

Music Angel - Ламповые усилители

James Moir, GA 3\1994

ОБ АВТОРЕ

С середины 30-х годов Джеймс Мойр нашел свой жизненный интерес в электроакустике и сделал ее своей профессиональной карьерой. Большую часть своей активной деятельности он работал в английской фирме *British Thomson- Houston Company*. Оказавшись в ней после Второй Мировой, *Д.М.* занимался разработкой специального оборудования для кинематографа, включая многоканальную запись и воспроизведение. В 60-х и 70-х годах в журнале "db" вел собственную рубрику, посвященную профессиональному звукоусилению. Участвовал в разработке стандартов *SMPTE* и *AES*. Умер в 1988 г. в возрасте 80 лет.

При рассмотрении работы выходного трансформатора весьма существенным шагом может быть устранение из схемы всех высоковольтных цепей. Действительно, при описании работы лампы и трансформатора во взаимодействии, все элементы цепи лампы - сама лампа, резистор автосмещения, шунтирующий его конденсатор, разделительный конденсатор и резистор утечки в цепи сетки могут быть удалены и заменены одним резистором, равным внутреннему сопротивлению лампы в рабочей точке.

Однако, поскольку лампа является активным прибором, то она генерирует определенную мощность в цепи выходного электрода, следовательно, мы должны к резистору R_i добавить еще и генератор напряжения, мощностью, соответствующей отдаваемой лампой в нагрузку. Выполнив это, мы увидим, что часть схемы, обведенная пунктиром (Рис. 6А), может быть заменена всего двумя элементами (Рис. 6В) - резистором R_i и генератором с бесконечно малым внутренним сопротивлением, соединенными последовательно.

ЭТО СЛЕДУЕТ ПРИНЯТЬ НА ВЕРУ

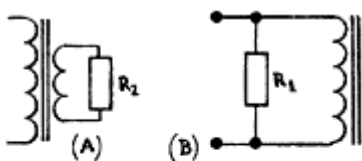


Рис. 4 Когда отношение числа витков первичной к числу витков вторичной обмоток равно n трансформатор и резистор (А) могут быть заменены схемой (В), где $R_1 = n^2 R_2$

Собственно выходной трансформатор упростить будет несколько сложнее. Типовая схема, показанная на Рис.4А, состоит из двух изолированных обмоток магнитносвязанных сердечником. Вторичная обмотка нагружена на сопротивление звуковой катушки громкоговорителя. Для начала, заменим, устраним из схемы резистор R_{LS} звуковой катушки, чтобы получить схему Рис.4В. Следующий шаг придется просто принять на веру. Коэффициент трансформации, обычно обозначаемый n , не зависит от частоты, следовательно, чтобы не домножать любое сопротивление во вторичной цепи на n^2 при каждом вычислении, примем соотношение витков обмотки равным 1:1, т.е. число витков первичной и вторичной обмотки возьмем одинаковыми.

Нагрузочный резистор величиной, скажем 1кОм, подключенный ко вторичной обмотке трансформатора с $n=1$ может быть заменен резистором точно такой же величины в цепи первичной обмотки, в том числе и на нижних частотах рабочего диапазона. Так мы

упростили схему до состояния, показанного на Рис.6С, где трансформатор и нагрузка сведены к параллельной цепи из резистора R_L и индуктивности L_P , представляющую собой собственную индуктивность первичной обмотки, измеренную на нижней частоте с разомкнутой цепью вторичной обмотки.

Если [выходное напряжение](#) генератора не зависит от частоты, то изменения напряжения на R_L и L_P будут в точности соответствовать закону изменения напряжения на сопротивлении звуковой катушки.

ПРОСТЕЙШАЯ СХЕМА

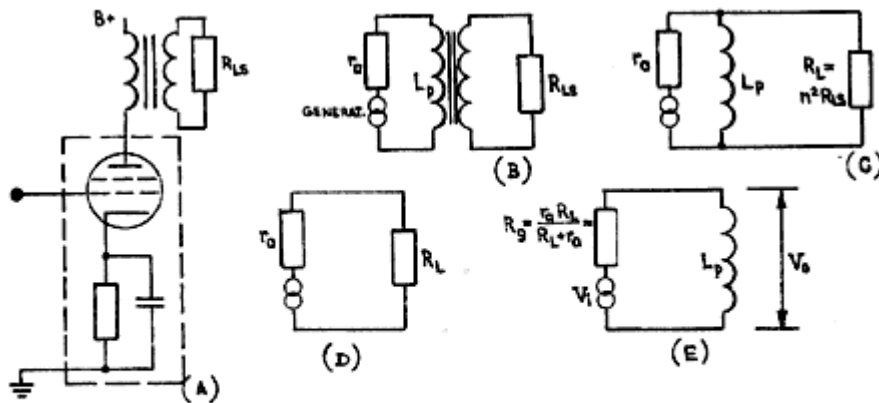


Рис. 6 Схема выходного однотактного каскада (А) и ее эквиваленты: В - в упрощенном виде, С - на низких частотах, D - на средних частотах (150Гц - 4кГц), Е - результирующая схема для частот ниже 150Гц

Даже без конкретных значений R_L очевиден ход частотной характеристики на нижних частотах и те меры, которые нужно предпринять для получения плоской АЧХ. Если генератор выдает напряжение очень низкой частоты, ток пойдет по цепи из последовательно соединенного r_a с параллельной ветвью R_L и L_P . В этом случае напряжение на R_L (или L_P), будет представлять собой лишь малую часть собственного напряжения генератора - ведь величина импеданса L_P ($X_L = 2\pi f L_P$) на низких частотах очень мала.

По мере повышения частоты генератора импеданс L_P будет расти (прямо пропорционально частоте) и на некоторой высокой частоте существенно превысит R_L . Начиная с этой и для более высоких частот индуктивность L_P может быть без ущерба удалена из рассмотрения и схема упростится до состояния Рис. 6D - генератор и два резистора.

На таких частотах [напряжение на выходе](#) схемы можно рассчитать по формуле:

$$U_o = U_i * R_L / (r_a + R_L)$$

Оно будет таковым и на всех более высоких частотах (о самых высоких частотах см. дальнейшие рассуждения).

Теперь условие получения плоской АЧХ на нижних частотах становится очевидным - индуктивность L_P должна быть достаточно высокой, чтобы не шунтировать резистор R_L .

Технически подготовленные читатели могут найти слабое место в этих рассуждениях. На тех частотах, где импеданс L_P мал по сравнению с R_L , общий импеданс цепи будет невелик и ток, отбираемый от генератора с постоянным выходным напряжением значительно возрастет, поддерживая примерно на постоянном уровне величину напряжения на R_L и L_P .

Детальный анализ показывает, что этот эффект компенсации может быть точно учтен путем уменьшения сопротивления в цепи генератора до величины параллельного соединения R_L и r_a , что еще более упрощает схему (Рис. 6Е). Эта схема имеет АЧХ в точности соответствующую АЧХ схемы Рис. 6А и демонстрирует удобство использования эквивалентных схем.

В схеме на Рис.6Е хорошо видно, что $U_{вых}$ стремится к $U_{вх}$ по мере увеличения импеданса L_p . Величина $X_L = 2\pi f L_p$ прямо пропорциональна частоте и легко понять, как трудно увеличить X_L до величин, сравнимых с R_G (сопротивление эквивалентного генератора) на самых низких частотах в несколько герц. При использовании трансформатора невозможно исключить спад на низких частотах, но частоту, на которой спад достигает заданной величины можно снижать путем увеличения L_p .

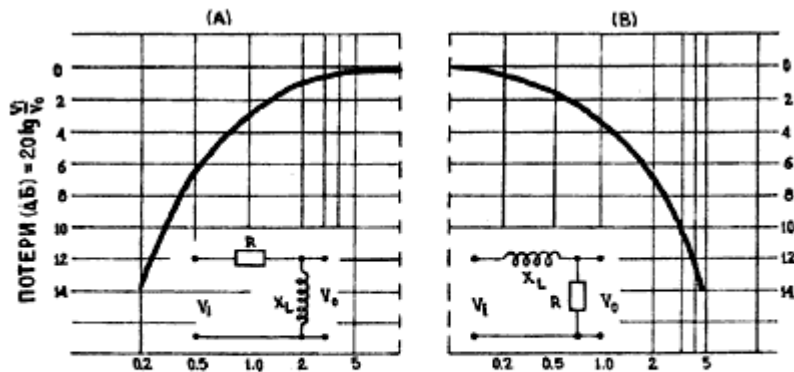


Рис. 7 Основные виды АЧХ трансформаторов: f_0 - частота, на которой импеданс $X_L = R$; f_1 - частота, на которой вычисляется величина спада АЧХ; (А): Потери на НЧ из-за уменьшения индуктивного сопротивления первичной обмотки; (В): Потери на ВЧ вызваны индуктивностью рассеяния. X_L/R или f_1/f_0

По причинам, которые мы рассмотрим ниже, за нижнюю частоту среза принимают частоту, на которой импеданс L_p равен значению R_G ; на этой частоте спад АЧХ будет равен 3дБ. В большей степени это математическая абстракция, чем реальная точка, с которой начинается значительный спад характеристики. В реальности же ниже этой частоты [выходная мощность](#) будет падать со скоростью 6дБ /октаву.

Форма частотной характеристики ,т.е. соотношение U_i / U_o с частотой сигнала определяется отношением X_L и R_G и всегда неизменна. Все выходные трансформаторы имеют частоту среза на очень низких частотах, а "плохой" выходит на "плоскую" часть АЧХ на более высоких.

Удобно представить эту "универсальную" форму АЧХ в виде графика (Рис. 7), где f_0 - это частота, на которой величины X_L и R_G равны. По графику видно, что на частоте, где f_1/f_0 спад АЧХ составляет 3 дБ, а на половинной частоте всего 7 дБ.

Полученную кривую можно связать с практикой, если рассматривать выходные трансформаторы с конкретными значениями L_p , которые определяют АЧХ на низких частотах. К примеру, [двухтактный каскад](#) на EL34, работающих при величине нагрузки $K_{A-A} = 3,4$ кОм. Каждая лампа имеет внутреннее сопротивление $r_a = 15$ кОм и, следовательно, эквивалентное [внутреннее сопротивление](#) двухтактного каскада может быть принято равным 30 кОм. Это примерно в 10 раз больше, чем [сопротивление нагрузки](#) между анодами (соотношение типичное для тетродов и пентодов); в результате [эквивалентное сопротивление](#) генератора R_G будет равно 3кОм, лишь немногим меньше, чем [сопротивление нагрузки](#) 3,4 кОм. Если принять допустимым спад 3дБ на 50 Гц, то импеданс индуктивности первичной обмотки L_p на этой частоте должен быть равным 3 кОм, а сама индуктивность $L_p = 3000/250 = 10$ Гн. Если требуется частота среза в 10 Гц, то индуктивность, соответственно, вырастет в 5 раз и будет равна 50Гн.

ПРАКТИЧЕСКИЕ РЕКОМЕНДАЦИИ

Основная задача расчета трансформатора - это определение числа витков и размера сердечника, необходимых для достижения заданной индуктивности. Любая величина индуктивности может быть получена двумя способами: малым числом витков на сердечнике больших размеров или значительным числом витков на маленьком сердечнике. В-первом случае мы получим трансформатор с высоким КПД и большой стоимости, а во втором, все наоборот - низкий КПД и невысокая цена. До тех пор, пока неопределены допустимые потери полезной мощности, выбор сердечника в существенной степени произволен.

По данным ведущих изготовителей, их высококачественные трансформаторы имеют в среднем удельный объем железа 2 куб.дюйма /Вт, т.е. набор пластин, показанных на Рис.8, толщиной в 1,5 дюйма способен работать с мощностью около 20 Вт. Более подробно вопрос выбора сердечника стоит рассмотреть позже, при анализе вносимых трансформатором искажений. Индуктивность катушки, намотанной на замкнутом стальном сердечнике, ориентировочно может быть рассчитана по формуле:

$$L = \frac{3,2 \cdot N^2 \cdot \mu \cdot S}{10^8 l} \quad (1)$$

где N - число витков,

μ - магнитная проницаемость железа,

S - площадь сечения железа,

l - длина силовой линии магнитного поля (все размеры даны в дюймах).

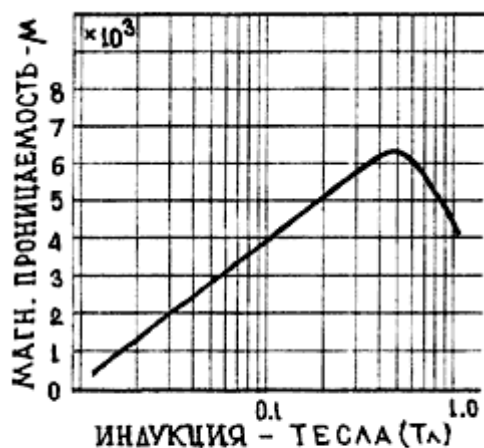


Рис. 9 Типовое соотношение между индукцией в магнитопроводе и магнитной проницаемостью для трансформаторной стали

Величины, входящие в формулу, вполне понятны, за исключением магнитной проницаемости материала сердечника. Установить [точное значение](#) этого параметра невозможно, поскольку проницаемость всех известных магнитных материалов зависит от плотности магнитного потока, т.е. от индукции в сердечнике. Типичная зависимость магнитной проницаемости от индукции приведена на Рис.9, но практика показывает, что такие величины проницаемости не достигаются в трансформаторах при обычных условиях. Эти кривые справедливы для тороидальных сердечников без немагнитного зазора, да еще после специального отжига.

Штампованные пластины отжигают сравнительно редко и собирают в пакет с

небольшими, но неустраняемыми зазорами и, в конце концов, зачастую даже в двухтактных каскадах в первичной обмотке имеется небольшая несбалансированная составляющая постоянного тока. Все эти факторы снижают величину по сравнению с идеальными условиями измерения. Реальные значения проницаемости примерно в двое меньше идеальных, показанных на Рис.9. Величина изменяется пятикратно в диапазоне изменения индукции от 0,02 Тл до 0,5 Тл.

Таким образом и величина индуктивности первички будет изменяться в пределах пяти раз в зависимости от индукции и, соответственно, будет изменяться и частотный диапазон (вместе с изменением выходной мощности), хотя индуктивность, измеренная при невысокой индукции в магнитопроводе, достаточна для получения плоской АЧХ.

Выбор требуемой индукции и соответствующей ей величины индуктивности обмотки в существенной мере произволен, но если берется равной 1500 при $B = 0,5 \text{ Тл}$, то результат будет вполне удовлетворительным. Однако, проблема величины индукции в магнитопроводе вновь всплывет на поверхность при рассмотрении искажений в трансформаторе.

ВСЕГО ОДИН ВИТОК...

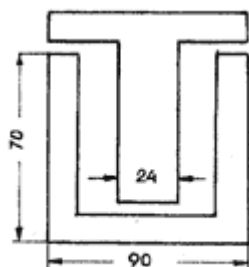


Рис. 8 Типовая форма магнитопровода

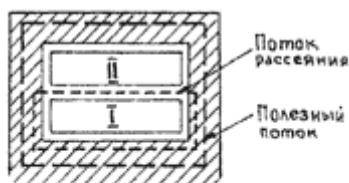


Рис. 10 Вторичная обмотка над первичной. Допустима только для трансформаторов с неширокой полосой частот.

Опираясь на ранее означенную величину удельного объема железа 2 куб.дюйма/Вт, можно считать, что набор стандартного железа (Рис. 8) толщиной 1,5 дюйма легко справится с 20 ваттами мощности. При таком наборе площадь сечения магнитопровода составит примерно 1,5 кв.дюйма, а длина силовой линии в магнитопроводе - около 8 дюймов. Подставив эти значения в формулу (1), получим 1100 витков для индуктивности 10Гн и 2400 витков для индуктивности 50Гн.

При рассмотрении гармонических искажений в дальнейшем, будет показано, что в общем случае индуктивность первичной обмотки, необходимая с точки зрения минимальных искажений, автоматически обеспечивает и широкий частотный диапазон.

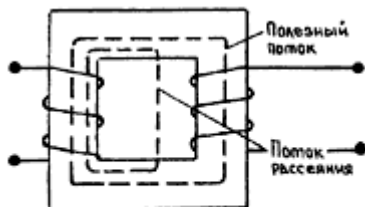


Рис. 11 Пути основного потока и потока рассеяния в трансформаторе.

Требуемое число витков может быть намотано единой катушкой, поверх которой наматывается вторичная обмотка (Рис. 10), однако, такая конструкция практически не применяется в трансформаторах высокого качества. Чем же плоха эта простая и дешевая конструкция? Ответ на этот вопрос кроется в зависимости высокочастотных свойств трансформатора от взаимного расположения обмоток. Во всех предыдущих расчетах предполагалось, что весь магнитный поток, создаваемый первичной обмоткой концентрируется в сердечнике и связывает собой первичную и вторичную обмотки. Однако, это предположение не распространяется на область высоких частот. На простом

примере (Рис. 11) видно, что магнитный поток катушки замыкается по двум различным путям. Основной путь - через сердечник, здесь концентрируется львиная доля магнитного потока. Кроме него имеется еще один путь, замыкающий очень незначительную часть потока - в обход сердечника, через воздух, как показано на Рис. 11. Это значит, что не весь магнитный поток, порождаемый первичной обмоткой, замыкается через вторичную.

В хорошем трансформаторе более чем 99,9% магнитного потока первички сцепляется с витками вторички, однако, оставшиеся 0,1% способны создать значительные потери на высоких частотах. Для объяснения этого явления вернемся к Рис. 6с.

ТУМАН РАССЕИВАЕТСЯ

Индуктивность первичной обмотки L_p включена в параллель с резистором нагрузки R_L , но для частот выше (50 -150) Гц, импеданс этой индуктивности становится много больше величины R_L , и тогда, эффект шунтирования нагрузки низким импедансом индуктивности обмотки становится крайне малым. Выше этих частот L_p не влияет на ход АЧХ трансформатора, которая определяется теперь только величинами g_a и R_L и, таким образом, горизонтальна.

На частотах выше нескольких килогерц на АЧХ вновь начнется спад, который не учитывается эквивалентными схемами, Рис. 6. Потери на высоких частотах вносит индуктивность, представляющая эффект рассеяния магнитного потока вне сердечника и уменьшение связи между обмотками. На низких частотах рассеяние потока себя никак не проявляет.

Для описания эффекта рассеяния можно представить себе, что магнитный поток, порождаемый первичкой, минует несколько витков вторичной обмотки, тем самым оставляя эти витки как бы вне трансформатора, а индуктивность этих витков включена последовательно с R_L . Совершенно не существенно - то ли 99% потока от первичной обмотки сцепляются со 100% вторичной, то ли 100% потока первички сцепляются с 99% вторички, но более ясная картина получается во втором случае. Индуктивность, соответствующая потерям потока первичной обмотки, сцепляемого со всей вторичной, называется индуктивностью рассеяния и ее можно измерить любым стандартным мостом переменного тока при замкнутой накоротко вторичной обмотке. Точно такой же результат даст измерение индуктивности вторичной обмотки при замкнутых выводах первички. (Численно значения будут отличаться ровно на величину квадрата коэффициента трансформации).

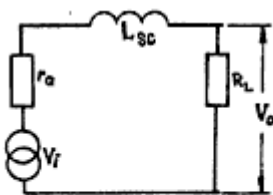


Рис. 12 Эквивалентная схема для частот выше 4кГц.

Результирующий эффект влияния индуктивности рассеяния на частотный диапазон легко определить по месту этой индуктивности в эквивалентной схеме. Она включена последовательно с сопротивлением нагрузки R_L (Рис. 12). С увеличением частоты импеданс индуктивности L_s пропорционально возрастает, становясь сравнимым с величиной R_L , а при дальнейшем повышении частоты превзойдет R_L . Напряжение генератора теперь делится между тремя элементами - внутренним сопротивлением генератора g_a , индуктивностью рассеяния L_s и сопротивлением нагрузки R_L и, соответственно, U_o (напряжение на нагрузке) будет уменьшаться с увеличением частоты

со скоростью 6дБ/октаву.

Частота, на которой спад АЧХ будет значительным (опять берут точку -3дБ), является функцией отношения импеданса L_S к суммарному сопротивлению $r_a + R_L$. Спад -3дБ наблюдается при $X_S = 2pFL_S = r_a + R_L$, а затем АЧХ падает со скоростью 6дБ/октаву (Рис.7В).

Соотношения, описывающие потери на низких и высоких частотах, одинаковы, что хорошо видно при сравнении форм кривых Рис. 7А и Рис.7В.

РЕАКТИВНОСТЬ РАССЕЯНИЯ

Ясно, что для расширения частотного диапазона в сторону высоких частот, необходимо всемерно уменьшать величину L_S . Поэтому сейчас мы рассмотрим факторы, оказывающие на нее влияние. Не требуется особых усилий, чтобы понять как растет индуктивность рассеяния с увеличением числа витков обмотки, - как и всякая индуктивность, она растет пропорционально квадрату их числа.

С точки зрения уменьшения индуктивности рассеяния из этого факта нельзя извлечь никакой выгоды, поскольку, как мы видели ранее, общее число витков определяется требуемой нижней граничной частотой. Другое возможное решение - это уменьшение потока рассеяния, не сцепляющегося со вторичной обмоткой. Эта задача решается максимально возможным приближением витков вторичной обмотки к первичной. Обсудим возможности такого приближения.

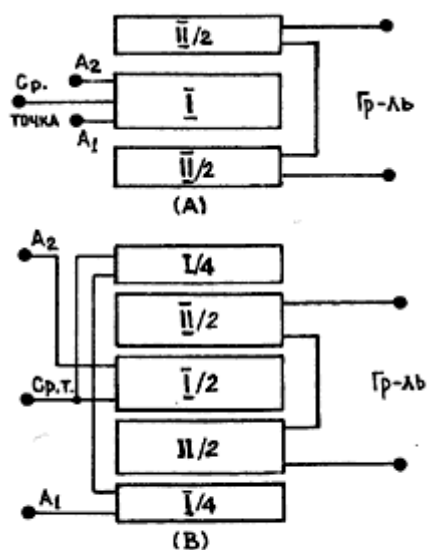


Рис. 13 Дальнейшее секционирование обмоток с целью снижения индуктивности рассеяния.

Наихудший из возможных вариантов конструкции трансформатора - это элементарный трансформатор, показанный на Рис. 11, в котором первичная обмотка расположена на одном стержне сердечника, а вторичная на другом. Поток рассеяния в этом случае может составить значительную часть общего потока. Резко уменьшить поток рассеяния можно, намотав вторичную обмотку поверх первичной, как показано на Рис.10 и предпочитая тип пластин по Рис.8 тому, что применен в примере Рис.10. В этом случае поток рассеяния замыкается через промежуток между обмотками и, очевидно, будет во много раз меньше, чем в трансформаторе по Рис.11.

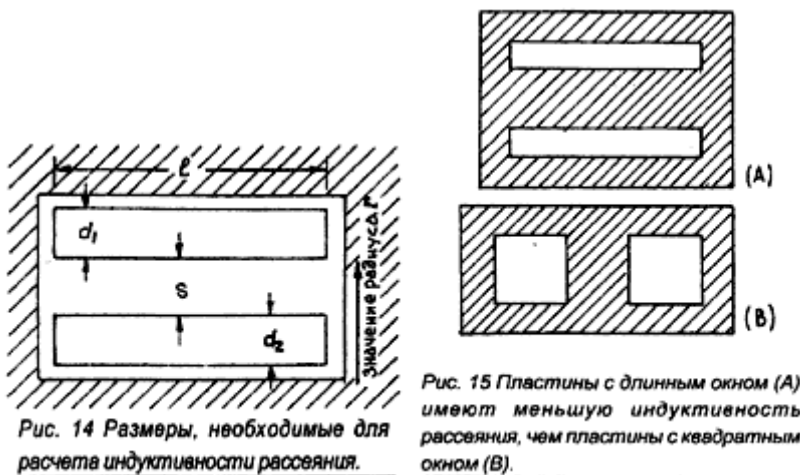
Дальнейшее уменьшение рассеяния достигается разделением какой-либо обмотки на две части, расположенные по разные стороны другой обмотки. Этот принцип секционирования может быть распространен и далее, когда и первичка и вторичка

секционируются, а секции обмоток чередуются друг с другом. Некоторые типовые решения приведены на Рис.13. Схема секционирования (Рис. 13в) хороша для двухтактных усилителей тем, что сопротивление половинок первичной обмотки может быть сделано одинаковым путем последовательного соединения крайних секций, имеющих число витков $P/4$ последовательно для одного плеча и, соответственно, центральной секции $P/2$ для другого. Кроме того, это уменьшает рассеяние между половинами первичной обмотки и вторички.

Заслуживают внимания два различных подхода к снижению индуктивности рассеяния. Ее уменьшение, посредством секционирования обмоток, имеет много преимуществ, но ограничивается необходимостью обеспечения изоляции секций друг от друга, выдерживающей [анодное напряжение](#) и амплитудные значения сигнала. Обычно вторичная обмотка заземляется, а первичная находится под потенциалом $+U_a$. Новые изоляционные материалы с высокой прочностью позволяют реализовать все преимущества этого способа из-за малой толщины изолирующих прокладок.

Индуктивность рассеяния трансформатора на сердечнике любого типа можно рассчитать с достаточной степенью точности по формуле:

$$L_s = 32 \cdot N^2 \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot r}{l} \cdot \left(S + \frac{d_1}{3} + \frac{d_2}{3} \right) \cdot 10^3, \text{ Гн}; \text{ (обозначения приведены на Рис. 14)}$$



Видно, что индуктивность рассеяния увеличивается при увеличении радиуса намотки r , толщины изоляции S между обмотками и уменьшается при увеличении длины намотки l .

Железо с длинным и узким окном (Рис.15а) имеет меньшую индуктивность рассеяния на один виток, чем железо с квадратным окном (Рис.15 в). Однако, это преимущество не так велико, как может показаться на первый взгляд. Железо с высоким и узким окном имеет большую длину силовой линии и, соответственно, меньшую индуктивность обмотки, приходящуюся на один виток, чем железо с квадратным окном. В любом случае, у каждой геометрии пластин есть преимущества и, они могут быть оптимально реализованы.

ИСКАЖЕНИЯ

Последняя тема для обсуждения - это гармонические и [интермодуляционные искажения](#), возникающие в приборах с магнитным сердечником. Эта тема не так проста для понимания и, поэтому, будет рассмотрена несколько подробнее, чем предыдущие.

Каким же образом возникают искажения в приборах со стальным магнитопроводом? Природа искажений лежит в нелинейной зависимости между напряженностью магнитного поля H и индукцией B , но кроме того она обусловлена наличием гистерезиса в магнитных материалах.

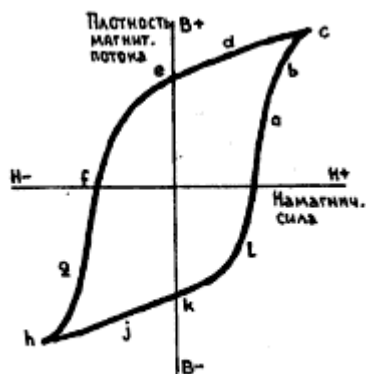


Рис. 16 Типовой график зависимости B/H для железа.

В идеальном магнитном материале напряженность магнитного поля H создает пропорциональную ей индукцию B в магнитопроводе. Так, если мы удвоим величину H (например, увеличением числа витков или тока через обмотку вдвое), то и B должна удвоиться. Более того, величина B должна быть всегда одной и той же для каждого конкретного значения H , независимо от направления тока в обмотке. Ни одно из этих требований не выполняется в реальных магнитных материалах. Что же происходит, хорошо видно из Рис.16, представляющего собой типичное соотношение B и H для трансформаторной стали.

При росте тока от нуля через подмагничивающую обмотку при условии, что железо было намагничено в предыдущем цикле, индукция в магнитопроводе растет примерно пропорционально до точки a (Рис.16), затем пропорциональность нарушается ($a-b$) и, наконец, магнитопровод входит в насыщение (c), где очень большие приращения тока вызывают лишь незначительное увеличение B .

Когда ток в катушке меняет свое направление, то B падает не по кривой cba , а по кривой def , для которой значения B (соответствующие одним и тем же значениям H) больше, чем при нарастании H .

Чтобы величина B приняла нулевое значение, необходимо изменить направление намагничивающего тока (точка f). Начиная с этих значений процесс намагничивания будет симметричен рассматриваемому ранее, только в отрицательной полуплоскости (g, h, i, k, l), где величина B достигнет отрицательного максимума и вернется к нулю.

Cul-de-Sac

Существенным моментом является то, что изменения величины B образуют замкнутую площадь вместо прямой линии. График зависимости B/H (Рис.16) наглядно демонстрирует, что синусоидальное изменение намагничивающего тока в первичной обмотке вызовет несинусоидальные изменения потока в магнитной цепи. А, поскольку, напряжение на вторичной обмотке пропорционально скорости изменения магнитного потока, то синусоидальное [выходное напряжение](#) может быть получено только при синусоидальном изменении магнитного потока; последнее, в свою очередь, получается только при несинусоидальном изменении тока в первичной обмотке.

На этом этапе рассуждений может показаться, что мы зашли в тупик: для неискаженной трансформации синусоидального сигнала потребуется создать несинусоидальный ток в первичной обмотке. Однако, этот тупик, по сути, надуманный и можно доказать, что лишь очень малая часть синусоидального напряжения на первичной обмотке будет участвовать в порождении несинусоидальной составляющей потока, соответственно, и выходное напряжение будет синусоидальным при условии малости сопротивления источника сигнала. Возникает вопрос - насколько же оно должно быть мало?

В природе существует несколько резко меняющих свои характеристики процессов, но не похоже, что искажения в трансформаторе будут нулевыми при нулевом сопротивлении источника, а затем, даже при очень малом его отличии от нуля, резко возрастут.

Детальный анализ показывает, что уровень искажений зависит от отношения сопротивления источника сигнала к импедансу индуктивности первичной обмотки и является функцией индукции, при которой работает магнитопровод. Последний момент объясняется тем, что связь между H и B наиболее пропорциональна в районе точки а (Рис. 16). К сожалению, малые величины индукции достижимы только в трансформаторах с внушительными сердечниками (и ... высокой стоимостью).

УРОВЕНЬ ГАРМОНИЧЕСКИХ ИСКАЖЕНИЙ

Достоинства источников сигнала с низким выходным сопротивлением в вопросе уменьшения искажений не так уж очевидны и требуют более подробного объяснения.

Если генератор с нулевым внутренним сопротивлением и синусоидальным выходным напряжением работает на резистивную нагрузку, тогда и ток и напряжение будут синусоидальными. Если резистивную нагрузку заменить индуктивной (с железным сердечником), то напряжение останется синусоидальным, а форма тока будет несколько искажена - на величину, необходимую для получения синусоидального изменения магнитного потока, соответственно, и синусоидального напряжения на вторичной обмотке. [Ток первичной обмотки](#) будет содержать набор высших гармоник (третьей, пятой, седьмой ...).

В том случае, если в цепи генератора имеется еще и сопротивление, то [ток в цепи](#) менее искажен, а вот искажения напряжения возрастают. В общем случае, любое сопротивление в целом уменьшает искажения тока обмотки, необходимые для поддержания синусоидальной формы изменений магнитного потока, и, следовательно, напряжения на вторичной обмотке.

При обсуждении работы трансформатора на низких частотах было показано, что сопротивление (R_G), определяющее АЧХ в НЧ области, является параллельным соединением сопротивлений источника и нагрузки. Эта же самая величина определяет и уровень искажений. Если [сопротивление обмотки](#) трансформатора велико, то это значение следует суммировать с сопротивлением нагрузки перед расчетом величины эквивалентного параллельного соединения - R_G .

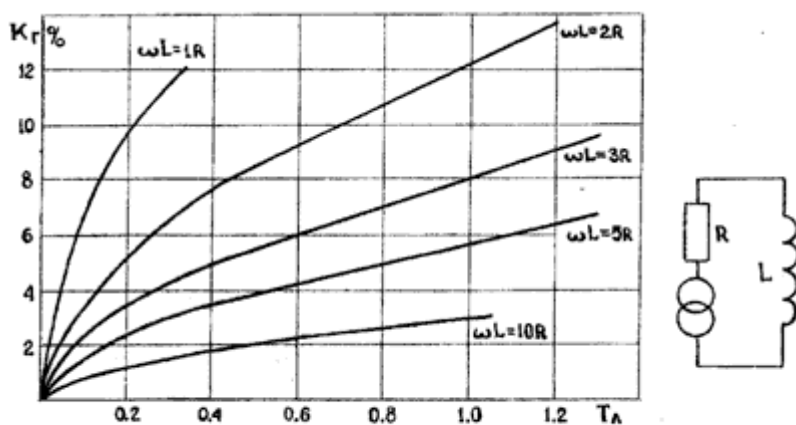


Рис. 17 Зависимость третьей гармоники напряжения на первичной обмотке от величины индукции B при различных величинах отношения $\omega L/R$.

Большинство изготовителей трансформаторных сталей приводят графики зависимости искажений от соотношения эффективного сопротивления нагрузки и импеданса первичной обмотки. Типовые зависимости для стали, содержащей 4% кремния (Si),

обычно применяемой в высококачественных трансформаторах, приведены на Рис.17. Самая существенная информация, полученная от этих кривых, заключается в том, что искажения могут быть очень велики даже при малых значениях индукции, если [сопротивление источника](#) сигнала соизмеримо с импедансом первичной обмотки.

Выше я показал, что трансформатор с индуктивностью обмотки 10 Гн будет иметь частоту среза 50 Гц при работе двух ламп EL34 с нагрузкой 3,4 кОм. Интересно посмотреть каковы будут искажения. На частоте 50 Гц индуктивность 10 Гн имеет величину импеданса 3,14 кОм, примерно равную эквивалентному сопротивлению генератора при работе двух ламп EL34 в двухтакте. Следовательно, смотрим кривую $\omega L = R$. Индукция в магнитопроводе при мощности 20 Вт может быть рассчитана в соответствии с приложением и составит примерно 1Тл (10000 Гс). Для кривой $\omega L = R$ такая величина индукции даже не рассматривается, [максимальное значение](#) равно 0,35 Тл и при этом искажения достигают 12% и в дальнейшем резко увеличиваются.

Второй ранее рассмотренный вариант обладал индуктивностью 50 Гн, обеспечивая частоту среза 10 Гц. Такой трансформатор, как было подсчитано выше, будет иметь 2400 витков в первичке. Увеличенное число витков снижает индукцию при полной мощности (20Вт) до 0,45 Гн, а проницаемость магнитопровода при этом примерно равна 3200. В результате индуктивность первичной обмотки увеличится до 110Гн, а отношение $R / \omega L$ - до 11,5 на частоте 50Гц. В этом случае искажения на первичке превысят 1,7% при полной мощности, что вполне допустимо.

ПРОБЛЕМА ВЫБОРА

(со стр.30)

ПРИЛОЖЕНИЕ

Индукция в магнитопроводе В рассчитывается по формуле:

$$B = \frac{U \cdot 10^8}{4,44 \cdot f \cdot T \cdot A}$$

где В - индукция
U - напряжение на обмотке
f - частота
T - число витков обмотки
A - площадь сечения железа

К примеру в статье: U - напряжение на нагрузке 3,4 кОм при выходной мощности 20 Вт

$$U = \sqrt{W \cdot R_L} = \sqrt{20 \cdot 3400} = 260 \text{ В}$$

При площади сечения железа 1,5 дюйма² (10 см²) и 2400 витках индукция на частоте 50 Гц составит:

$$B = \frac{260 \cdot 10^8}{4,44 \cdot 50 \cdot 2400 \cdot 10} = 4900 \text{ Гс} = 0,49 \text{ Тл}$$

При такой величине индукции магнитная проницаемость железа примерно равна 3200, а индуктивность 2400-витковой обмотки

$$L_p = \frac{3,2 \cdot 2400^2 \cdot 3200 \cdot 1,5}{8 \cdot 10^8} = 110 \text{ Гн}$$

Отношение $\omega L / R = 11,5$, искажения при этом (см. Рис. 17) не более примерно 1,6%.

Эти цифры ясно показывают, что при разработке усилителя высокого качества, диапазон частот должен быть расширен в область НЧ значительно дальше нижней частоты в спектре входного сигнала, чтобы не допустить катастрофического возрастания искажений. В нашем, в общем-то типичном, примере частота среза составляет всего 10 Гц для достижения приемлемого уровня искажений в 2% на 50 Гц. Снижение индукции в магнитопроводе благоприятно сточки зрения снижения искажений, но значительное снижение B с этой целью обманчиво. Обеспечив значение B менее 0,5Тл на полной мощности, мало чего можно достигнуть дальнейшим его снижением - следует помнить, что при этом уменьшается m , соответственно и индуктивность первички L_p , а значит и отношение wL / R . Поэтому, при сильном уменьшении B не наблюдается резкого снижения коэффициента искажений. Ни один из магнитных материалов, имеющихся на сегодняшний день, не дает существенного улучшения в рассматриваемом вопросе.

Рис. 17 показывает еще один путь уменьшения искажения - снижение эффективного сопротивления источника сигнала. Первое, о чем задумываешься - тетроды и пентоды в этом отношении гораздо хуже триодов. Однако, дальнейшие рассуждения покажут, что это не совсем так. Две EL34 в двухтактном пентодном режиме обладают эквивалентным сопротивлением 30кОм, а в триодном - всего лишь 6 кОм. Следует, однако, помнить, что эффективное [сопротивление источника](#) определяется параллельным соединением внутреннего эквивалентного сопротивления лампы и нагрузки, приведенной к анодам.

При включении пентодами две EL34 требуют сопротивления анодной нагрузки 3,4 кОм, соответственно, эффективное сопротивление генератора составит около 3 кОм. В триодном режиме [внутреннее сопротивление](#) ламп падает до 6 кОм, а требуемое сопротивление нагрузки возрастает до 10кОм (в лучшем случае). В результате эффективное сопротивление генератора равно примерно 3,7 кОм. В этом аспекте данные лампы в триодном включении хуже, чем в пентодном.

Ультралинейный режим работы пентода или тетрода обеспечивает существенное снижение эффективного сопротивления генератора, что является еще одним аргументом за использование этих ламп по прямому назначению. Отрицательная обратная связь либо охватывающая весь усилитель (способ снижения искажений как), либо с анодов выходных ламп на катоды предыдущих (как способ снижения внутреннего сопротивления), имеет огромные преимущества и, по сути, является единственным средством снижения гармоник ниже 0,1% при полной выходной мощности.

P.S. Пусть не смущает столь большие значения магнитной проницаемости, это последствия устаревшей системы единиц CGS. Для расчетов следует убрать ноль у величины проницаемости, а степень знаменателя - уменьшить на единицу.