичной обмоток на частотах 10, 50, и 100 kHz. Эти измерения сравнивались с модифицированной моделью Джилса-Аттертона, прикалиброванной на 10 kHz с

использованием методов, описанных Wilson, Ross и Brown [19] - [22], с результирующими параметрами $a=6.4$, $k=8.4$, $c=0.42$, $M_S=300$ к, $\alpha=6$ и $E_{crate}=9.1$. Параметры модели обуславливаются физическими свойствами магнитного материала сердечника и кратко суммируются следующим образом:

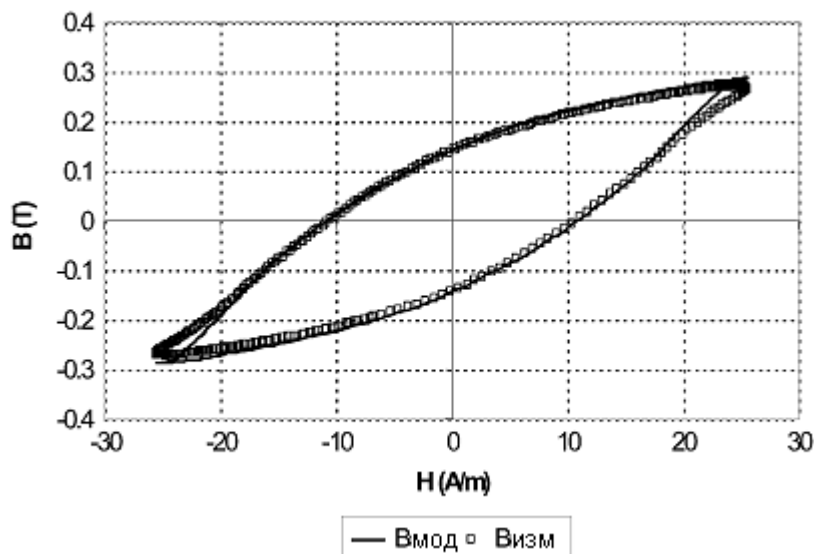
- k учитывает безвозвратные потери;
- a определяет ход безгистерезисной кривой;
- c контролирует соотношение возвратных и безвозвратных потерь;
- α учитывает влияние эффективной напряженности внутреннего поля;
- M_S определяет намагниченность насыщения;
- E_{crate} контролирует показатель завершения цикла.

Значение L , определенное из малосигнального анализа, составляет 4 мГн, значение C составило 10пФ (в магнитной области). Результаты измерений и моделирования показаны на фиг. 11 –13.

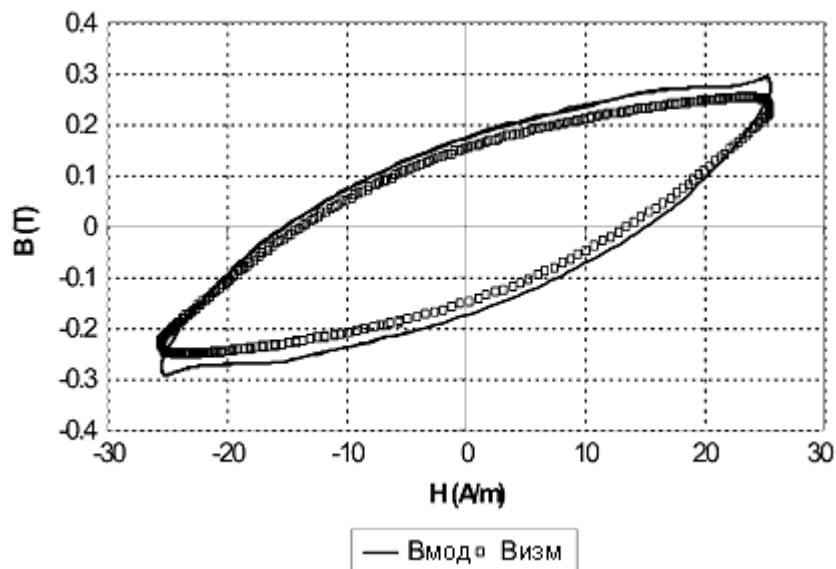


Фиг. 11 B - H кривые (измерение и симуляция) на частоте 10 кГц

Можно видеть, что модель достаточно точно предсказывает изменение формы B - H кривой при возрастании частоты (небольшое смещение по постоянному току на фиг. 13 возможно является следствием ошибки измерений).



Фиг.12 B - H кривые (измерение и симуляция) на частоте 50 кГц



Фиг. 13 B - H кривые (измерение и моделирование) на частоте 100 кГц

Имеется хорошее согласие между результатами измерений и моделирования предельного и симметричных малых циклов. Однако для асимметричных малых циклов поведение модели менее удовлетворительно. В этом случае малые циклы быстро релаксируют к точке, в которой петля становится симметричной относительно безгистерезисной кривой, но такое поведение не наблюдается экспериментально. Модификации оригинальной модели Джилса-Аттертона предложены Carpenter [25] и Jiles [26], которые пошли несколько иным путем для улучшения моделирования малых циклов, но в целом удовлетворительное решение не получено.

III. Заключение

Результаты моделирования демонстрируют, что эта простая схема модели может достаточно точно воспроизводить характеристики комплексной проницаемости, наблюдаемые в типичных магнитномягких ферритах для моделирования мощных сигналов или в приложениях электромагнитных помех. Представленная модель, взятая совместно с подходящей моделью гистерезиса может быть использована для линейного анализа (в частотной области) или для нелинейного (во временной области) без модификации базовых представлений о потерях. Это обеспечивает систематическую аппроксимацию характеристик модели ферритового материала, основанную на информации datasheet или эмпирических измерений. Данная техника может быть легко расширена, чтобы заменить более сложные схемы моделей повышенной точности, сильно зависящие от общей изменчивости параметров магнитномягких ферритов с широкими допусками на материал, на этот метод обычно адекватный для большинства приложений. Рассматриваемый метод предлагает механизм для включения параметров модели, которые могут зависеть от факторов влияния окружающей среды как например температуры или удара.

Ссылки

- [1] E. C. Cherry, "The duality between inter-linked electric and magnetic circuits," Proc. Phys. Soc., vol. 62, pp. 101–111, 1949.
- [2] E. R. Laithwaite, "Magnetic equivalent circuits for electrical machines," Proc. Inst. Elect. Eng., vol. 114, pp. 1805–1809, Nov. 1967.
- [3] C. J. Carpenter, "Magnetic equivalent circuits," Proc. Inst. Elect. Eng., vol. 115, pp. 1503–1511, Oct. 1968.
- [4] A. Konrad, "Eddy currents and modeling," IEEE Trans. Magn., vol. MAG-21, pp. 1805–1810, Sept. 1985.

- [5] J. G. Zhu, S. Y. R. Hui, and V. S. Ramsden, "Discrete modeling of magnetic cores including hysteresis eddy current and anomalous losses," *Proc. IEEE*, vol. 140, pp. 317–322, July 1993.
- [6] , "A generalized dynamic circuit model of magnetic cores for low- and high-frequency applications—part I: Theoretical calculation of the equivalent core loss resistance," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 11, pp. 246–250, Mar. 1996.
- [7] , "A generalized dynamic circuit model of magnetic cores for low- and high-frequency applications—part 2: Circuit model formulation and implementation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 11, pp. 251–259, Mar. 1996.
- [8] , "A dynamic equivalent circuit model for solid magnetic cores for high switching frequency operations," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 10, pp. 791–795, Nov. 1995.
- [9] A. D. Brown, J. N. Ross, K. G. Nichols, and M. D. Penny, "Simulation of magneto-electronic systems using Kirchhoffian networks," in *Eur. Conf. Magnetic Sensors and Actuators*, Sheffield, U.K., July 1998.
- [10] D. C. Jiles and D. L. Atherton, "Theory of ferromagnetic hysteresis (invited)," *J. Appl. Phys.*, vol. 55, pp. 2115–2120, Mar. 1984.
- [11] , "Theory of ferromagnetic hysteresis," *J. Magn. Magn. Mater.*, vol. 61, pp. 48–60, 1986.
- [12] , "Ferromagnetic hysteresis," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 19, pp. 2183–2185, Sept. 1983.
- [13] F. Preisach, "Über die magnetische nachwirkung," *Zeitschrift Phys.*, pp. 277–302, 1935.
- [14] J. H. Chan, A. Vladimirescu, X. C. Gao, P. Libman, and J. Valainis, "Non-linear transformer model for circuit simulation," *IEEE Trans. Computer-Aided Design*, vol. 10, pp. 476–482, Apr. 1991.
- [15] K. H. Carpenter, "A wide bandwidth, dynamic hysteresis model for magnetization in soft ferrites," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 28, pp. 2037–2040, Sept. 1992.
- [16] M. L. Hodgdon, "Mathematical theory and calculations of magnetic hysteresis curves," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 24, pp. 3120–3122, Nov. 1988.
- [17] , "Applications of a theory of ferromagnetic hysteresis," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 27, pp. 4404–4406, Nov. 1991.
- [18] D. Diebolt, "An implementation of a rate dependent magnetics model suitable for circuit simulation," in *APEC Proc.*, 1992.
- [19] P. R. Wilson, J. N. Ross, and A. D. Brown, "Optimizing the Jiles-Atherton model of hysteresis using a genetic algorithm," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 37, pp. 989–993, Mar. 2001.
- [20] P. R. Wilson and J. N. Ross, "Definition and application of magnetic material metrics in modeling and optimization," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 37, pp. 3774–3780, Sept. 2001.
- [21] P. R. Wilson, J. N. Ross, and A. D. Brown, "Simulation of magnetic component models in electric circuits including dynamic thermal effects," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, pp. 55–65, Jan. 2002.
- [22] , "Magnetic material model characterization and optimization software," *IEEE Trans. Magn.*, pt. 1, vol. 38, pp. 1049–1052, Mar. 2002.
- [23] W. Roshen, "Ferrite core loss for power magnetic component design," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 27, pp. 4407–4415, Nov. 1991.
- [24] E. De La Torre, "Energy considerations in hysteresis models," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 28, pp. 2608–2611, Sept. 1992.
- [25] K. H. Carpenter, "A differential equation approach to minor loops in the Jiles-Atherton hysteresis model," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 27, pp. 4404–4406, Nov. 1991.
- [26] D. C. Jiles, "A self consistent generalized model for the calculation of minor loop excursions in the theory of hysteresis," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 28, pp. 2602–2604, Sept. 1992.