

SPICE модель трансформатора

Эдвард Герберт

14 февраля 2008

Я был разочарован существующими SPICE моделями трансформаторов, в частности, SPICE моделями включающими насыщение и потери мощности в сердечнике, когда применяются в преобразователях. Эта статья представляет новые SPICE модели, которые, как я надеюсь, окажутся полезными.

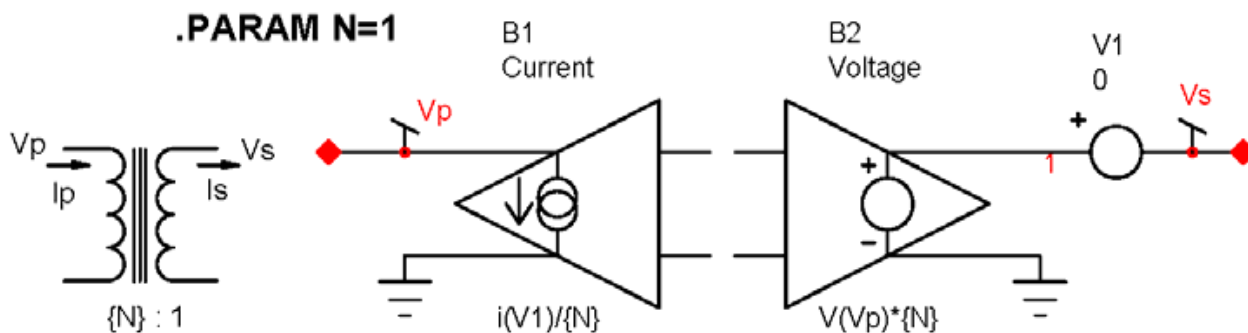
Данные производителей по потерям в сердечнике, как для реальной конструкции трансформатора так и для SPICE моделей, является крайне недостаточными. Эта статья включает в себя предложения по более полезные данные, а также предложения на способы добычи большей информации из имеющихся данных.

Эта презентация содержит приложение "Потери в сердечнике в SPICE моделях из данных производителей сердечников". Читатель, возможно, пожелает взглянуть на этот раздел перед изучением SPICE моделей, как связь разработанная в приложении является основой для некоторых из SPICE моделей.

Содержание:

- Базовый идеальный трансформатор
- Многообмоточный идеальный трансформатор
- Индуктивность намагничивания, насыщение и гистерезис, подгонка кривой простой модели петли гистерезиса
- Четырех витковый трансформатор с гистерезисом и потерями в сердечнике, простая модель.
- Сопротивление обмотки и индуктивность рассеяния, простая модель. Тестовые точки потери и энергии
- Потери в сердечнике, часть 2, подгонка кривой низко- и высокочастотных эффектов
- Высокочастотные эффекты в обмотках от вихревых токов, скин-эффекта, эффекта близости многослойных обмоток
- Трансформаторы с коаксиальными или чередующимися обмотками

Базовый идеальный трансформатор



SPICE модели выше, показывает базовую модель идеального трансформатора использующую поведенческий источник тока и поведенческий источник напряжения. Источник напряжения $V1$ используется в качестве датчика тока для поведенческого источника тока $B1$. Напряжение $V1$ установлено нулевым, с тем, чтобы оно не оказывало ни какого влияние на цепи. Коэффициент трансформации может быть установлен в поведенческих функциях, но я решил сделать это параметром $\{N\}$, установленным используя утверждение SPICE параметра ".PARAM N=1", так что его легко можно изменять без изменения самой модели SPICE.

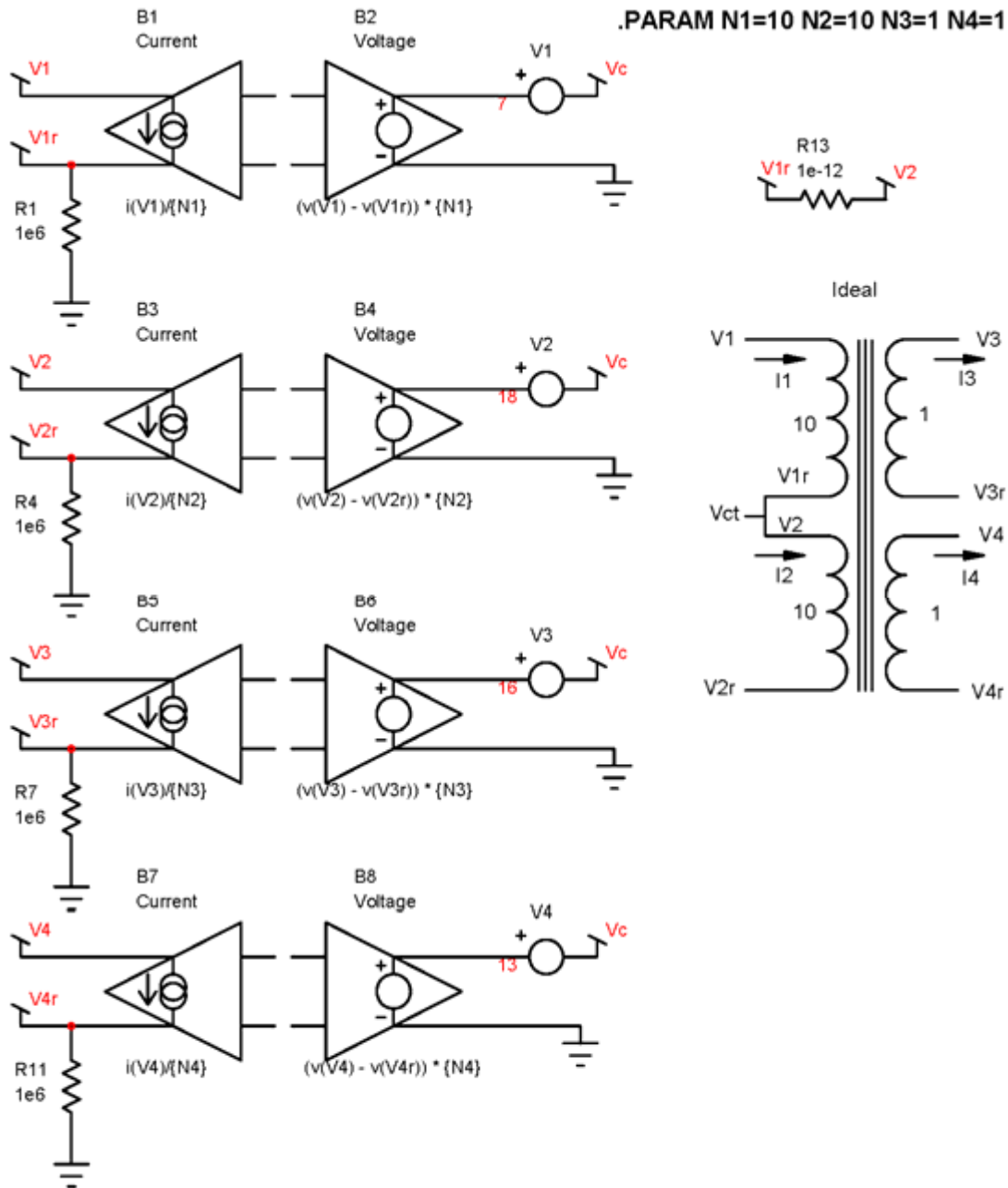
Возвраты являются общими в этой модели, но они могут быть изолированными.

Это разработано в семействе SPICE моделей и компонентов SPICE модели возрастающей сложности (несколько обмоток, насыщенность, потери в сердечнике для высоких и низких частот, потери в обмотке). Простые модели полезны для многих приложений и простота хороша, если она делает свое дело.

Многообмоточные идеальные трансформаторы

В SPICE есть несколько способов моделирования многообмоточных трансформаторов, но я выбрал для нормализации всех обмоток в один виток связи соединение, терминал V_s .

SPICE модель четырёхобмоточного трансформатора, изображенная ниже, имеет двухтактную обмотку, состоящую из двух обмоток по 10 витков, включенных последовательно, и вторичные обмотки, содержащие по 1 витку. В SPICE модели, каждая секция многоотводной или разделённой обмотки моделируются отдельно, с отдельными витковыми параметрами для каждой ($\{N1\}$, $\{N2\}$, и т.д.). Каждая относится к одиночному витку обмотки "сердечника", подключена к общему концу V_s . В модели не делается никакого различия для первичной или вторичной обмотки, так как трансформаторы являются обратимыми устройствами. Любые внешние соединения сделаны после того как секции обмотки определены. Обмотки изолированы, но в SPICE должны иметь гальваническую связь с землёй. Поэтому, в примере, каждая изолированная обмотка подключена к земле, используя очень высокоомное сопротивление 1 МОм.



Если моделируемый трансформатор имеет обмотки, соединенные вместе, чтобы сделать отвод обмотки, предпочтительно подключать секции через низкоомное сопротивление, так что имена узлов не изменяются, но это по собственному усмотрению. В примере, R13 (12 pΩ) соединяет узлы V1r и V2, чтобы сделать центральный отвод первичной обмотки. Используя приведенный выше пример, очень легко сделать идеальную SPICE модель для трансформатора, имеющего любое количество обмоток. Некоторая забота должна быть связана с терминологией "витков". В свою очередь можно сказать, что трансформатор содержит первичную 20-ти витковую обмотку с отводом от середины и две отдельные вторичные обмотки.

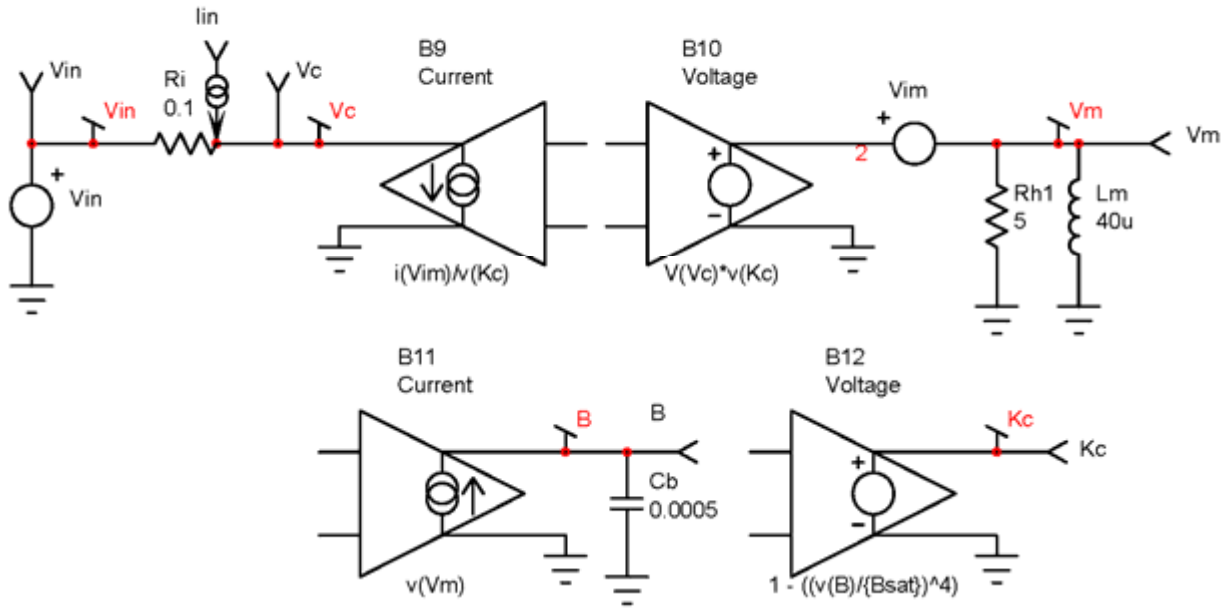
Индуктивность намагничивания, насыщение и гистерезис, простая модель:

Функции SPICE модели сердечника связаны к одиночному витку связанному подключению Vc через одновитковую модель трансформатора. Источник напряжения необходим для работы SPICE модели и прямоугольный переменный ток является предпочтительным.

Резистора Ri ограничивает ток, когда сердечник насыщается, а также является точкой измерения тока намагничивания для отображения петли гистерезиса. Источник напряжения Vim является токовой ссылкой для поведенческого источника тока. Vim установлен в 0 V так, чтобы он не влиял на цепь.

Внимание: Ток может быть измерен в компоненте. Не используйте компонент как точку измерения тока, если измерение используется в цепи любым способом, который может обратную связь для изменения тока, даже точно. Это приведет к ошибкам, замедлит моделирование и может предотвратить сходимость. Используйте источники напряжения установленные в 0 В.

.PARAM Per=100u Pon=49u Vi=10 Pi={Pon}/2
 .PARAM bsat=0.1



Индуктивность Lm моделирует индуктивность намагничивания и резистор Rh1 моделирует потери в сердечнике. Потери в сердечнике будут смоделированы с более сложной схемой позже, но это полезная отправная точка и является достаточной для многих приложений.

Поток B моделируется как вольт-секунды на индуктивности Lm, масштабируются соответственно. Напряжение Vm интегрирована по времени с поведенческим источником тока B3. Ток заряжает конденсатор Cb до напряжения B. Значение Cb является коэффициентом масштабирования для преобразования вольт-секунды в поток. Вольт-секунды, поток и плотность потока отличаются только масштабом, поэтому любой из них может быть смоделирован.

Насыщение сердечника моделируется как коэффициент сцепления, Kc. Значение индуктивности и ток должны оставаться постоянными при насыщении для экономии энергии, и поток B является асимптотическим в потоке насыщения {bsat}. Для тока оставаться статичным, напряжение Vm на катушке индуктивности Lm должна стремиться к нулю, и это будет сделано за счет уменьшения коэффициента связи Kc в 0, как поток B переходит в {bsat}. Есть много функций, которые могут моделировать это поведение, но следующая была выбрана за её простоту и универсальность:

$$Kc = 1 - \left(\frac{B}{Bsat} \right)^{\text{Exponent}}$$

Для любой экспоненты > 1 выражения B/Bsat, Kc переходит в 0 асимптотически, и экспонента управляет резкостью «колена», более высокая экспонента делает колено острее.

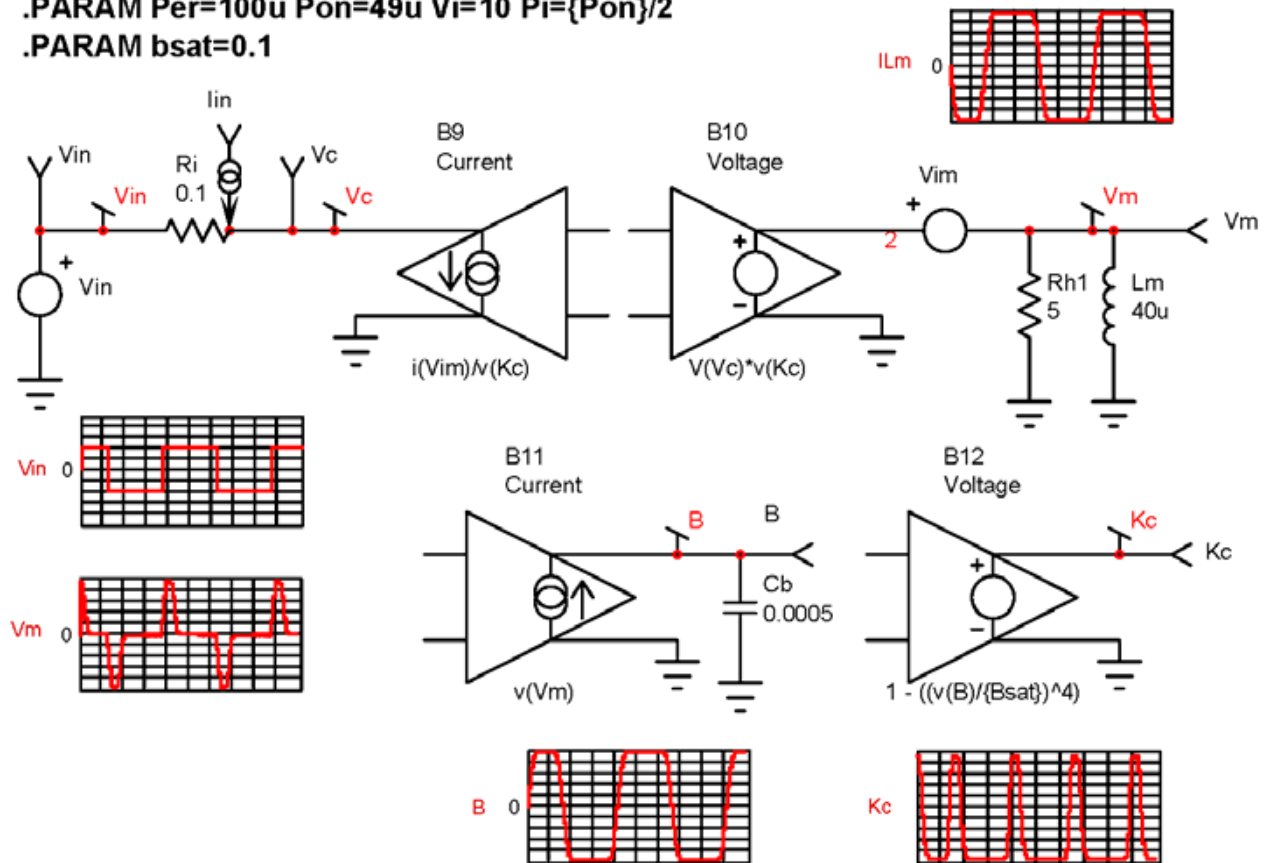
Для моделирования петли гистерезиса магнитного сердечника используются условные единицы, масштабные коэффициенты преобразуют входной ток в коэрцитивную силу и вольт-секунды преобразуют в индукцию, могут быть использованы. Тем не менее, для моделирования трансформатора, это может быть более полезным для работы с первичными ампер-витками и вольт-секундами на виток.

SPICE модель повторяется ниже, с небольшим графики, которые показывают некоторые из сигналов и их временные диаграммы. Параметр заявления используемых скопированы и вставлены в верхний левый угол. Небольшие графики сделаны с использованием функции SPICE probe, и они переносятся на программу CAD если схема напечатана, скопирована и вставлена, хотя они и требуют некоторого редактирования в CAD за внешний вид.

Обратите внимание, что как V(B) приближается к Bsat, коэффициент связи Kc стремится к нулю асимптотически. Напряжение Vm стремится к нулю как коэффициент связи Kc стремится к нулю, независимо от источника напряжения Vin, поэтому B может никогда увеличиваться за Bsat. В более сложных SPICE модель, Bsat может быть переменной, тоже, выход поведенческого источника напряжения, возможно, включить температуру в качестве параметра.

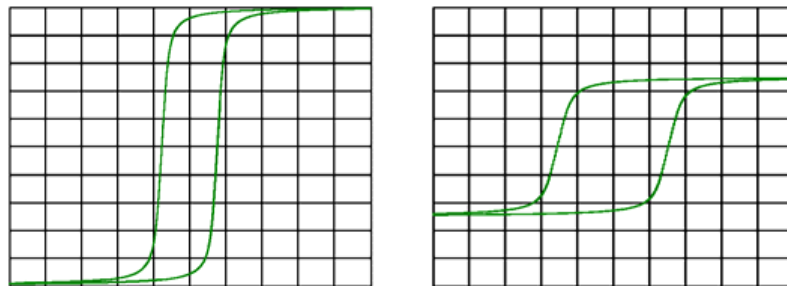
Хотя большинство трансформаторов силовых преобразователей не насыщаются, важно, чтобы включить насыщения, так что ходьба потока может быть обнаружена.

.PARAM Per=100u Pon=49u Vi=10 Pi={Pon}/2
 .PARAM bsat=0.1



Петля гистерезиса:

Петля гистерезиса отображена в SPICE с помощью функции осциллографа. По оси X откладывается входной ток, I_{in} , а по оси Y поток или индукция B . Площадь в пределах петли гистерезиса отображает потери в сердечнике. Петля гистерезиса может быть скопирована в программу CAD, где она может быть очищена и масштабирована, при необходимости, для презентации.



Важность правильного масштабирования проиллюстрирована на петлях гистерезиса выше: где одинаковые петли гистерезиса масштабируются по-разному! Успешная установка кривой требует сравнения подобных кривых с использованием тех же факторов масштаба.

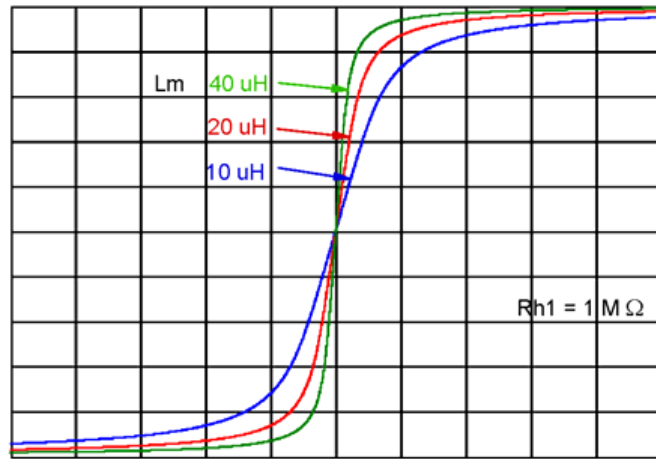
Кривая установки:

Первым параметром для моделирования является индуктивность намагничивания. R_{h1} установлен на высокое значение, например, 1 МОм, и L_m установлен в измеряются или оцениваются индуктивности для одного витка обмотки. На рисунке ниже показана линия намагничивания при изменении индуктивности L_m от 10 мкГн до 40 мкГн.

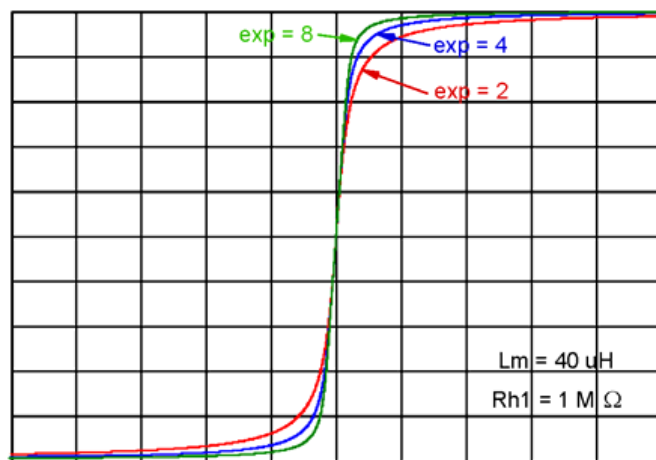
Не беспокойтесь о форме углов сейчас, смотрите только наклон линии вблизи оси X. Будьте уверены, что факторы координат шкале правильно или кривые не могут быть согласованы путем визуального сравнения, расчеты и наклон будет необходимо.

"Округлости" из углов могут быть скорректированы следующим образом. Это достигается за счет различной степени в выражении для K_c в поведенческом источнике напряжения B12, со ссылкой на схему SPICE модель выше.

$$K_c = 1 - \left(\frac{B}{B_{sat}} \right)^{\text{Exponent}}$$



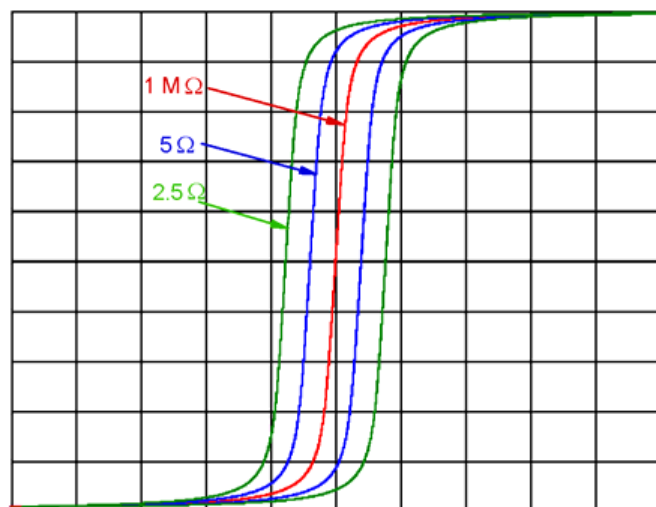
При увеличении экспоненты, углы получить острее. Приведенный ниже график показан для экспоненты 2, 4 и 8, используя кривую 40 мкГн на графике выше.



Далее основные потери моделируются различным значением резистора Rh1. Как резистора R1 снижается по величине, петля гистерезиса открывает.

По мере уточнения SPICE модели, Rh1 будет заменен на более сложную функцию, но это будет резистивный характер и представляет собой потерю, когда напряжение и сердечник не насыщен.

Приведенный ниже график показывает изменения в петлю гистерезиса модели в качестве значения сопротивления Rh1 изменениями, Rh1 = 1 МОм, 5 Ω и 2,5 Ω.

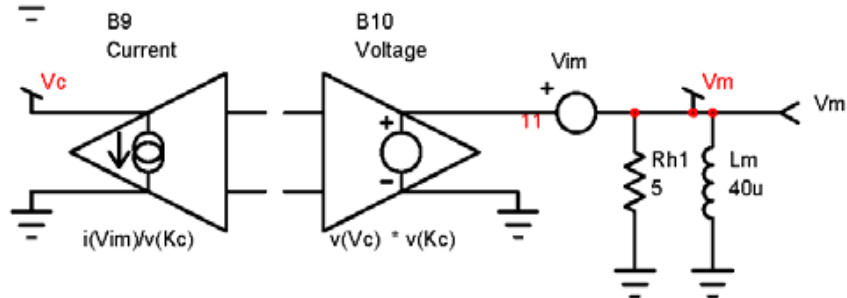
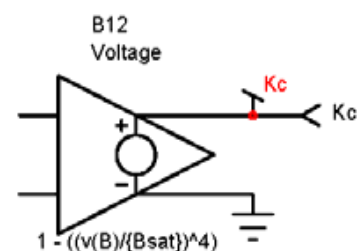
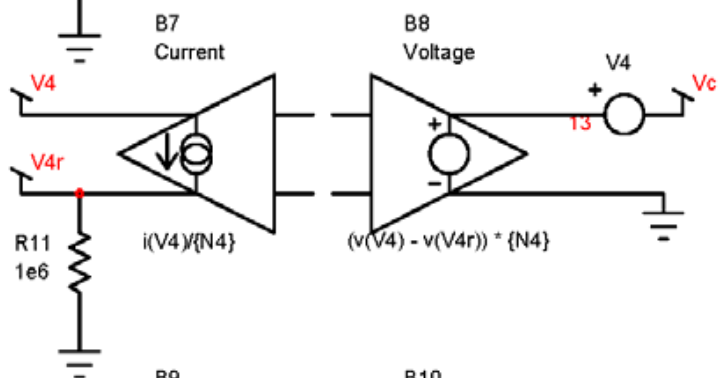
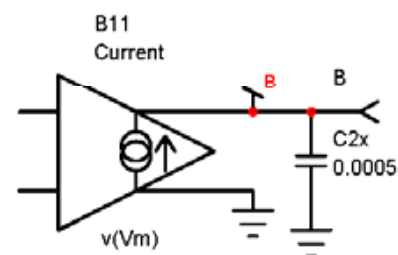
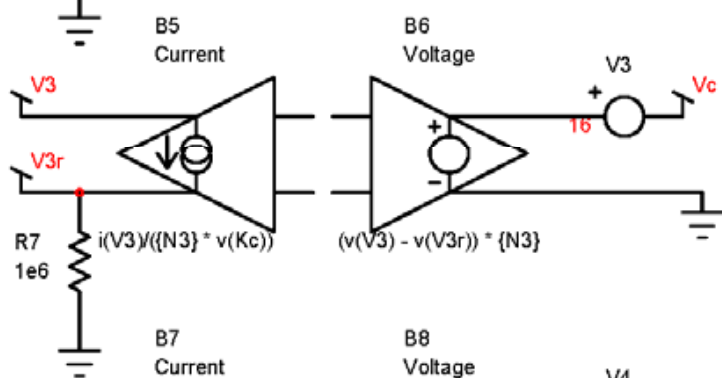
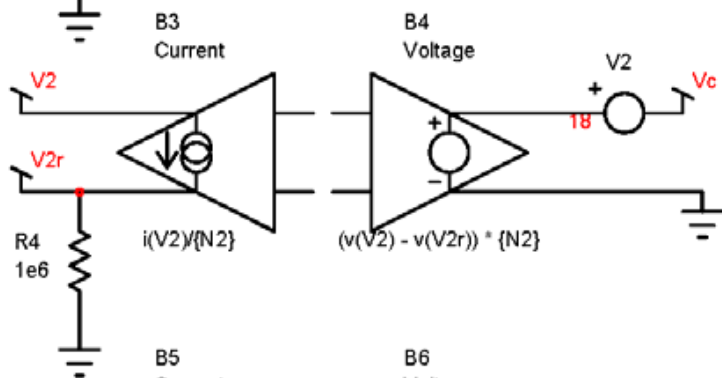
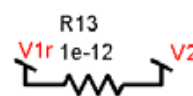
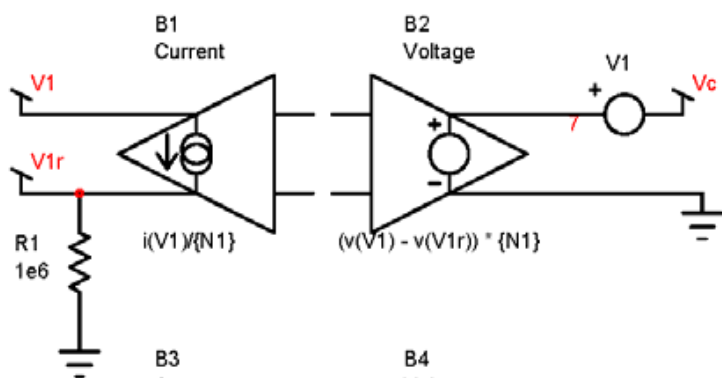


Параметры (L2, экспонента и R1) могут быть переделаны, чтобы уточнить совпадение, чтобы быть как можно ближе подходят как это возможно. Если форма не только право, по крайней мере, убедиться, что площадь, заключенная как можно ближе совпадает, как это возможно.

SPICE модель, 4 витка трансформатор с гистерезисом и потерями в сердечнике, простая модель:

SPICE модель ниже добавляет функции потерь в сердечнике и гистерезис в идеальном четырехобмоточном трансформатора, представленном выше. Функции потерь и гистерезис присоединиться трансформатору в узле Vc.

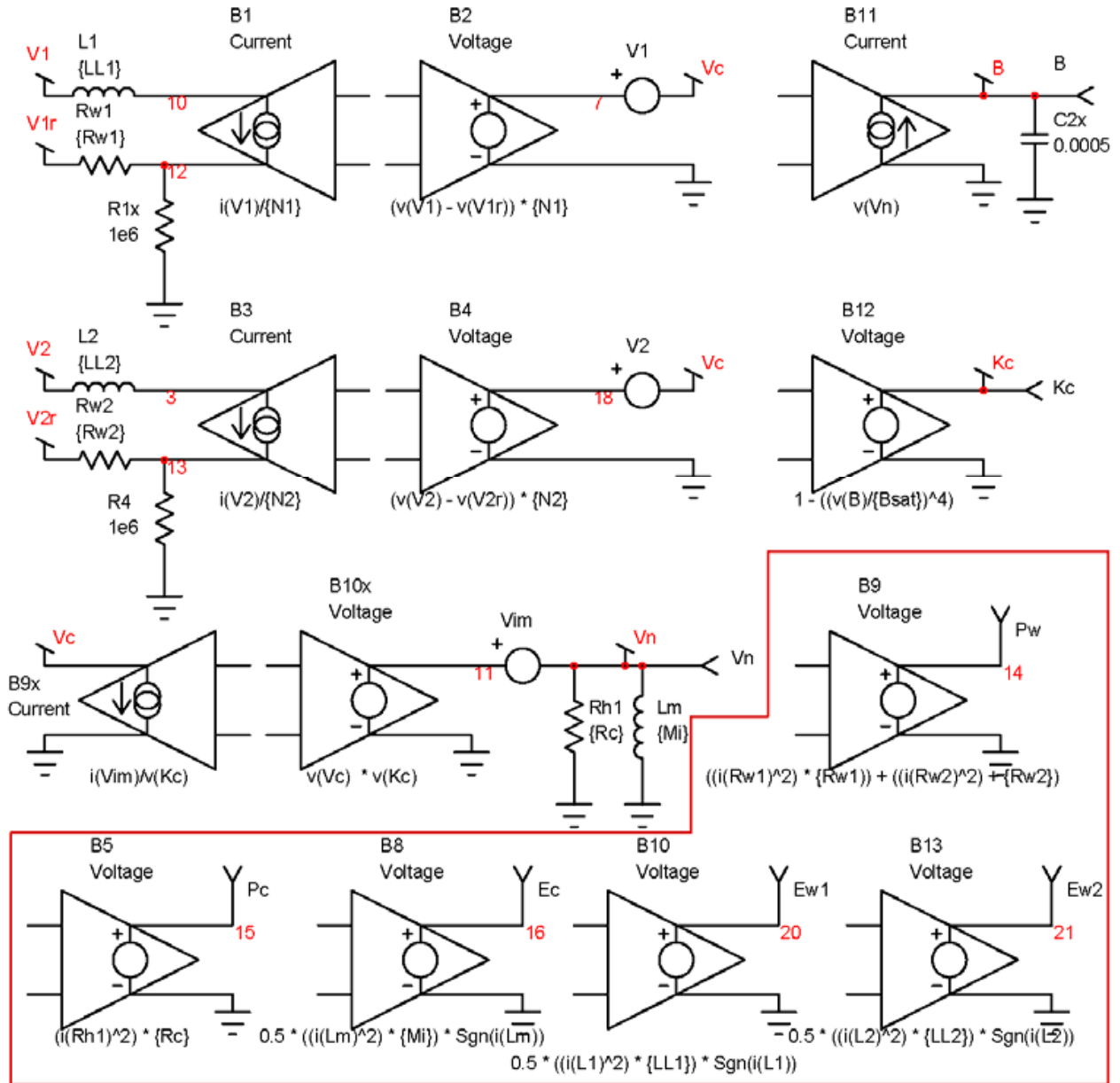
**.PARAM N1=10 N2=10 N3=1 N4=1
.PARAM bsat=0.1**



Сопротивление и индуктивность рассеяния обмотки, простые модели:

Ниже приведена SPICE модель двухобмоточного трансформатора с гистерезисом и потерями в сердечнике из предыдущего примера, плюс сопротивление обмотки и индуктивность обмотки. В этом примере, некоторые из значений компонентов вынесены в утверждения SPICE параметров, так что они могут быть изменены без предварительного редактирования схемы. Это усмотрению.

.PARAM N1=10 Rw1=0.01 LL1=100n
.PARAM N2=1 Rw2=0.001 LL2=10n
.PARAM bsat=0.1 MI=40u Rc=5



Примечание: Эта модель не была запущена и проверена, так как она не имеет источника напряжения и нагрузки, так что могут быть ошибки в функциях. Она входит в качестве примера для обсуждения и качественного анализа.

Контрольные точки потерь и энергии:

Контрольные точки и поведенческие функции, которые генерируют их (красный прямоугольник) не являются функциональной частью SPICE модели. Их целью является обеспечение отображения потерь трансформатора и запасенной энергии: Потери сердечника P_c , энергия сердечника E_c , потери обмотки P_w и энергия обмотки E_{w1} и E_{w2} . Они рассчитываются как I^2R и $\frac{1}{2} I^2L$, и могут быть выражены, при желании, когда больше чем один компонент имеет потери или запасенную энергию.

Контрольные точки для потери очевидны для SPICE модели, которая выражает обеспокоенность по поводу эффективности, но контрольные точки для энергии требуют объяснения. Пониманию потерь в силовом преобразователе, важно для учета накопленной энергии и поиска разрывов и разворотов. Если энергия резко меняется, это очень вероятно, приводит к потере в другом компоненте. В случае трансформатора, когда трансформатор переключается полярность, накопленной энергии, скорее всего, будет рассеиваться в МОП-транзисторов и относится к "потерям переключения". Хотя не совсем неправильно, это более продуктивно определить происхождение потери как это может привести к повышению эффективности

Трансформатор может показаться очень эффективным, если учитывать только потери в сердечнике и обмотке, но плохо разработанной трансформатор, который имеет чрезмерную индуктивность рассеяния, вызывающую снижение общей эффективности преобразователя питания.

Обратите внимание, что поведенческие уравнения для энергии контрольных точек E_c , E_{w1} и E_{w2} содержат термины " $\text{Sgn}(i(L_m))$ " " $\text{Sgn}(i(L_1))$ " и " $\text{Sgn}(i(L_2))$ ". Пуристы могут сказать, что это неправильно, энергия всегда положительна, но я считаю, что важно различать направление тока в энергетических точках испытания. Таким образом, величина сигнала является количество запасенной энергии и полярность сигнала указывает направление протекания тока. Важность этого является то, что мы ищем быстрые изменения в запасенной энергии, чтобы мы могли объяснить энергия, и особенно там, где она идет. Если изменение между равными токами противоположной полярности, переход гораздо менее очевидной, если $\text{Sgn}()$ термин не используется.

Дополнительные обмотки могут быть добавлены к модели SPICE трансформатора путем простого добавления дополнительных аналогичных SPICE секций обмотки. Они могут быть скопированы, а затем отредактированы. Я выбрал, чтобы дать каждой обмотки своего заявления параметров SPICE, но подобные обмотки, такие, как две половинки двухтактный обмотки, можно использовать те же параметры SPICE.

Spice модели выше есть простые модели, не включающие высоко и низко частотные эффекты, за исключением случаев, что они могут быть собраны в простые компоненты. Тем не менее, они будут полезны для многих приложений. Как только модель подтверждено для конкретного трансформатора, оно может быть преобразовано в SPICE подсхемы, так что он может быть помещен в качестве компонента в высшие сборки порядке.

Внимание: SPICE модель может иметь очень ограниченный круг полезности при моделировании реальной трансформатора. Убедитесь, что параметры модели точно соответствуют моделируемых условиях.

Потери в сердечнике, часть 2: низкочастотные и высокочастотные эффекты:

Классическая теория магнитных потерь в сердечнике учит, что на данной частоте, максимальная индукция \hat{B} определяет основные потери. Если это является правдой, то широтно-импульсная модуляция (PWM) для регулирования напряжения не приводит к увеличению потерь. Дважды напряжения для половины времени то же самое, так что потери одинаковы. К сожалению, такое поведение является низкочастотным явлением, а большинство современных преобразователей мощности работают на высоких частотах.

При высокой частоте, основные потери имеют резистивный характер, то есть пропорциональны V^2 . Дважды напряжение имеет четыре раза потери. Если рабочий цикл составляет 0,5, то средние потери составляют половину из четырех, то есть вдвое. Обобщенное выражение для относительных средних потерь при снижении рабочего цикла D есть

$$P_d = \frac{P_1}{d}$$

Где P_d есть средняя мощность при снижении заполнения D , и P_1 есть мощность с заполнением цикла 1 (100%).

Это будет неприятным сюрпризом для тех, кто думает, что PWM эффективный дизайн.

Подсказка: Чтобы определить, какую модель потерь применить, посмотрите на наклон кривой плотности потерь при индукции \hat{B} и интересующей частоте в кривых данных материала сердечника. Если наклон на log-log графике примерно +2, потери резистивный. Если это больше примерно +3, то целесообразно использовать более сложную модель низкочастотных потерь. Если наклон имеет промежуточное значение, SPICE модель должна иметь смешанные характеристики с частотно-зависимым перекрестное.

Вывод следующих асимптотических моделей в Приложении А. Единицы из этого вывод, и не следуйте MKS стандартам, поэтому не применять их в общих чертах.

Для случая низких частот, асимптотой для мгновенной мощности PL' является

$$P_L' = \frac{E^2}{R} \text{ мВт/см}^3$$

Где $R = \frac{32}{a \cdot B}$ для $B > 0$.

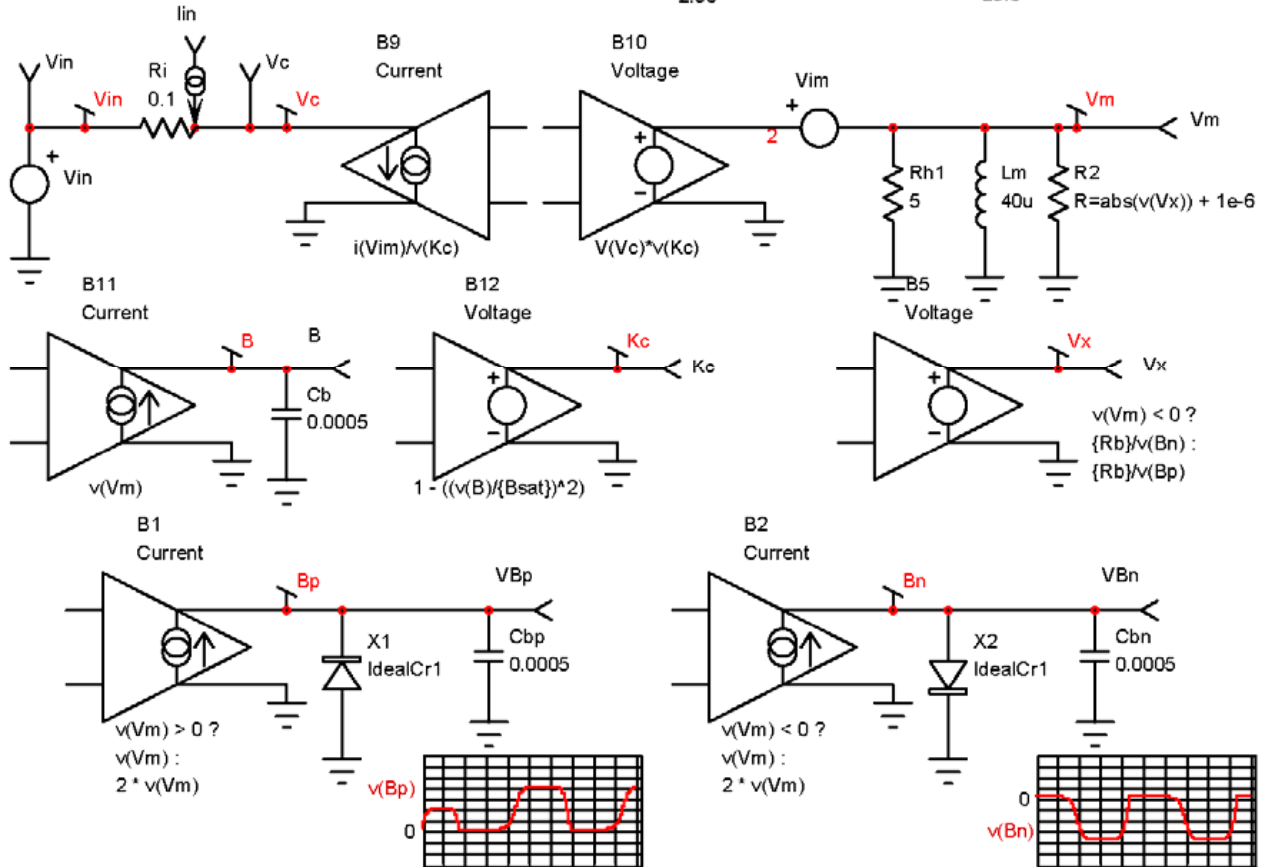
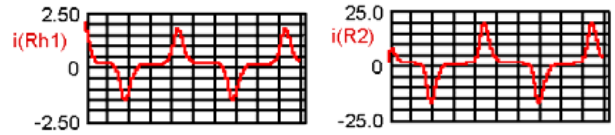
Для случая высоких частот, асимптотой для мгновенной мощности PL' является

$$P_L' = \frac{E^2}{R} \text{ мВт/см}^3$$

Где $R = 256/a$.

"a" есть приближенная формула от Magnetics, Inc. и она различна для разных частотных диапазонов. В является мгновенными вольт-секунды/витки, потоком или индукцией в зависимости до единиц и масштабирования для модели. Е представляет собой напряжение на виток функции плотности, с единицами вольт/виток см², в примере. См. Приложение А.

.PARAM Per=100u Pon=49u Vi=10 Pi={Pon}/2
.PARAM bsat=0.1 Rb=0.05
.PARAM cr1f=1e-6 cr1r=1e6

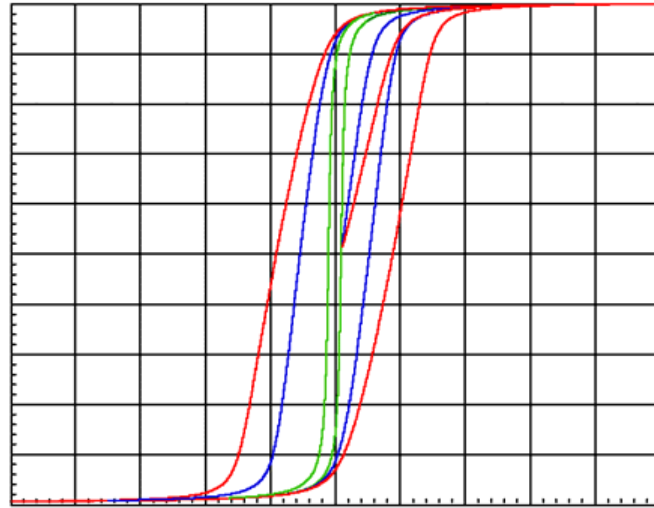


Функция низкой частоты моделируется как резистор R2, значение которого является функцией потока, $v(Vx)$, выход поведенческого источника напряжения B5. Высокочастотная модель это просто резистор Rh1. Lm является индуктивностью намагничивания, как и в простой модели.

Генерация $v(Vx)$ требует двух новых генераторов потока, поведенческие источники тока B1 и B2. Оба зависят от прямоугольной формы бывшей достаточно симметричной, положительно на время сопоставимы с отрицательного на время и напряжение не меняется слишком много, цикла к циклу. О соотношении 2:1 разница в вольт-секундах является пределом для дисперсии, так что это условие не является слишком ограничительным.

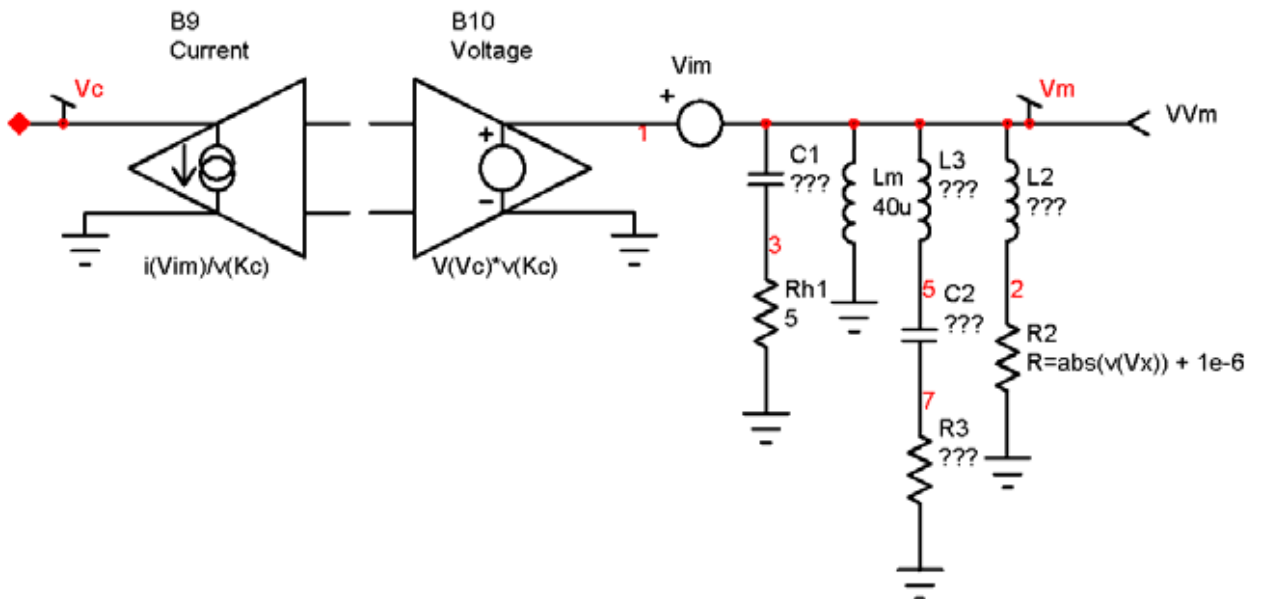
В B1, ток заряжает конденсатор C_{BP} для моделирования вольт-секунд с момента последнего отрицательного на положительный переход. Если сердечник насыщается, напряжение V_m стремится к нулю, таким образом, плоской вершине кривой потока $v(Vp)$ как условия моделируются идти далеко на насыщение. Когда напряжение восстанавливается, конденсатор является разряженным при двухкратном темпе, но он не может стать отрицательным, потому что идеальный диод подсхемы X1. Источник напряжения B5, правильное напряжение V_{BP} или V_{BN} используется в зависимости от полярности V_m и функция R_b/V создается для контроля мгновенного значения резистора R2.

Кривая установки:



Кривая выше, показывает влияние изменения параметра R_b , которая контролирует значение R_2 . Зеленая кривая является базовой, с R_b установленным на очень высокое значение. Зеленая петля гистерезиса является высокочастотной моделью, хотя это является искусственным в представленных условиях, которые являются низкочастотными условиями. Как R_b уменьшается до $0,1 \Omega$, синяя кривая результатов, и красная кривая как R_b снижается далее к $0,05 \Omega$. Обратите внимание, что петля гистерезиса полнеет клином, получая отражение как V возрастает.

SPICE модель выше включает в себя низко и высоко частотные характеристики асимптоты потерь. Это почти наверняка нужны дополнительные элементы, как это было предложено в модели ниже, чтобы заполнить потери кривой в диапазоне частот, с низкочастотным, высокочастотным и полосовым фильтрами, чтобы настроить кривую. Чтобы начать эту работу, нет необходимости иметь данные, полученные на реальных компонентах. Я предлагаю кривую плотности средних потерь для \log шагов напряжения против \log шагов времени включения для прикладной кривой переменного тока прямоугольной формы, и кривая мгновенной плотности потерь для ступенчатых функций при \log шагах напряжение против \log времени, взятые из отрицательного насыщения в положительное насыщение.

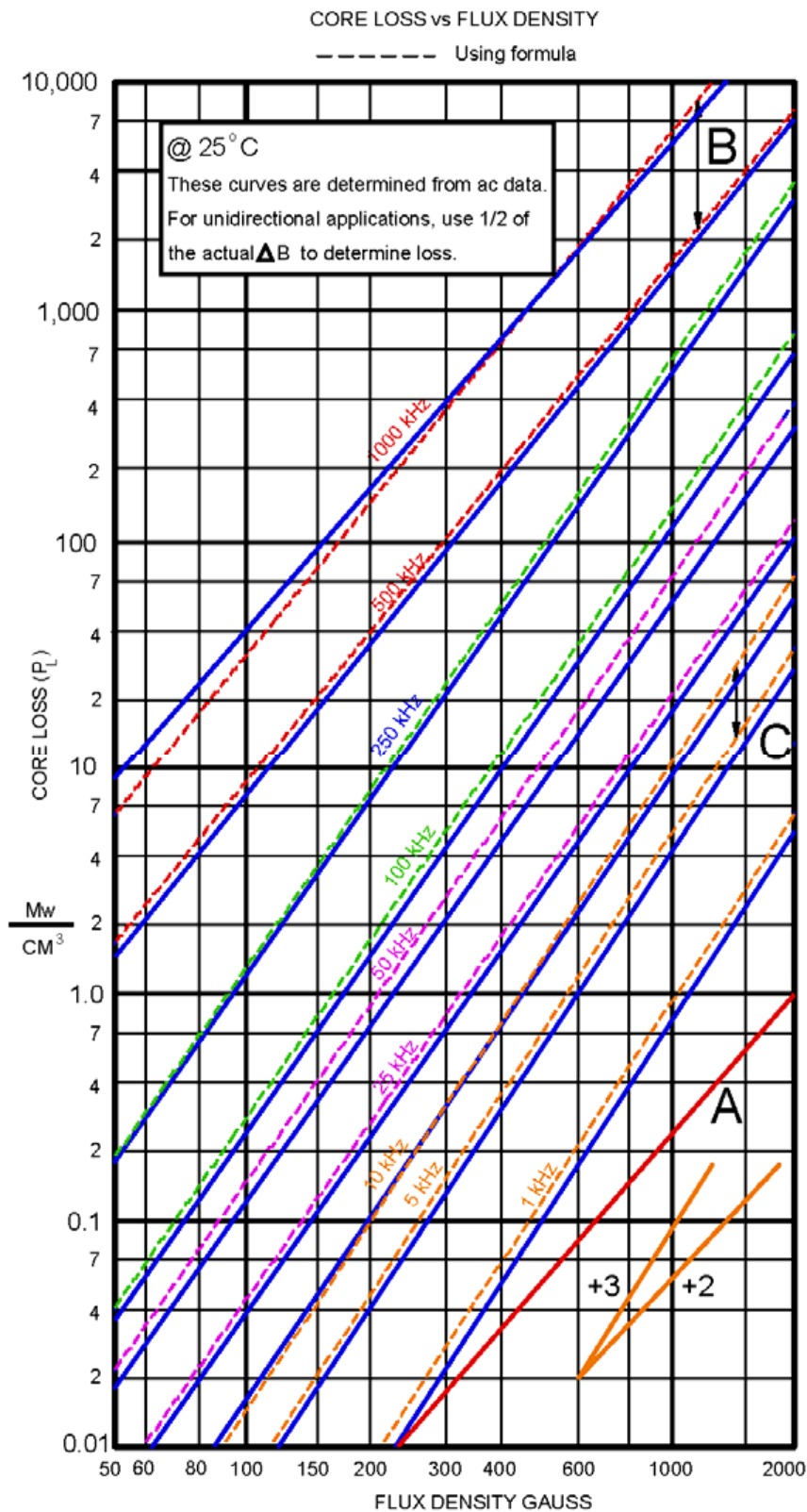


Если SPICE модель может воспроизводить обе кривые, я считаю, что это успех.

Приложение А

Потери сердечника в SPICE моделях из данных производителей сердечников:

Кривые потерь и выражения, как правило, определяется в терминах максимальной индукции \hat{B} и частоты. Максимальная индукция \hat{B} не может быть определена до конца цикла переключения, таким образом, этот параметр не может быть определён мгновенно и поэтому малополезен для SPICE модели.



Большинство производителей сердечников предоставляют графические данные потерь. Иногда, даются приближенные выражения потерь в виде уравнений. Смотрите технический бюллетень FC-S7, "Curve Fit Equations for Ferrite Materials." Magnetics Inc. от 1999 года, в качестве примера. Приближений по всей видимости, довольно точно близко к точкам, которые были использованы для получения приближения параметров, но они, кажется, довольно плохо в других условиях эксплуатации.

Приближенное выражение потерь от Magnetics Inc.:

$$P_L = a \cdot f^c \cdot B^d \text{ мВт/см}^3$$

Где a , c и d являются постоянными, f указывается в кГц, а B в кГс.

Для материала F производства Magnetics Inc, константы задаются следующим образом.

Диапазон	a	c	d
$F \leq 10 \text{ кГц}$	0,79	1,06	2,85
$10 \text{ кГц} < f < 100 \text{ кГц}$	0,0717	1,72	2,66
$100 \text{ кГц} \leq f < 500 \text{ кГц}$	0,0573	1,66	2,86
$f > 500 \text{ кГц}$	0,0126	1,88	2,29

(Цвета ключ к расчетным кривым потерь на графиках выше и ниже).

Представленные потери в сердечнике через индукцию показаны выше. Основные кривые, показанные в синем, являются для материала F от Magnetics Inc, переписаны с дейташита Magnetics Inc, который был найден "он-лайн".

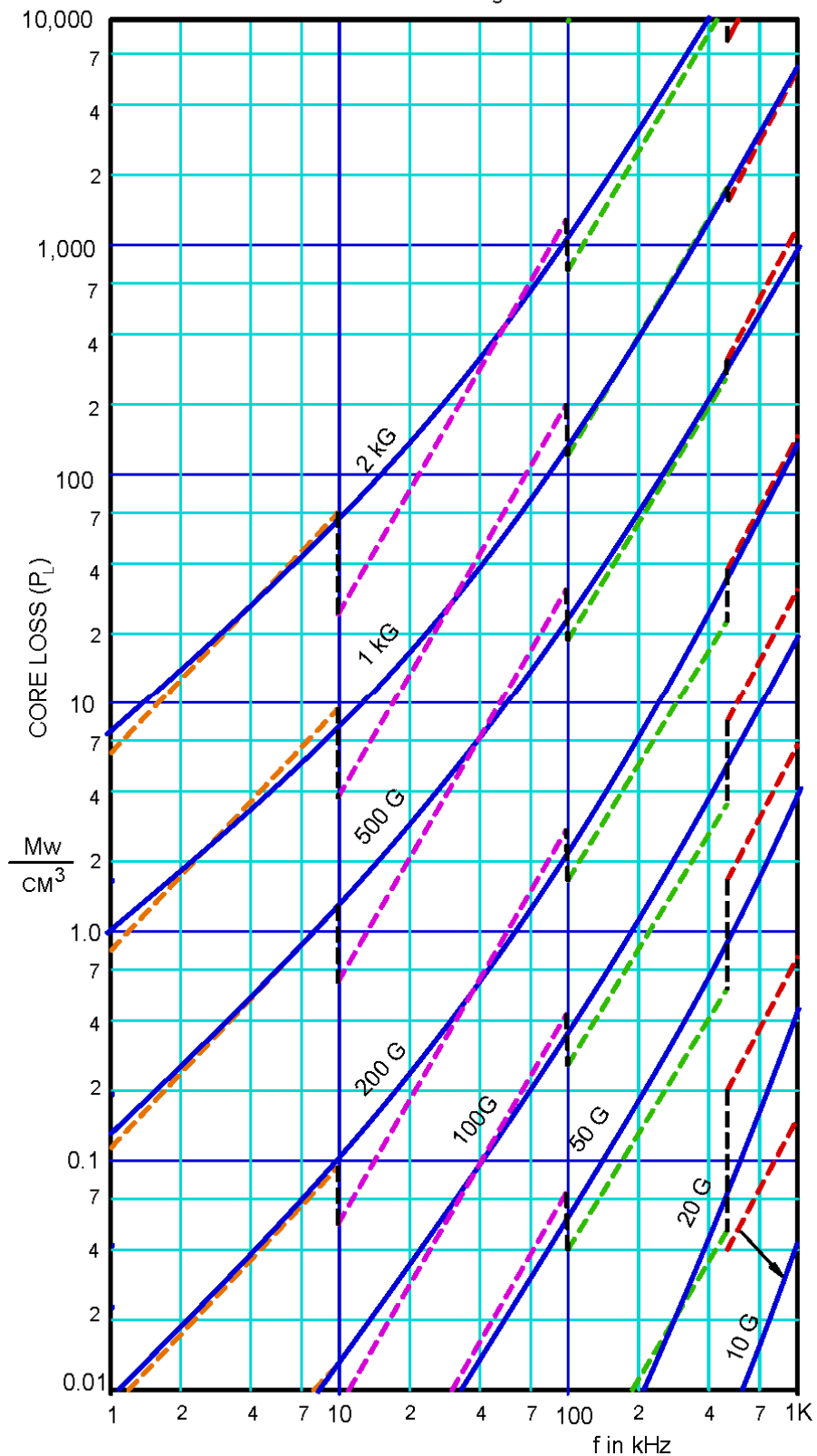
Рядом с каждой из линий, представляющих материал F от Magnetics Inc есть пунктирная линия в цвете, показывающая результаты потерь в сердечнике приближений по формуле выше и параметров из таблицы выше. Учитывая логарифмический (log-log) масштаб, некоторые ошибки являются существенными, и я подозреваю, что база данных в режиме само по себе не очень хорош в крайности. Реальные данные, как правило, чтобы не быть такой совершенной прямой линии.

Иногда, данные потерь в сердечнике представлены в виде кривых пик потока в зависимости от частоты. Я не мог найти эти данные для материала F от Magnetics Inc, но уравнения потерь в сердечнике может быть решена представлены графически таким образом радикальные частотой F за шагом приращения. В результате на графике ниже, в которых решения уравнений являются пунктирными линиями, цветные, чтобы соответствовать диапазон частот в таблице параметров. Сплошной синей линии произвольных кривых, соединяющих средние значения, лучшее, что я мог.

Разрывы в решениях позволяют предложить, как плохо приближения находятся в пределах каждого диапазона. В большинстве случаев, продолжение очевидна, но в правом нижнем углу, кривая 10 G выглядит так, будто она соединяется с кривой для 20 G, поэтому я добавил пунктирной черной линией, чтобы показать связи между разрывами. Сплошной синей линией 10 G не могли рационально относиться к любому из решений, так что я положил его произвольно, как бы параллельные линии 20-G.

CORE LOSS vs FREQUENCY

----- Using formula



Материал F производства Magnetics, Inc.

Разбор данных производителей для SPICE-дружественных параметров:

Чтобы быть полезной в SPICE, модель трансформатора должна использовать параметры, которые доступны в SPICE, в основном напряжения и токи в цепи трансформатора. Более сложная модель может иметь и другие параметрические входы, которые влияют на анализ, такие как температура. Параметры, которые не могут быть определены до завершения цикла менее полезны и их следует избегать, таких как частота и индукция \hat{B} .

Разбор из алгоритма, который ограничен напряжений и токов по времени от производителей сердечников данных потеря является сложной задачей, и, конечно, не даст точных результатов. Тем не менее, качественное понимание потерь может привести к новой модели SPICE, которые воплощают полезных связей во временной области. Тогда, учитывая данные образцов для испытаний и соответствующих данных для новых моделей, количественный анализ будет невозможно.

Потери в сердечнике являются функцией напряжения в цепи (в том числе мгновенной индукции B , интеграл от напряжения по времени, легко выводятся функции в SPICE). Ток обмотки не входит в уравнения потерь в сердечнике. При условии, что есть достаточный ток для возбуждения сердечника, токов в обмотках может быть проигнорирован для расчета и моделирования основных потерь.

Кроме того, потери в обмотке являются функцией тока в цепи. Напряжение не входит в уравнение потерь обмотки. При условии, что есть достаточное напряжение для преодоления сопротивления цепи и привести к намагничивающей току, напряжение может быть проигнорировано для расчета и моделирования потери в обмотке.

Механизм потерь на низких частотах отличаются от тех, что на высокой частоте, и много предположений о конструкции трансформатора основаны на низкой частоте конструкции трансформатора. Многие из проблем, высокочастотного дизайна трансформатора могут иметь свои корни в неправильном применении низкочастотных механизмов потерь в высокочастотные дизайны, особенно используемые при широтно-импульсной модуляции.

В графе потери против \hat{B} для различных частотах выше (первый график в этом приложении), обратите внимание на наклон линий. Потому что это логарифмический график, наклоны линии являются показателем функции, в данном случае, показатель функции, параметр d в приближенных уравнениях потерь сердечника. Самая высокая частота линии, 1000 кГц, имеет гораздо более низкий наклон, чем самая низкая частота линии, 1 кГц. Это находит свое отражение в величине d на графике выше, 2.85 для низкого диапазона частот и 2.29 для высоких. Чтобы сделать это более очевидным, смотрите красную линию "А" на графике около 1 кГц линии, которая имеет такой же наклон, как в 1000 кГц. Смотрите также две янтарные линии с наклоном +3 и +2, для сравнения.

Обратите внимание также на расстояние между линиями. Будучи логарифмическом графиком, расстояние является функцией экспоненты с частотного параметра f в приближении потерь, 1.06 для низких частот и 1.88 для высоких. Это показано стрелками "В" и "С". "В" является вертикальное пространство между 500 кГц и 1000 кГц, и "С" является вертикальное пространство между 5 кГц и 10 кГц.

Для низких частот, приближение кривой почти

$$P_L = a \cdot f^1 \cdot \hat{B}^3 \text{ мВт/см}^3$$

Для высоких частот, это больше почти

$$P_L = a \cdot f^2 \cdot \hat{B}^2 \text{ мВт/см}^3$$

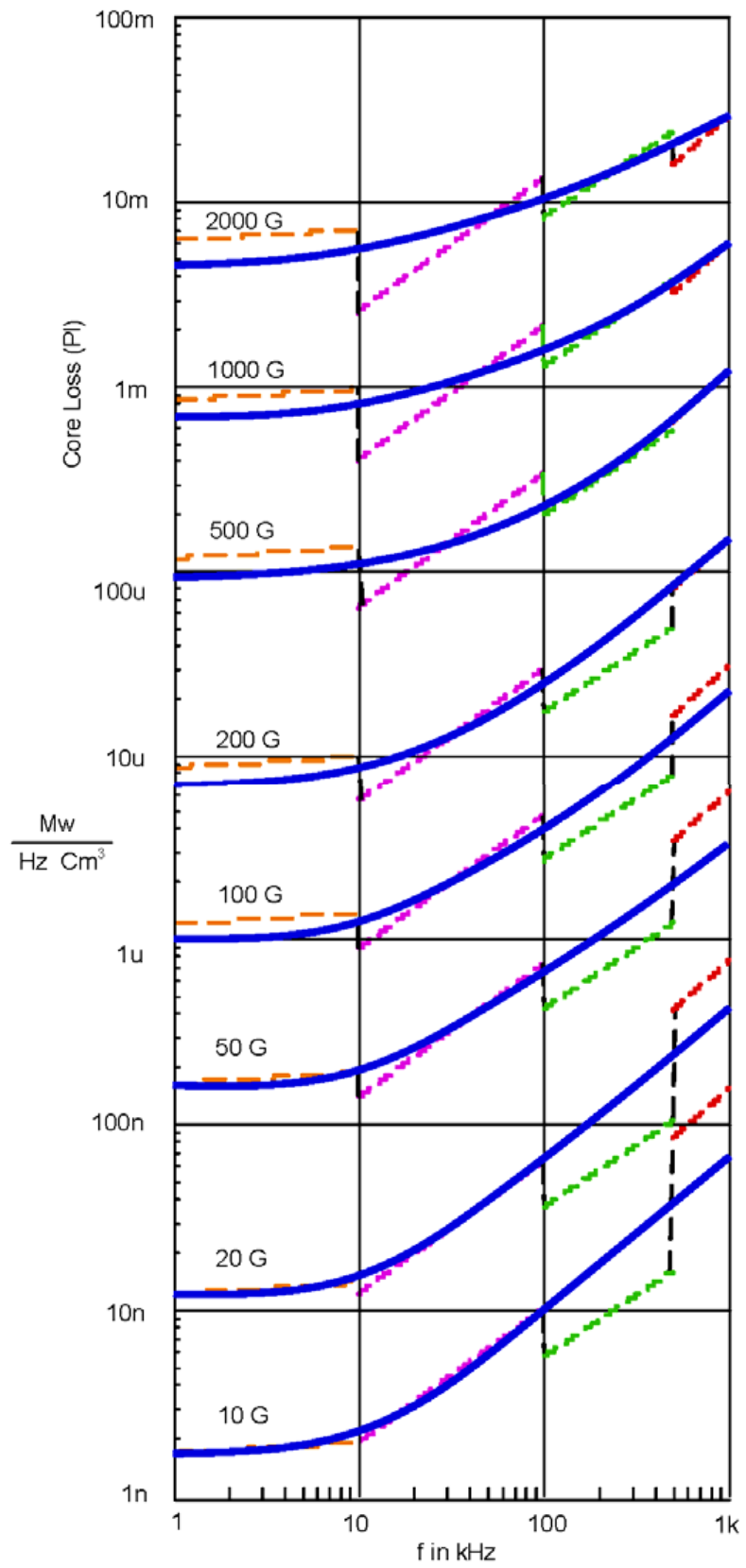
Эти асимптоты подтверждают, что есть другой механизм потерь на высоких частотах.

Это учит и принято считать, что энергия, затрачиваемая, чтобы пойти вокруг петли гистерезиса является постоянной, пока постоянна \hat{B} . В более сложных процедурах, мы узнаем, что петля гистерезиса может быть шире на высоких частотах, эффект, который иногда приписывают "вихревым токам". Это также учит, и принято считать, что ферриты не имеют вихревых токов. Взятые до своего логического завершения, это "доказывает", что, если широтно-импульсная модуляция используется для настройки для изменения входного напряжения, \hat{B} остается неизменной и так делает потери сердечника.

К сожалению, это не так. Однако количественно оценить фактические потери и прогнозирования их было сложно.

График в следующем использует те же уравнения, приведенный выше график показывает потери в сердечнике в зависимости от частоты, но результат делится на частоту в Гц. Единицы потерь представлены в виде мВт/Гц см³, для совместимости с предыдущими графиком, но мВт/Гц будет признано как произведение мощности и времени ($t = 1/f$), мВт-секунды, или миллиджоулей. График показывает, таким образом энергию, чтобы пойти вокруг петли гистерезиса с постоянным \hat{B} на разных частотах. Как и прежде, штриховые цветные линии являются результатами расчетов с использованием приближенных формул и параметров от Magnetics, Inc. Сплошная синяя линия является моей попыткой сгладить кривые. Существует нет представления любой точностью на всех, но она может быть полезна в качестве качественного анализа.

На более низких частотах, то можно увидеть, что энергия остается постоянной, если \hat{B} постоянна, но выше 10 кГц, энергия за цикл поднимается много. Это подтверждает, что механизм потерь в сердечнике отличается на более высоких частотах, и классические отношения бесполезны в более высокий диапазоне частот используется во многих современных преобразователей энергии.



Часть проблемы применения данных по потерям в сердечниках, представляемых производителями, в дизайне мощных преобразователей является то, что он сделан с использованием возбуждения синусоидальной волны. Преобразователи напряжения используются квадратные волны переменного тока или широтно-импульсно модулированную волну переменного тока квадратных импульсов. Опыт показывает, что есть по крайней мере качественные отношения между синусоидальной волной возбуждения и квадратные волны возбуждения и, что потери ниже, при использовании квадратной волны.

Преобразование \hat{B} в приложенное напряжение возможно с квадратной волны возбуждения, учитывая частоту, а единицами являются постоянные времена вольт-секундах, где время составляет половину периода, $1/2F$. Деление на секунды уходит функцию напряжения. Иными словами, зная, что максимальную индукцию \hat{B} и период времени, в течение которого поток возрастает (половина цикла), приложенное напряжение, необходимые для достижения, что \hat{B} может быть определена.

В приближениях Magnetics Inc, \hat{B} даны в килоГауссах, и F в килоГерцах,. Таким образом, начальной точкой отсчета является уравнение для магнитного напряжения в системе СГС.

$$E = 4 \cdot \hat{B} \cdot A_c \cdot F \cdot N \cdot 10^{-8}$$

Решенное для \hat{B} :

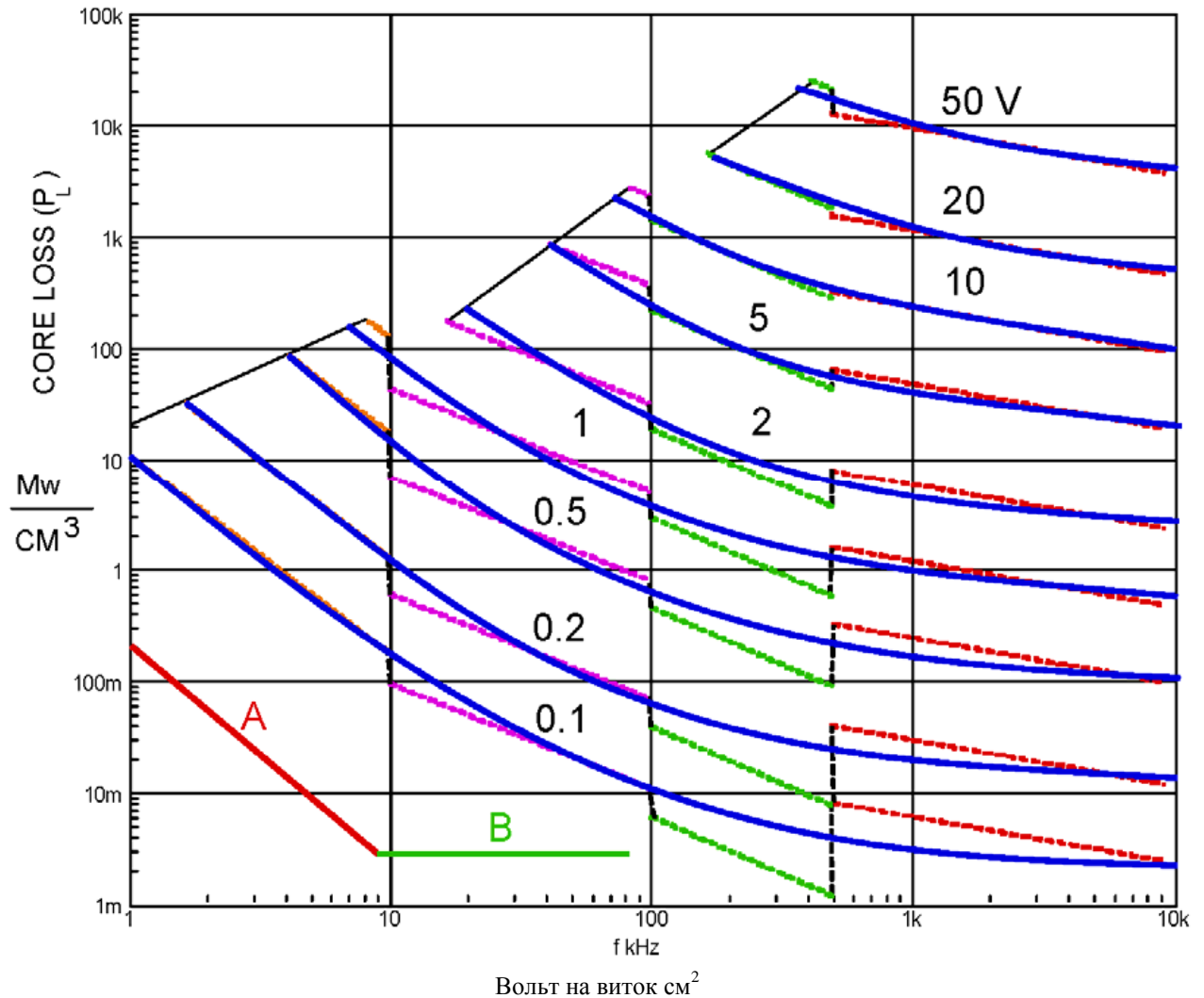
$$\hat{B} = \frac{E}{4 \cdot A_c \cdot F \cdot N} \cdot 10^8 \text{ Гаусс}$$

Пусть $N = 1$, так что напряжение в Вольт /виток, и пусть $A_c = 1 \text{ см}^2$. \hat{B} , в килогаусс с F в килогерцах, становится:

$$\hat{B} = \frac{E}{4 \cdot F_{kHz}} \cdot 10^2 \text{ кГаусс}$$

Понимание, что в приближениях Magnetics, Inc должно дать кривые, которые качественно приближенных потерь от частоты для различных прикладных напряжений прямоугольной формы. Потому что уравнения не знают о насыщении, результаты для низких частот являются неограниченными, поэтому я добавил функцию на пустой результат, если больше трех кГаусс. Линии в верхнем левом углу показывают предел три кГаусса, и они были бы одной непрерывной линией, если приближения были точны. По оси X берется до 10 МГц, но нет никакой иллюзии любое использование при этой частоте. Графики были расширены, чтобы лучше показать изменения наклона с частотой и, в частности, что она имеет тенденцию к спуститься.

Этот график интерпретировать как потерю в см^3 в зависимости от частоты при постоянном напряжении квадратные волны возбуждения, с 1 витковой обмоткой и 1 см^2 , площадью сечения сердечника. Таким образом, кривые есть для постоянной вольт на виток плотности, $V/N \text{ см}^2$. С 100 вольт применяется в 10 витков обмотка на сердечник, имеющий площадь 2 см^2 , использовать 5 В линия ($100 \text{ В} / 10 \cdot 2$). Потери в сердечнике для частоты по оси X является результатом мВт/см^3 читать из графика, умноженной на основной объем в см^3 .



Обратите внимание на короткие линии А и В. Позиции и координаты произвольны, но их склоны имеют значение. Они есть сегменты графиков построенных для двух уравнений сверху, в которых отмечались, тенденции экспонент приближений от Magnetics, Inc уравнения при низких и высоких частотах.

При низких частотах, приближение кривой является близким

$$A \quad P_L = a \cdot f^1 \cdot \hat{B}^3 \text{ мВт/см}^3$$

Для высоких частот, это более близко к

$$B \quad P_L = a \cdot f^2 \cdot \hat{B}^2 \text{ мВт/см}^3$$

Последний представляет собой прямую горизонтальную линию, которая так же, как для фиксированного резистора. Посмотрите на уравнение для \hat{B} и подключите \hat{B}^2 на второе приближение уравнения потерь В показывает, почему.

$$\hat{B} = \frac{E}{4 \cdot F_{kHz}} \cdot 10^2$$

$$\hat{B}^2 = \frac{E^2}{16 \cdot F_{kHz}^2} \cdot 10^4$$

Когда это выражение для \hat{B} подключен к уравнению потерь мощности В, F_{kHz}^2 так же, как f^2 , поэтому они отменить, оставив

$$B \quad P_L = \frac{a}{16} \cdot E^2 \cdot 10^4$$

Таким образом, потери зависят от частоты, и резистор поэтому может быть подходящей моделью для основных потерь на очень высоких частотах.

Применяя аналогичные замены для низких частот модели:

$$A \quad P_L = a \cdot f^1 \cdot \hat{B}^3 \text{ мВт/см}^3$$

Решим для \hat{B}^3 :

$$\hat{B}^3 = \frac{E^3}{64 \cdot F_{kHz}^3} \cdot 10^6$$

F_{kHz} так же как f , таким образом f^1 , будет отмененной, оставив

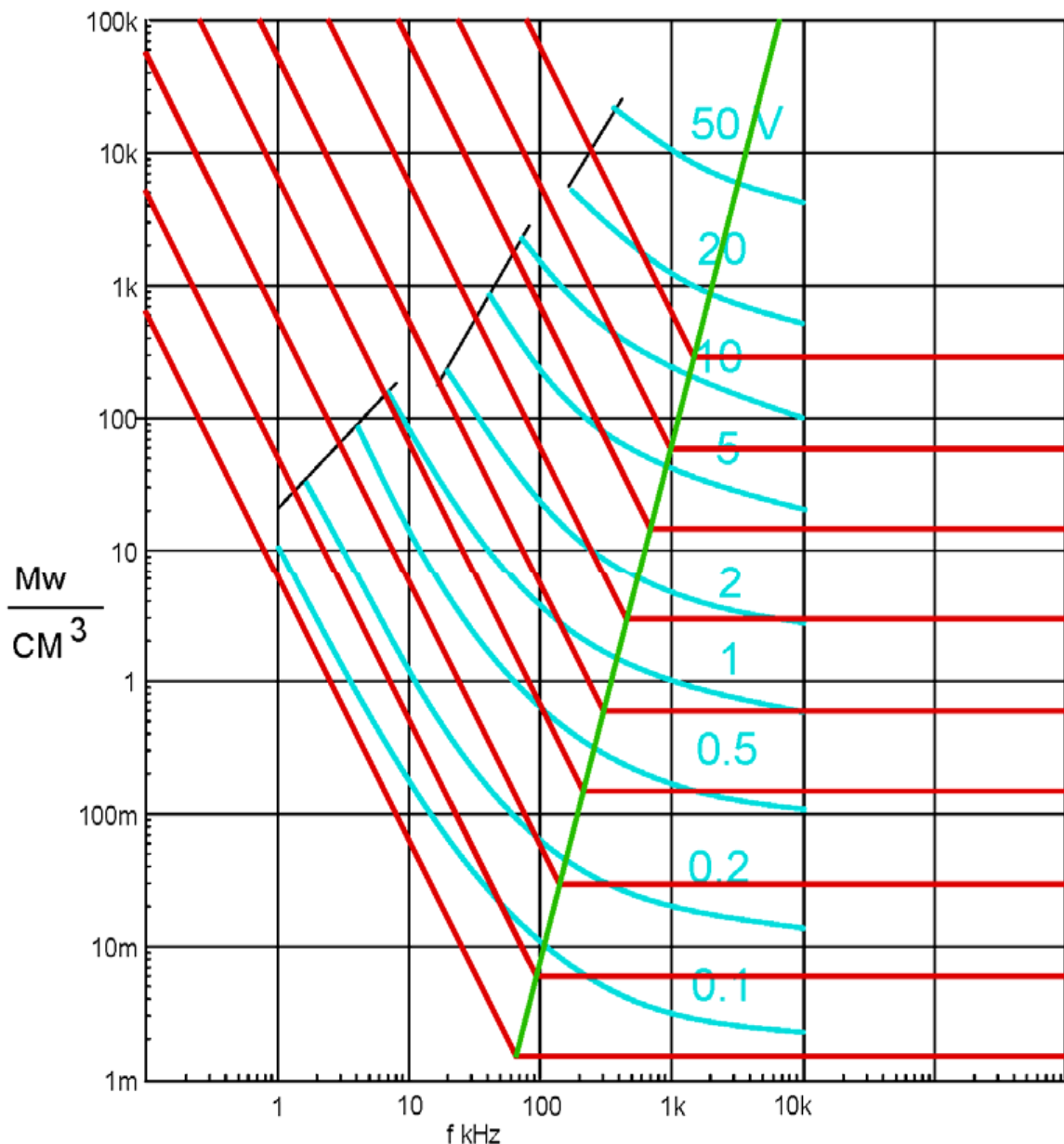
$$A P_L = \frac{a}{64} \cdot \frac{E^3}{F_{kHz}^2} \cdot 10^4$$

Возвращаясь к графику выше, в силу этих уравнений, мы можем начать анализировать асимптоты. Для высокочастотного конца, расстояния для различных напряжений вертикально должны быть E^2 , так что каждое приращение 10x в вольтах должно быть две декады друг от друга. Это не совсем то, что показано, но это очень грубая картина, если визуализирует кривые распространяясь далее.

Для низкочастотного конца, наклон определяется F_{kHz}^2 в знаменателе, так что наклон -2 на логарифмическом графике.

Межстрочный интервал определяется E^3 в числителе, P_L увеличивается в 3 декады для каждого приращения напряжения 10x. Кривая 0.1В и кривая 1В несколько меньше, чем 3 декады друг от друга, но согласится с узором, приблизительно.

Построенный график показывает семейства асимптот, которые отвечают критериям, и асимптоты в виде набора были перемещены, чтобы сделать «лучший подбор» на гипотетических данных. Совпадение не так уж и плохо для более низких напряжениях, но гипотетические данные настолько неопределенны, что было бы неразумно делать слишком много выводов, пока не подтвердятся "реальными" данными стендовых испытаний.



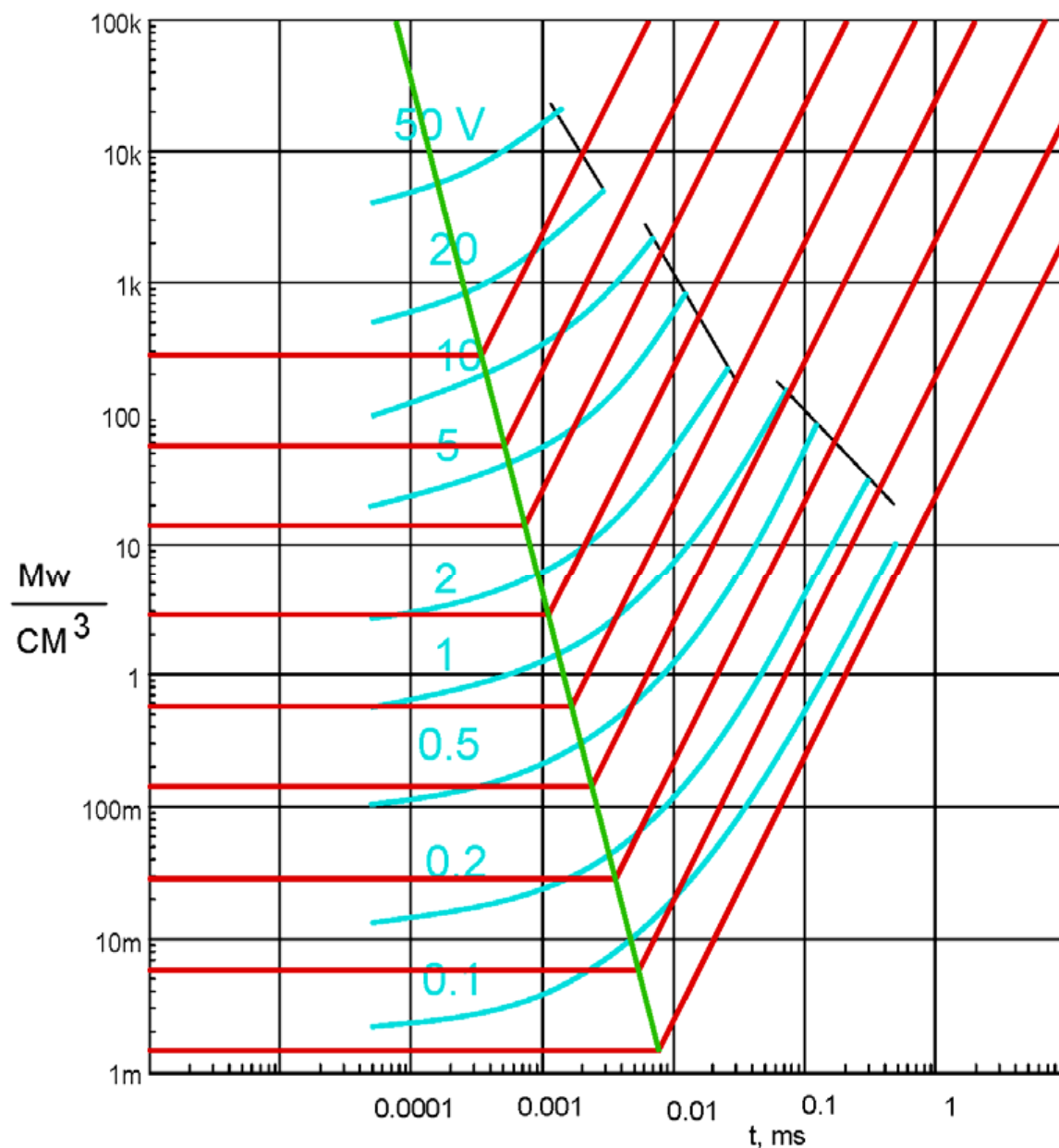
Частота не является полезным параметром в SPICE, поэтому желательно, чтобы найти потери как функцию времени, то есть во временной области. Частота обратна времени, периода цикла переменного тока. Для расчета \hat{B} , одна половина периода используется, поэтому $t = 1/2F$, и $F = 2/t$. Подставляя в уравнение для \hat{B} дает:

$$\hat{B} = \frac{E \cdot t}{8} \cdot 10^{-2} \text{ кГаусс}$$

где t в миллисекундах, в соответствие с кГц, используемых в приближениях Magnetics, Inc. Подставляя в приближении дает:

$$Pl = a \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot t}\right)^c \cdot \left(\frac{E \cdot t}{8}\right)^d$$

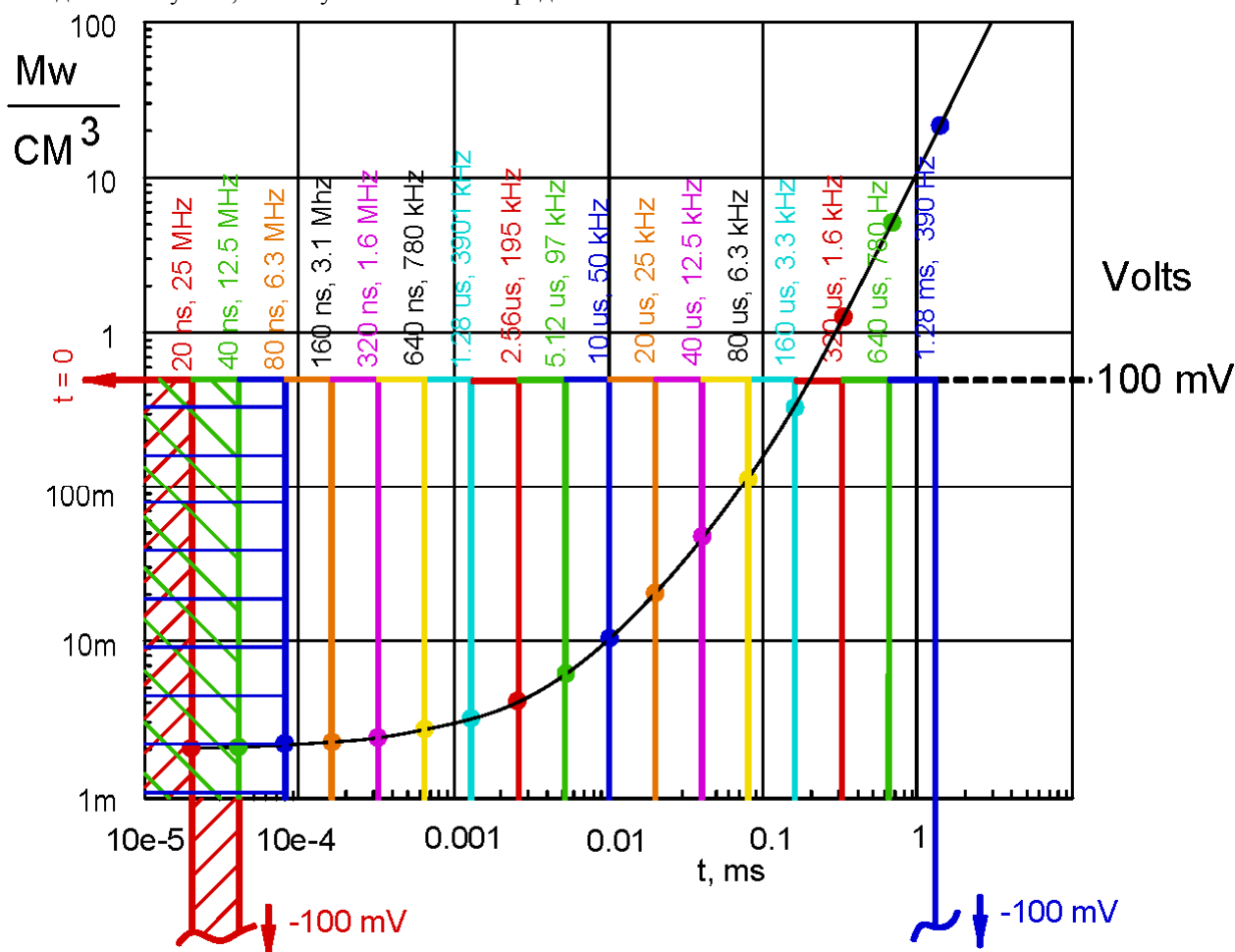
Это преобразование легко, наглядно, с левой-правой зеркальным отражением кривой потерь от частоты. Совпадение 1 кГц линии до 500мсек линий, так что является временем включения для половитного цикла частоты переменного тока.



Предполагая, что не было допущено математических ошибок, этот график должны прогнозировать потери в кривой выраженной в терминах времени включения так же, как граф выражаются в частоте. Потому что исходное уравнение в терминах \hat{V} (то есть, V_{max} в конце времени включения), а не V , мгновенно, это не дает нам мгновенной мощности от времени.

Эта кривая имеет намного больше смысла, как презентация основных потерь данных для трансформаторов дизайна, в частности ШИМ трансформаторов. Это моя теория, что этот график является также полезным для циклов заполнения меньше 1. На графике выше, находим основные потери для фактического напряжения и длительности импульса, затем умножить на рабочий цикл. На этот раз, это спекуляция, но если она подтвердится, то это будет новый мощный инструмент для ШИМ дизайна трансформаторов и индукторов.

Кривая ниже, построена на концепции графика выше, показывает плотность мощности в зависимости длительности импульса напряжения. Каждый из цветных кривых первой половины 100 мВ переменного напряжения прямоугольной формы, с положительно двигающемся временем включения показывает, измеренную от $t = 0$, часть непрерывной волны переменного напряжения прямоугольной формы. В логарифмическом масштабе, 0 бесконечно далеко влево, так что все импульсы взяты из 10 нс линии. Во второй половине каждого цикла симметричное отрицательное движение, часть непрерывной волны переменного напряжения прямоугольной формы, но это отображается только для первого импульса и перекрестного последнего импульса, чтобы уменьшить беспорядок.



Первый импульс, красной линии и красной штриховки, начинается при $t = 0$ при напряжении 100 мВ, и заканчивается в 20 нс, продолжая отрицательную до -100 мВ, затем стартует следующий цикл при 40 нс. Таким образом, он определяет квадратные волны с периодом 40 нс или частоте 25 МГц. Средняя мощность на 25 МГц переменного тока меандр находится в середине цикла, которая является задний фронт положительного импульса, и имеет тот же цвет. Второй импульс, зеленая линия и зеленый штриховка, начинается при $T = 0$ и заканчивается в 40 нс, поэтому ее период составляет 80 нс и частотой 12,5 МГц. Средняя мощность на 12,5 волна МГц квадратных помещают в центр своего цикла, задняя кромка положительного импульса. Окончательный импульс, обозначенный синей линией, начинается при $T = 0$ и продолжается до $T = 1,28$ мс, в течение 2,56 мс и частотой 390 Гц. Средняя мощность на тот момент оценивается и построены.

Эта кривая фактически грубая кусочно-интеграции, и истинное мгновенной кривой мощности во временной области может быть производной этой кривой. Это был бы удачный результат для перспективы создания хорошей модели SPICE. Дифференцирование кривой сложно, но дифференцирование асимптоты проще.

Для низких частот, кривая асимптоты есть

$$A \quad P_L = a \cdot f^1 \cdot \hat{B}^3 \text{ мВт/см}^3$$

Для высоких частот, кривая асимптоты есть

$$B \quad P_L = a \cdot f^2 \cdot \hat{B}^2 \text{ мВт/см}^3$$

$$\text{Подстановка } f = \frac{1}{2 \cdot t} \text{ и } \hat{B} = \frac{E \cdot t}{8} \cdot 10^{-2} \text{ кГаусс}$$

дает:

Для низких частот, асимптоты:

$$A \quad P_L = a \cdot \frac{1}{2 \cdot t} \cdot \left(\frac{E \cdot t}{8} \cdot 10^{-2} \right)^3 \text{ мВт/см}^3$$

$$A \quad P_L = a \cdot \frac{1}{2 \cdot t} \cdot \frac{E^3 \cdot t^3}{8^3} \cdot 10^{-6} \text{ мВт/см}^3$$

$$A \quad P_L = a \cdot \frac{1}{512} \cdot E^3 \cdot t^2 \cdot 10^{-6} \text{ мВт/см}^3$$

Дифференцируя:

$$A \quad P_L = \frac{a}{512} \cdot E^3 \cdot t^2 \cdot 10^{-6} \text{ мВт/см}^3$$

Чтобы избавиться от одной из E s в E^3 и t ,

$$B = \frac{E \cdot t}{8} \cdot 10^{-2}$$

$$E \cdot t = 8 \cdot B \cdot 10^2$$

$$A \quad P_L' = \frac{a}{512} \cdot E^2 \cdot (E \cdot t) \cdot 10^{-6} \text{ мВт/см}^3$$

$$A \quad P_L' = \frac{a}{512} \cdot E^2 \cdot (8 \cdot B \cdot 10^2) \cdot 10^{-6} \text{ мВт/см}^3$$

$$A \quad P_L' = \frac{a}{32} \cdot E^2 \cdot B \cdot 10^{-4} \text{ мВт/см}^3$$

$$A \quad P_L' = \frac{E^2}{R_B} \text{ мВт/см}^3$$

Где $R_B = \frac{32}{a \cdot B}$ для $B > 0$.

Это может быть смоделировано в SPICE, как напряжение на резисторе. Значение резистора R_B определяется поведенческим источником как функция обратного потока или индукции B . Однако, это не то же самое что поток или индукция B , используемые в модели насыщения. Это должно быть смоделировано отдельно, так как это сбрасывается для каждого разворота напряжения.

Для высоких частот, асимптоты есть:

$$B \quad P_L = a \cdot f^2 \cdot \hat{B}^2 \text{ мВт/см}^3$$

Подставляя $f = \frac{1}{2 \cdot t}$ и $\hat{B} = \frac{E \cdot t}{8} \cdot 10^{-2}$ кГаусс

$$B \quad P_L = a \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot t}\right)^2 \cdot \left(\frac{E \cdot t}{8}\right)^2 \text{ мВт/см}^3$$

t^2 s отменить, оставив

$$B \quad P_L = \frac{a}{256} \cdot E^2 \text{ мВт/см}^3$$

Это есть константа, поэтому производная то же самое.

$$B \quad P_L' = \frac{E^2}{R_h} \text{ мВт/см}^3$$

Где $R_h = \frac{256}{a}$,

Таким образом, высокочастотная модель SPICE просто напряжение на резисторе.

Это очень много уравнений со многими шансы сделать ошибки. Если все правильно, то функция потерь в сердечнике может быть смоделирован в виде двух резисторов моделирования асимптоты для низких и высоких частот случаях. Резистор, который доминирует на низких частотах является функцией $1/B$.

Реальный сердечник имеет индуктивность, которая является сложной. Вещественная часть является чисто индуктивной и мнимая часть резистивной, то есть с потерями. Оба компонента имеют значительную нелинейность, поэтому их прототипам в SPICE модели может потребоваться корректирующие построения кривой функции или поэтапное приближение. Это может не позволить сделать SPICE модель, которая является точной на очень многий ряд операций.

Низкочастотные потери в сердечнике, графическое решение:

(Этот анализ был сделан первый, и обеспечен понимание для анализа данных производителей).

Зная сильные отношения между \hat{B} и потерями в сердечнике, интуитивно разумной, что основные потери были бы намного выше при низких частотах с постоянным напряжением прямоугольной формы. Однако, это вовсе не интуитивно, мне по крайней мере, то, что модель импеданса, если таковые имеются, будет производить этот результат.

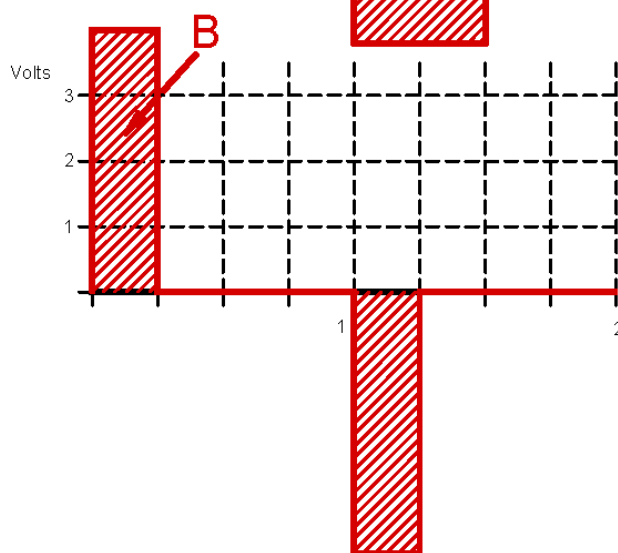
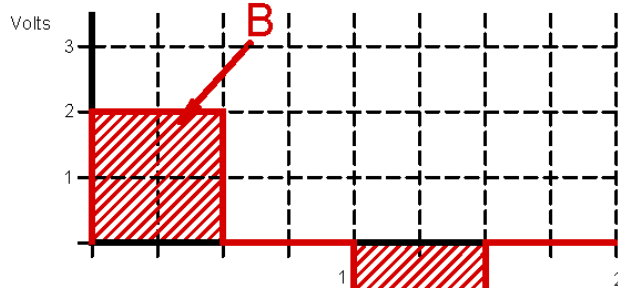
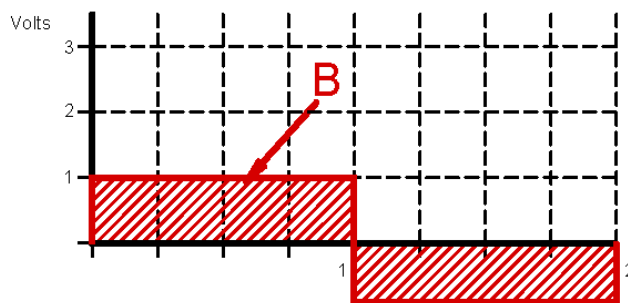
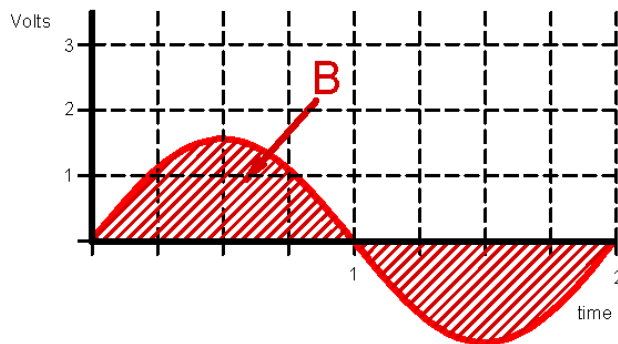
На графиках справа показаны четыре волны формы одного и того же периода и с тем же \hat{B} , поэтому все будет иметь те же основные потери на низких частотах. Примечание: Эти графики показывают \hat{B} , максимальную индукцию, а не B , мгновенную индукцию.

Кажется разумным, что потери в сердечнике будут происходить только тогда, когда есть напряжение, подаваемое на обмотку. Во второй графе, 1 вольт прикладывают в течение 1 единицу времени. Предположительная потери в сердечнике происходит по всей ширине импульса, скажем, 1 ватт.

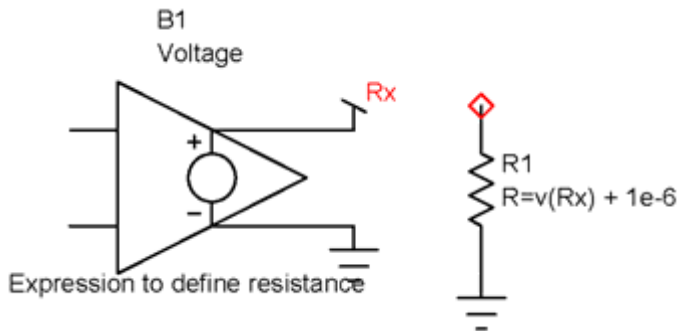
В третьей графе, 2 вольта применяют для половины времени. Поскольку средняя потеря то же самое, потери во время импульса должно быть 2 Вт. Точно так же в четвертой графе, 4 вольта применяют для одной четверти времени, и власть должна быть 4 Вт, чтобы средняя правильно.

Таким образом, потери в сердечнике прямо пропорциональна напряжению, V/Y , где Y является функцией сопротивления, которую еще предстоит определить. С фиксированным резистором, мощность отношений является напряжение в квадрате, V^2/R .

Мощность есть произведение тока и напряжения. С резистора, он также может быть выражена как V^2/R или I^2R . При равномерном напряжении, различной мощности могут быть смоделированы с помощью переменного тока или переменного резистора. Если мгновенная мощность равномерно со временем, резистор X , который изменён, как напряжение будет производить мощность уже говорилось выше, V^2/X , если $X = V \cdot R_1$, где R_1 представляет собой значение, при $V = 1$ Вольт.



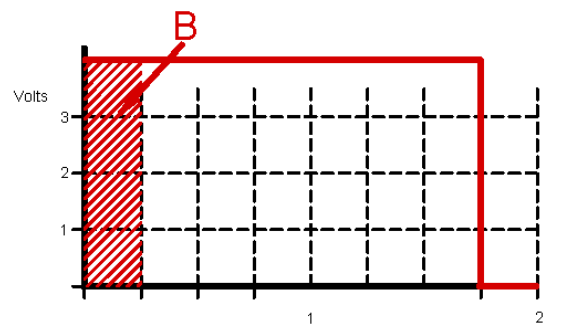
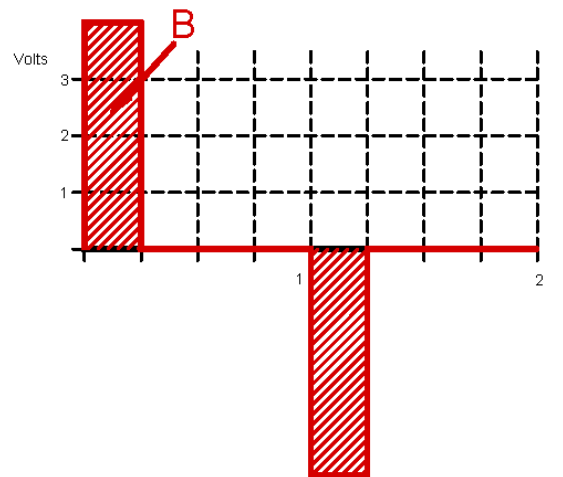
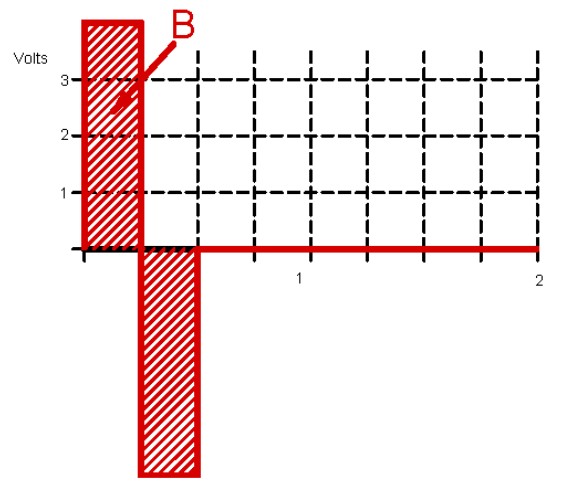
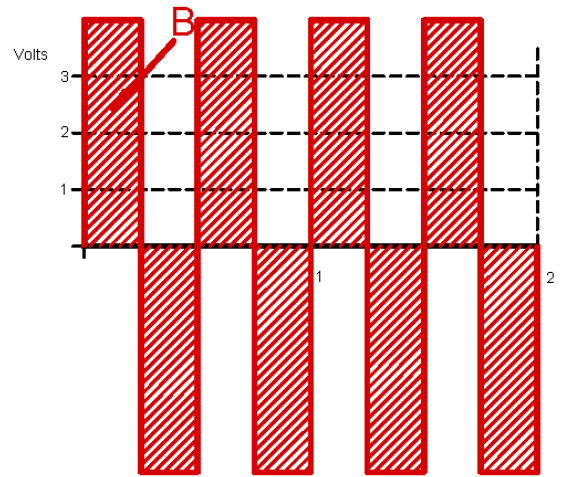
Мы все еще не знаем, если потери однородны по времени, когда напряжение приложено и другие данные показывают, что это не так. Какой бы не была кривая, однако, для получения результата при низких частотах, она должна масштабироваться в соответствии с напряжением и сжимать со временем равномерно по всей примеру.



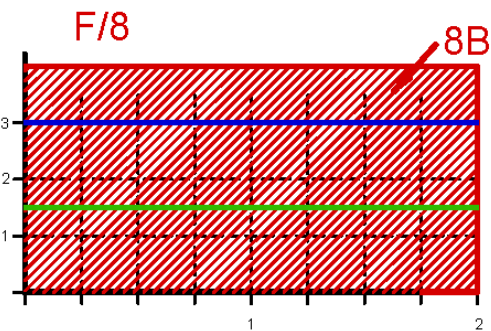
В SPICE модели, значения резисторов (и другие компоненты) может быть переменная, определяемая выражениями. Вместо того, чтобы положить сложное выражение в сопротивление определение, я предпочитаю, чтобы создать напряжение в поведенческих источник напряжения, и установить сопротивление, введя $R = V(Rx)$, где Rx это напряжение поведенческого источника.

Это позволяет различные параметры вводить в выражение для величины сопротивления, которое может быть полезно для подгонки кривой. Мощность в резисторе, рассчитывается как токовое время напряжения и продукт может быть выражена с мощностью других резисторов в модели потерь в сердечнике, чтобы дать полную потерю в сердечнике как контрольную точку. (Аналогичным образом, значение индуктивности и конденсаторы можно управлять с помощью выражений, но это не рекомендуется, если энергия, запасенная в компонент должен быть сохранен.)

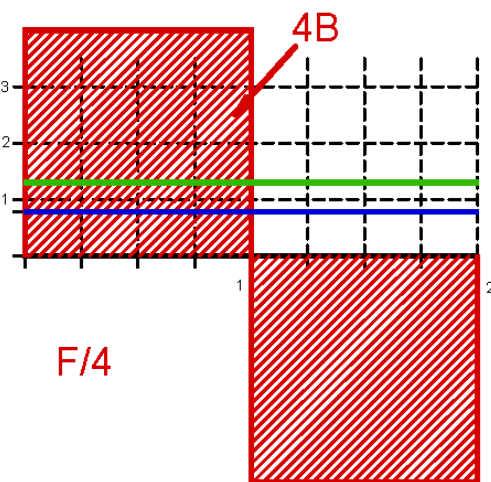
Если импульсы рассматривать в отрыве, являются потерями то же самое? Или есть некоторые истории явления? Справа пять графиков различных сигналов. Для тех же напряжения и времени (вольт-секунды, или V), являются потери всегда то же самое? Что происходит с потерями в начале импульса? Напряжения, а ядро начинает рассеивать мощность, но на каком уровне? Длительность импульса, пока не известно, так что это может быть 500 нс (1 МГц) или 500 мс (1 Гц), начальные условия те же. Кажется, что потери в первые 500 нс должно быть тех, которые согласуются с частотой 1 МГц, то есть, довольно низка. После 5 мкс, мощность должна быть на уровне, соответствующем с частотой 100 кГц, а через 50 мкс, мощность должна быть на уровне, соответствующем с 10 кГц. То есть, после того, как напряжение, потери должны быть достаточно низкими в первой и расти, как время идет.



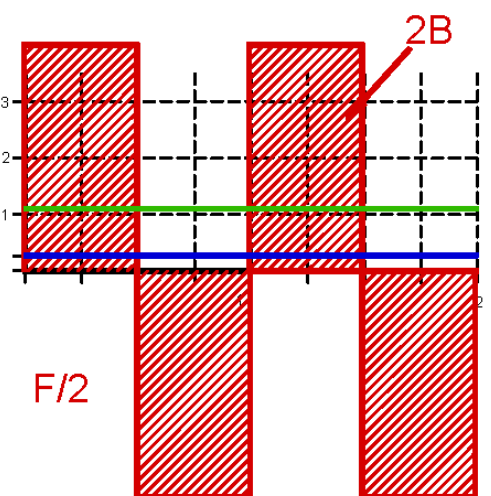
На приведенных ниже графиках показаны четыре волны. При постоянном напряжении, они имеют двоичные отношения, $8xV$, $4xV$, $2xV$ и V , а также $F/8$, $F/4$, $F/2$ и F . Зеленые и синие линии показывают относительную мощность, если графики представляют низкочастотное возбуждение (синий) и высокочастотное возбуждение (зеленый). **Примечание:** Эти графики показывают \hat{V} , максимальную плотность потока, а не V , мгновенную плотность потока.



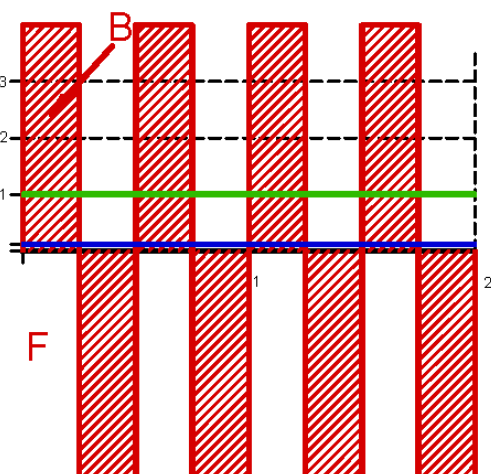
Частота, возбуждение, плотность мощности
 1 кГц, 100 мВ, 10 мВт/см³.
 1 МГц, 500 мВ, 0.17 мВт/см³.



2 МГц, 500 мВ, 0.15 мВт/см³.
 2 кГц, 100 мВ, 3.0 мВт/см³.



4 МГц, 500 мВ, 0.13 мВт/см³.
 4 кГц, 100 мВ, 0.8 мВт/см³.

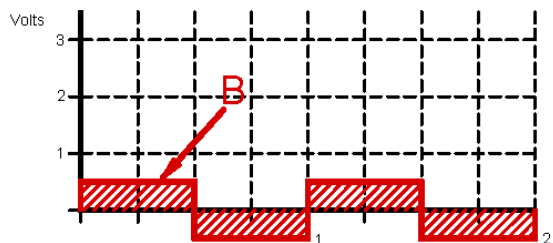


8 МГц, 500 мВ, 0.12 мВт/см³.
 8 кГц, 100 мВ, 0.33 мВт/см³.

Значения из графика потерь от частоты, для различных приложенных напряжений, выше. Отметим, что средняя мощность не изменяется при очень высокой частоте, но резко меняется при низкой частоте по той же относительные изменения в V и F .

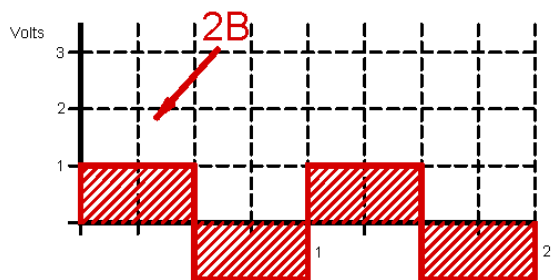
На приведенных ниже графиках показаны напряжения и времена для получения максимальной индукции В, 2хВ, 5хВ и 10хВ на 10 кГц до 10 МГц. Данные очень неопределенные на частоте 10 МГц, но включены для качественных целей. Для каждого состояния, напряжение и мощность даны, оба на кривой и для асимптоты (с ссылкой на графике плотность потерь выше). Частот.

Для нижних частот, 10 кГц, 10-кратное увеличение индукции В, результат примерно в 1000 раз увеличение плотности мощности потерь, или три порядка. На 10 МГц, в 10 раз увеличить индукции В, результат примерно в 100 раз увеличение плотности мощности потерь.

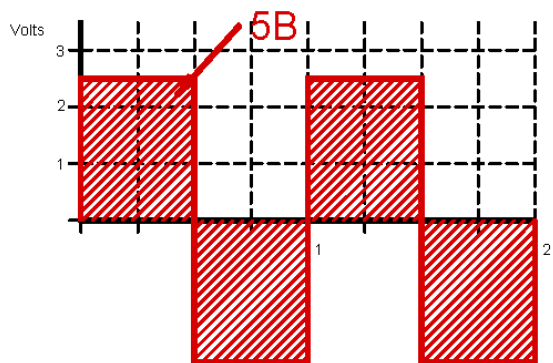


Примечание: Эти графики показывают \hat{V} , максимальную индукцию, а не В, мгновенную индукцию.

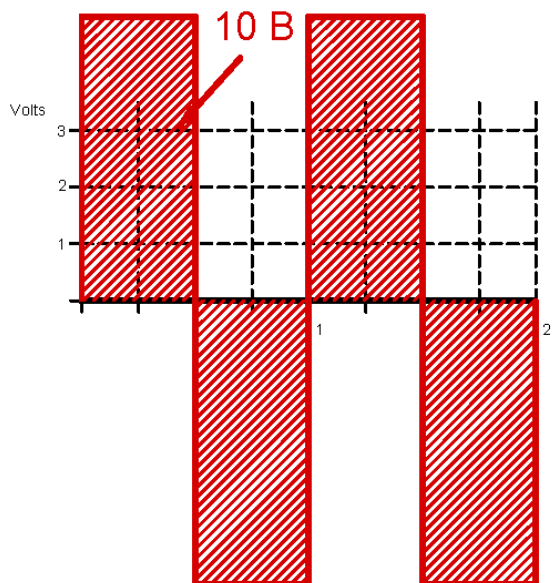
Частота Гц	Напряжение В	Кривая mv/cm ³	Асимптота mv/cm ³
10 м	100 м	0.0024	0.0014
10 к	100 м	0.018	0.07



10 м	200 м	0.014	0.006
10 к	200 м	1.1	0.5



10 м	500 м	0.11	0.03
10 к	500 м	13.0	4.0



10 м	1.0	0.18	0.14
10 к	1.0	80	70

Возвращаясь к рассмотрению низкочастотных потерь мощности отношений, с постоянной \hat{B} и переменной частотой, плотность мощности варьируется, как и V/X , где X является неопределенной функцией сопротивления. В отличие от обычного отношения напряжения к мощности V^2/R .

С фиксированной частотой и переменной \hat{B} , плотность мощности варьируется как \hat{B}^3 , в то время как напряжение варьируется, как и V . Так как \hat{B} это вольт-секунды, и время постоянное, то мощность была различной, как V^3 . Если мощность меняется как V с \hat{B} фиксирована и как V^3 с \hat{B} варьируются, кажется, что V^2 связано с различной \hat{B} . Таким образом, представляется, что в предположении, что потери сердечника варьируются как \hat{B}^3 неправильная, она должна быть:

$$P_L = \frac{V \cdot \hat{B}^2}{X}$$

где X является константой, масштабный фактор.

Чтобы выразить это в зависимости от времени, так что его можно дифференцировать, считают, что \hat{B} является вольт-секунды. Подставляя $\hat{B} = V \cdot t$, получаем:

$$P_L = \frac{V^3 \cdot t^2}{X}$$

взяв производную:

$$P_L' = \frac{2 \cdot V^3 \cdot t}{X}$$

Это можно переформулировать как

$$P_L' = \frac{2 \cdot V^2 \cdot (V \cdot t)}{X}$$

$$P_L' = \frac{2 \cdot V^2 \cdot B}{X}$$

Обратите внимание, будучи дифференцированной, P_L' является мгновенная плотность мощности и B является мгновенной индукцией.

Это имеет вид V^2/R , если R меняется как $1/B$.