

Диоды с «мягким» восстановлением снижают трансформаторный звон в 10-20 раз

Марк Джонсон (Сентябрь 2015)

Резюме

Звон вторичной обмотки силового трансформатора был измерен с 48 различными полупроводниковыми диодами; амплитуда звона с лучшими диодами была в 10-20 раз ниже, чем с худшим. Звонили все, включая Шоттки и HEXFRED®. Но 1R + 2C снаббер, подключенный параллельно вторичной обмотке, полностью устранял звон в каждом случае.

Введение

Полупроводниковое аудио оборудование очень часто содержит линейный источник питания с трансформатором, диодами и конденсаторами фильтра. В этих источниках переходной процесс при запираании диода вызывает скорость изменения тока dI/dt ; первоклассные диоды производят маленький dI/dt , а несовершенные большой dI/dt . Когда dI/dt большой, он генерирует значительные выбросы напряжения через индуктивность рассеяния вторичной обмотки трансформатора ($V = L \times dI/dt$). Эти выбросы напряжения запускают во вторичной резонансной цепи RLC колебательный звон.

Многочисленные аудиофилы сообщили об улучшении качестве звука, при устранении звона во вторичной обмотке трансформатора. Типичные описания включают: “Музыка просто стала чище, с более глубоким задним планом” [1], “Тишина. Великолепная тишина. Это добавляет ясность и восстанавливает низкоуровневые детали, что довольно удивительно. Достигнут огромный скачок в воспроизведении” [2], “Кажется, есть расширение динамики. Я полагаю из-за понижения уровня шума. Думаю, что может быть лучшая обработка пиковых уровней сигнала. Шипение воспроизводится более естественно” [3]. Были предложены некоторые механизмы для этих субъективных улучшений. Высокочастотный звон трансформатора может наводить радиочастотные помехи на другие цепи. Звон может также проникать в соседние проводники по емкостной связи. Колебательные токи в одной вторичной обмотке, индуцируют токи в других обмотках. Трансформатор звон вторичной обмотки, рассматриваемый с технической точки зрения, нежелательный артефакт; неприглядная бородавка. Она *может* бы быть безопасна, или не может быть; но так или иначе удаление ее хирургическим путем устраняет все сомнения.

Хотя уже было известно в течение некоторого времени, что различные типы диодов производят различные значения dI/dt при выключении [4-5], имеется немного доступных данных с количественным анализом звона трансформатора, производимого множественными типами диодов.

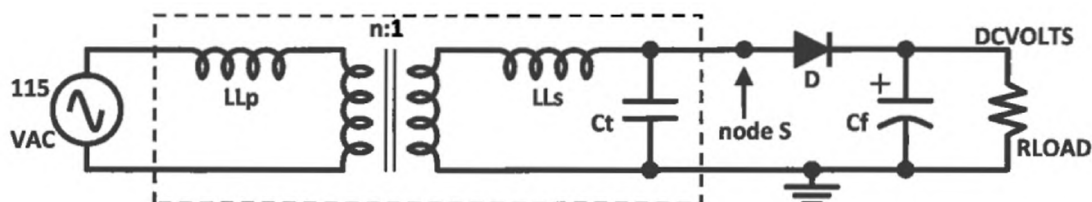
Это особенно касается недавно выпущенных типов, таких как диодов с «мягким» восстановлением, со специфицировано-гарантируемым отношением (t_b/t_a^1) , супер-барьерных выпрямителей (SBR®) и диодов на основе карбида кремния (SiC).

Это исследование представляет результаты измерений по звону вторичной обмотки силового трансформатора, производимого 48 различными типами полупроводниковых диодов. При каждом измерении использовалось одно и то же тестовое устройство; сменялись только диоды. Поэтому различия между измеренными значениями звона обусловлены различиями между диодами. Много различных типов диодов было измерено,

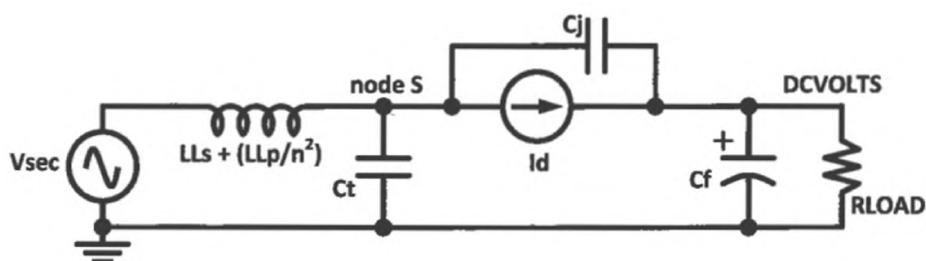
включая стандартные кремниевые р-п диоды, мостовые выпрямители, Шоттки с большим прямым падением, Шоттки с низким прямым падением, гипербыстрые, сверхбыстрые, HEXFRED[®], на основе карбида кремния, супер-барьерные и диоды с «мягким» восстановлением. По сегодняшним ценам дистрибьютора (1000 штук), проверенные диоды охватывают диапазон стоимости 50 к 1.

Резонансная цепь

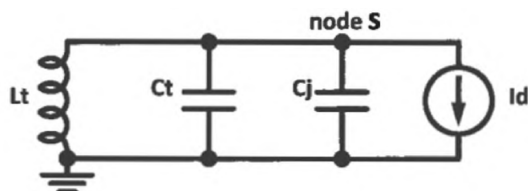
Рисунок 1 (а) показывает AC-DC источник питания, использующий единственный диод в качестве выпрямителя одной половины периода. Эта схема используется для всех измерений в данной статье. При установке и снятии одного диода, сокращается время эксперимента, и минимизируется стоимость деталей, так как должны быть куплены только 48 диодов. Другие топологии потребовали бы покупки (48×2) или (48×4) диодов. Элементы силового трансформатора выделены пунктиром. Американская сеть на 115 В AC питает первичную обмотку, которая состоит из индуктивности рассеяния LL_p и магнитного индуктора. Магнитный индуктор вторичной цепи идеально связан с первичкой передаточным отношением $n : 1$, и индуктивностью рассеяния LL_s вторички, включаясь последовательно.



(а)



(б)



(в)

Рисунок 1 Резонансная цепь во вторичной обмотке трансформатора.

Примечание 1

Когда диод закрывается, ток немедленно не останавливается, а на самом деле изменяет направление на некоторое обратное значение, ЗАТЕМ возвращается к нулю. Время от начала изменения направления до обратного максимума называется t_a , время возврата от максимума назад к нулю, называется t_b . Чем больше отношение t_b/t_a , тем более «мягкое» восстановление диода.

Межвитковая емкость вторичной обмотки C_t . Диод выпрямителя D соединяет вторичный узел S с выходным узлом DCVOLTS, который содержит конденсатор фильтра C_f . Источник доставляет питание к резистору RLOAD.

Малосигнальная инкрементная модель показана на **Рисунке 1 (б)**. Элементы в первичной цепи (LL_p и V_{in}) учитываются во вторичной квадратом передаточного отношения n . Диод смоделирован как управляемый напряжением источник тока I_d , соединенный с емкостью перехода C_j . Это питает выход DCVOLTS.

Для малосигнального анализа источник входного напряжения V_{sec} становится коротко замкнутой цепью, DCVOLTS можно считать AC землей; C_f на рассматриваемых частотах представляет собой короткое замыкание. Результат упрощений сигнальной модели показан на **Рисунке 1 (в)**. Это просто параллельный резонансный контур, состоящий из индуктивности трансформатора L_t ($L_t = LL_s + (LL_p/n^2)$), межвитковой емкости трансформатора, и емкости закрытого диодного перехода (когда $V_{диода} \sim 0V$). Если диод резко выключается, dI/dt становится большим, создавая значительный выброс напряжения через катушку индуктивности и возбуждая в резонансном LC контуре колебательный звон.

Испытательное устройство

Источник питания AC-DC, используемый в этих экспериментах, представлен на **Рисунке 2** ниже. Он разработан, чтобы максимизировать звон во вторичной обмотке трансформатора так, чтобы обнаружить даже небольшие различия среди отмененных диодов (тех, которые производят очень мало звона).

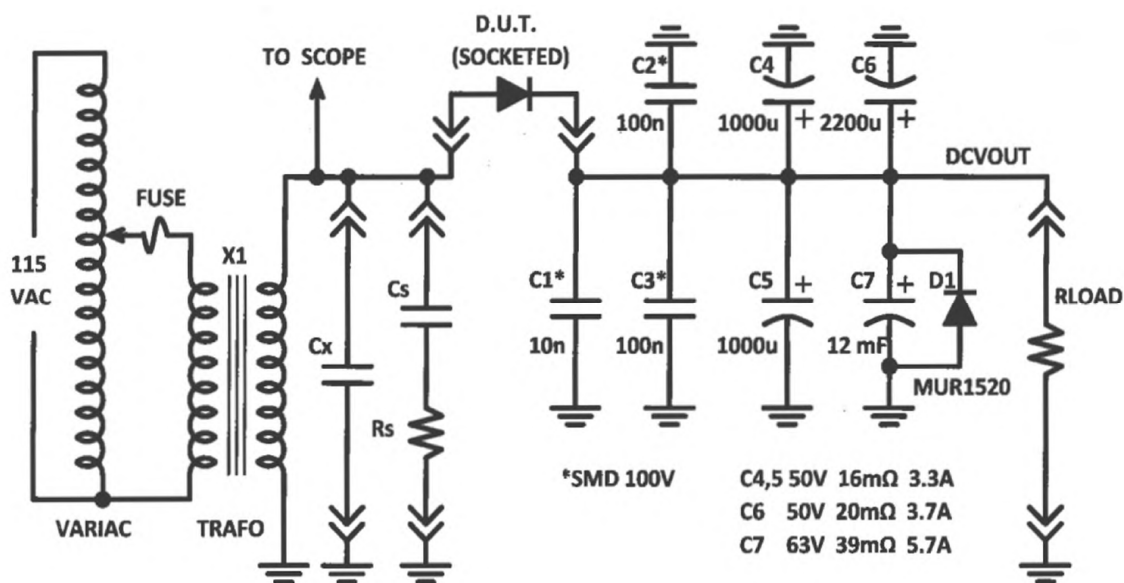


Рисунок 2 Испытательное устройство.

Автотрансформатор на 600 ватт («Variac») соединяет испытательное устройство с сетью AC, позволяя производить точную настройку выходного напряжения. Variac питает первичную обмотку силового трансформатора X1 (115 В первичка, 24 В вторичка) через быстродействующий предохранитель на 1 ампер. Вторичная обмотка X1 питает диод (DUT – испытываемое устройство) и, если используется, дополнительный снаббер CRC, содержащий C_x , C_s и R_s . Эти компоненты имеют разъемы и во время обычных тестов не устанавливаются.

Диод заряжает семь параллельных конденсаторов фильтра C1-C7, выбранных по низкому ESR (эквивалентному последовательному сопротивлению), и рассчитанных на работу с сильно пульсирующим током. Их общая емкость высока (16200 мкФ), таким образом, угол отсечки диодного тока получается маленький. Поэтому диодные импульсы тока узкие и очень высокие, т.е. большой максимальный ток и большое dI/dt . Это обеспечивает более сильное возбуждающее воздействие на резонансную цепь во вторичке, увеличивая амплитуду звона. Конденсаторы с низким ESR гарантируют, что пики тока не сплюсываются; а так как они рассчитаны на работу с сильно пульсирующим током, то безопасно отработают чрезвычайно высокие пики.

D1 защищает большие электролитические конденсаторы от переполусовки, если/когда DUT случайно установлен задом на перед. Предохранитель немедленно перегорит, и конденсаторы не взорвутся. Этот механизм защиты активировался три раза в ходе этих экспериментов без каких-либо неблагоприятных последствий. DUT подключается к тестовой плате через контактор Phoenix 1935336, рассчитанный на 17,5 ампер. Винтовые зажимы делают механически прочное соединение и возможность быстрой смены диода. 4-х контактный соединитель позволяет подключать диоды разных размеров и с разными расстояниями между ножками.

Звон при запирании диода

В источнике питания на **Рисунке 2** диод включается, когда напряжение во вторичке превышает выходное напряжение (DCVOLTS) на величину V_{fwd} или больше. Диод остается открытым, заряжая выходные конденсаторы, пока напряжение во вторичке не упадет ниже $(DCVOLTS + V_{fwd})$; тогда диод запирается. Как уже отмечалось выше, запираение диода производит очень большое dI/dt , которое создает большой выброс напряжения через индуктивность вторичной обмотки трансформатора L_t ($V = L_t \times dI/dt$). Это видно на верхней трассе на **Рисунке 3**; выброс напряжения размахом приблизительно два деления по вертикали: 20 В! (Последующие рисунки будут с увеличенным масштабом этой области.) Нижняя трасса показывает форму волны во вторичке, когда диод удален из разъема, разъединив вторичку от остальной части источника питания. Форма напряжения в сети питания этой лаборатории немного отличалась от идеального синуса.

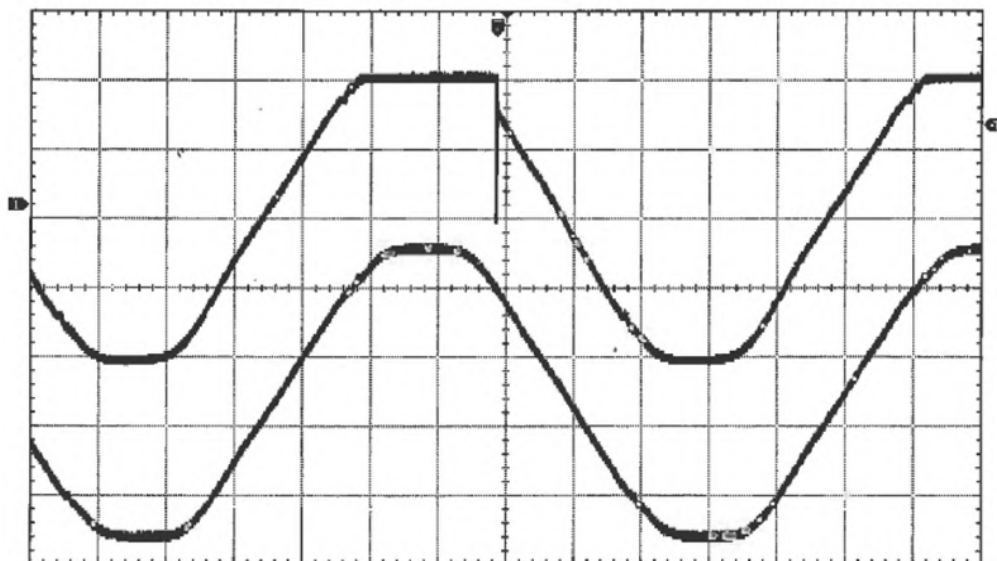


Рисунок 3 Напряжение во вторичке устройства Рис.2. Внизу: без нагрузки. Вверху: 1N5262GP + 100mA нагрузка. 10В/дел, 2мс/дел.

Измерение амплитуды звона

Рисунок 4 показывает в увеличенном масштабе типовую форму сигнала обычного диода с «хорошей» характеристикой, SBR12A45.

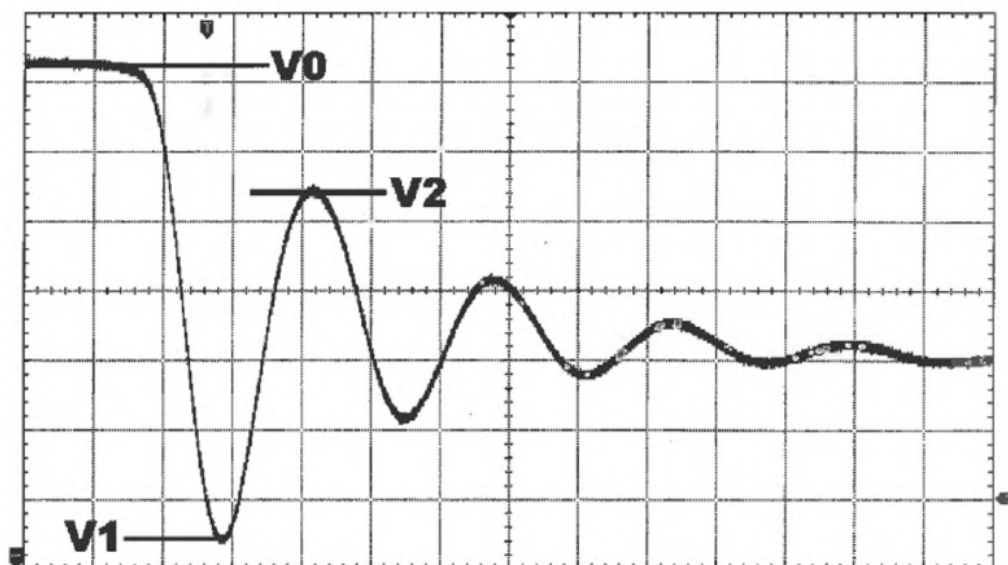


Рисунок 4 SBR12A45 при постоянном токе в нагрузке 100mA. Первоначальное падение амплитуды "V01" 6.60V; первый пик звона "V12" 4.88V (Курсоры + пояснения опущены). 1V/дел, 5мкс/дел.

Когда диод запирается, он создает выброс напряжения, возбуждая в резонансном контуре вторички колебательный звон. Первый полупериод падения от V0 до V1; курсоры осциллографа используются, чтобы измерить его амплитуду, 6.60 В. Первый полупериод роста от V1 до V2; курсоры осциллографа снова используются, чтобы измерить его амплитуду, 4.88 В. Чтобы сохранить удобочитаемость в очень небольшом печатном размере, курсоры и легенда не были показаны на **Рисунке 4**; вместо этого, их значения включены в подпись к рисунку.

Все 48 диодов были измерены при выходном постоянном токе 100mA. В каждом случае подстраивался Variac пока выходное напряжение на 150 омной 20 ваттной нагрузке не сравнялось с 15,0 В. Это гарантировало, что все диоды работали при том же самом постоянном токе в нагрузке, независимо от падения напряжения на них (V_{fwd}). Это также устраняло изменение напряжения сети (во временном масштабе дольше, чем среднее время измерения, которое составляло 2 - 5 минут на диод). Довольно низкое выходное напряжение (15 В) было выбрано сознательно, чтобы Шоттки с очень низким прямым падением V_{fwd} и с очень низкими максимальным обратным напряжением (40 В), могли быть включены в тесты. Это может быть не показательно для средне- и высоковольтных источников питания, и совсем другие результаты могли бы быть получены с 80-вольтным выходом вместо 15-вольтного. Значит есть возможность для дальнейшего исследования!

V01 амплитуды первого полупериода падения была измерена при 100mA, и так же была измерена амплитуда V12 первого полупериода роста. Данные представлены в **Таблице 1**.

Второй полный набор тестов был выполнен с диодами, работающими при среднем токе 2,0 ампера. Это потребовало применение другого силового трансформатора с более высокой номинальной мощностью (80VA, а не 20VA). Второй набор тестов использовал 8,0 омную 200 ваттную нагрузку и новый трансформатор. В каждом тесте Variac настраивался, чтобы дать 16,0 В на резисторе 8,0 Ом, таким образом достигался ток в 2,0 ампера. Четыре из этих 48 диодов были рассчитаны только на 1 ампер; таким образом, в этих тестах они были

опущены, оставив 44 диода, которые измерены при токе 2.0 А. Эти данные также представлены в **Таблице 1**.

Добавление CRC снаббера во вторичку

Хотя лучшие диоды уменьшили амплитуду звона в 10-20 раз по сравнению с худшими диодами, они *все* произвели некоторый колебательный звон в этом чувствительном испытательном устройстве. Однако желаемый результат — *нулевой* звон. К счастью, так как вторичкой является параллельный резонирующий LC контур, то теоретически должна быть возможность добавить параллельное сопротивление и подобрать его значение так, чтобы заглушить резонанс в RLC контуре (коэффициент демпфирования $\zeta > 1.0$). Это, теоретически, должно полностью устранить звон, даже с худшими диодами.

Рисунок 5 показывает малосигнальную модель схемы вторичной обмотки трансформатора. L_T (из Рис. 1) является индуктивностью рассеяния трансформатора, и C_A является общей емкостью ($C_A = C_T + C_J$), также из Рис.1. Было добавлено параллельное сопротивление R_S . Поскольку первоначальный анализ предполагает, что R_S соединяется непосредственно с землей, как показано пунктиром. (Это эквивалентно тому, что C_S = бесконечности).

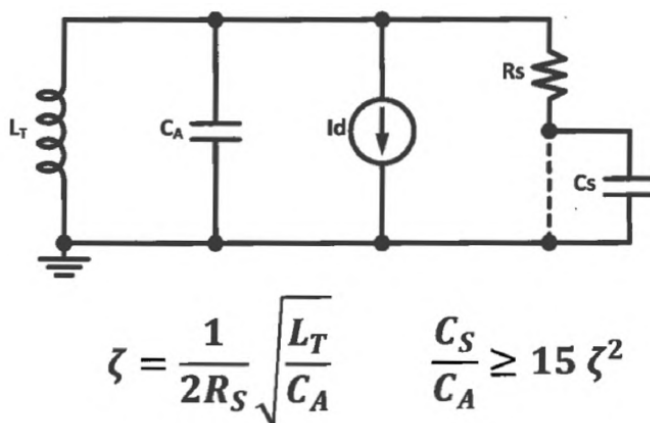


Рисунок 5 Модель вторичной обмотки трансформатора включая демпфирующий резистор.

Коэффициент демпфирования ζ может быть рассчитан из преобразования Лапласа (см. **Приложение**):

$$\zeta = \frac{1}{2R_S} \sqrt{\frac{L_T}{C_A}}$$

Чтобы устранить колебание, контур намеренно сильно демпфировался ($\zeta > 1.0$); подставление этого значения дает

$$R_S < \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L_T}{C_A}}$$

И теперь теоретически проблема решена: выберите подходящий маленький R_S который дает ($\zeta > 1.0$). К сожалению, если этот резистор R_S включен параллельно вторичной обмотке трансформатора, он принимает все RMS (среднеквадратическое) вторичное напряжение, и таким образом, R_S рассеивает неприемлемо большую мощность. Поэтому конденсатор C_S поставлен последовательно с R_S , чтобы уменьшить рассеиваемую мощность. C_S имеет высокий импеданс на частоте сети 60 Гц, ограничивая ток через R_S и

снижая рассеиваемую мощность. C_s имеет очень низкое импеданс на высоких частотах (намного ниже, чем R_s), где контур RLC может резонировать. Теоретические расчёты определяют выбор C_s (см. Приложение).

Чтобы результативно задемпфировать вторичку,

$$C_s \geq C_A \cdot 15\zeta^2$$

Чтобы понять, действительно ли снабберы устраняют звон на практике, другие измерения были сделаны на 100 мА испытательной установке. 48 диодов были повторно проверены с 3-х элементным снаббером во вторичной обмотке трансформатора как показано на Рисунке 2. Значения элементов снаббера были: $C_x = 10$ нФ / $R_s = 150$ Ω / $C_s = 680$ нФ. Это сделало с этим трансформатором фактор демпфирования ζ равным 1,5; вторичная схема RLC была полностью задемпфирована.

Рисунки 6-10 ниже, показывают измеренные формы сигнала на трансформаторе от нескольких типов диодов, с и без CRC снаббера 10 нФ / 150 Ω / 680 нФ.

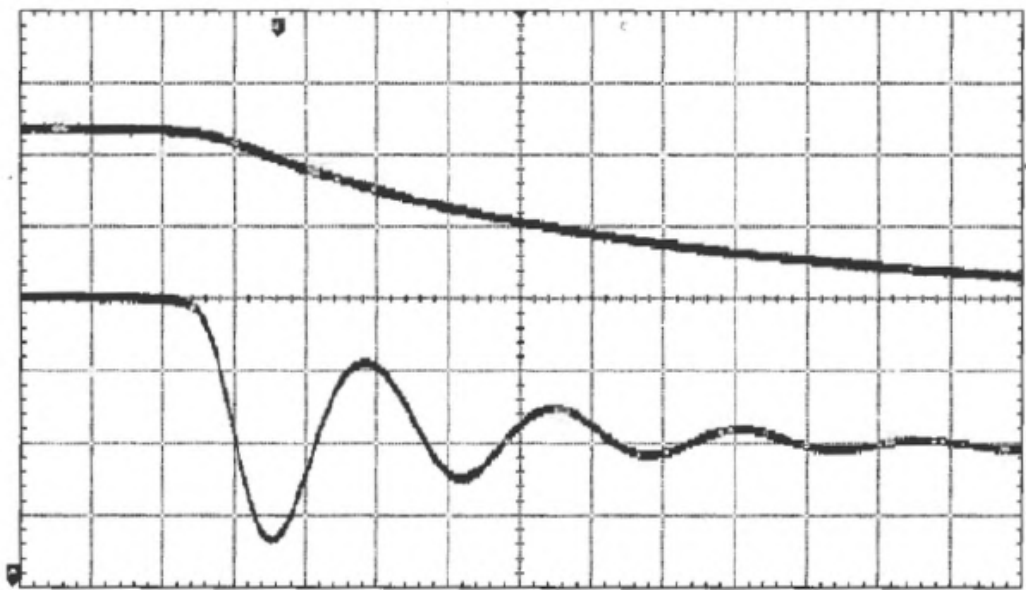


Рисунок 6 Супер-барьерный выпрямитель SBR12A45 при токе 100mA. Внизу (без снаббера): $V_{O1}=6.60V$, $V_{I2}=4.88V$. Вверху (с CRC снаббером): звона нет. (Курсоры + пояснения опущены). 2V/дел, 5мкс/дел.

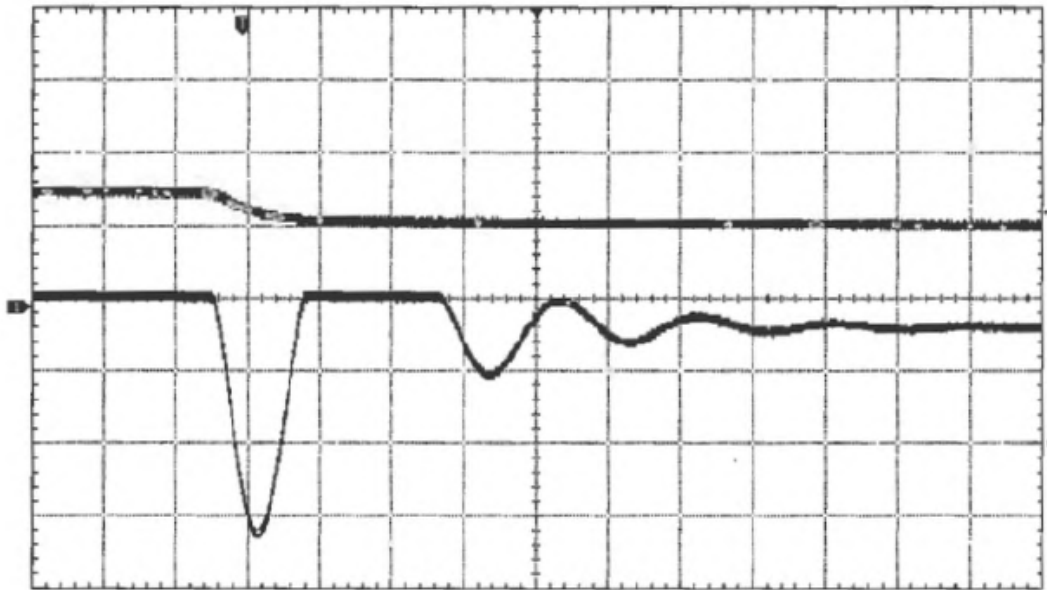


Рисунок 7 Мостовой выпрямитель GBPC3510 при токе 100mA. Внизу (без снаббера): $V_{01}=32.8V, V_{12}=32.8V$. Вверху (с CRC снаббером): звона нет. 10V/дел, 5мкс/дел.

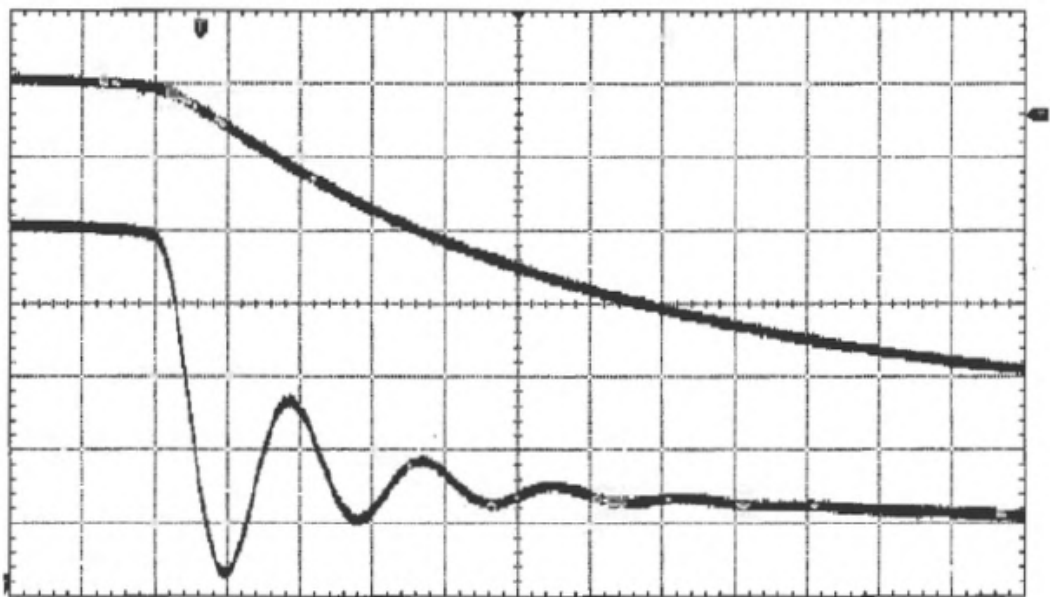


Рисунок 8 HEXFRED HFA08TB60 при токе 100mA. Внизу (без снаббера): $V_{01}=4.70V, V_{12}=2.41V$. Вверху (с CRC снаббером): звона нет. 1 V/дел, 5мкс/дел.

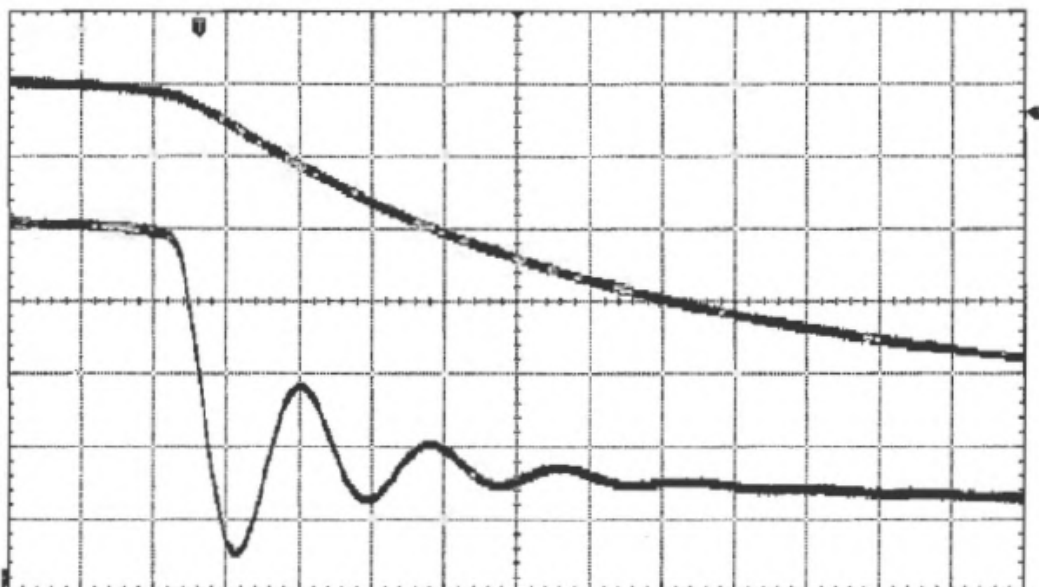


Рисунок 9 Диод с «мягким» восстановлением ISL9R460 при токе 100mA. Внизу (без снаббера): $V01=4.44V, V12=2.28V$. Вверху (с CRC снаббером): звона нет. 1V/дел, 5мкс/дел.

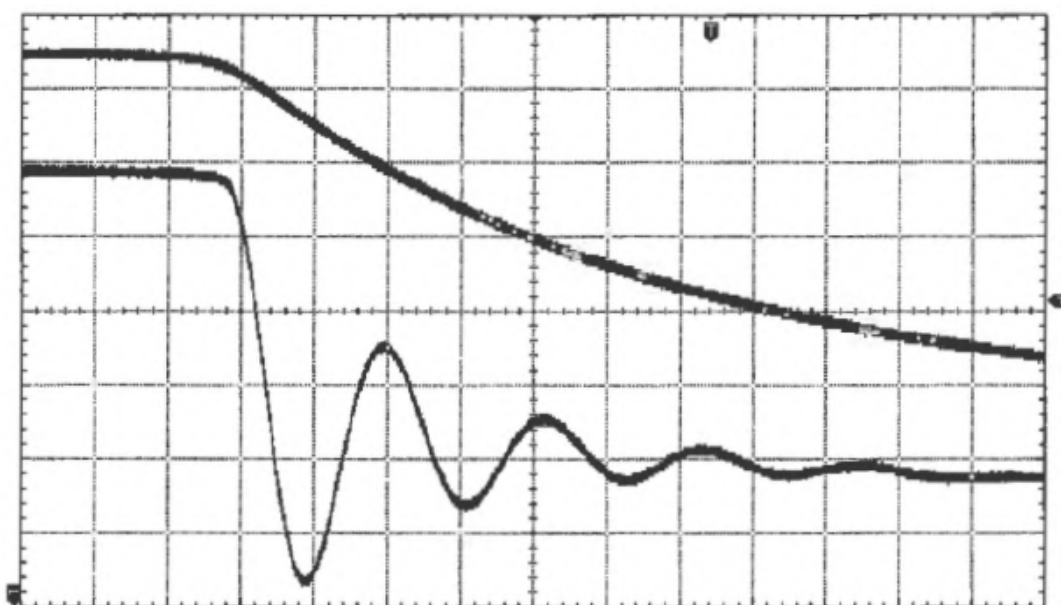


Рисунок 10 Диод Шоттки SB540 при токе 100mA. Внизу (без снаббера): $V01=5.28V, V12=3.14V$. Вверху (с CRC снаббером): звона нет. 1V/дел, 5мкс/дел.

Звон с 35 амперным, 1000 вольтовым диодом выпрямителя (**Рисунок 7**) был особенно зверским. Начальный скачок вниз $V01$ был настолько большой (32.8 В, при напряжении вторички 24 В переменного тока!), что последующий пик звона взлетел так высоко, что фактически снова включил диод, а пик волны звона был подрезан в интервале ($18\mu s < t < 28\mu s$). Диод на **Рисунке 7** работал только на постоянном токе 100mA; этот диод вел себя еще хуже при 2,0 ампер постоянного тока, см. **Таблицу 1**. У нескольких других диодов был подобный «огромный» звон и ограничение пиков, их можно опознать по $V12 = V01$ в **Таблице 1**.

Диоды HEXFRED® (**Рисунок 8**) и диоды Шоттки (**Рисунок 10**), которые неистово пропагандируются многими производителями DIY (самодельного) оборудования, также создавали колебательный звон в этом чувствительном испытательном устройстве. То же делали и диоды «мягкого» восстановления (**Рисунок 9**). К счастью, демпфер CRC удалил все следы колебаний для всех 48 проверенных диодов.

Результаты измерений

В **Таблице 1** каждая строка (каждый диод) показывает четыре измерения: V01 и V12 при 100mA постоянного тока, и также V01 и V12 при 2,0 амперах постоянного тока. Эти амплитуды звона представлены в столбцах, озаглавленных A, B, C, D соответственно. Данные были отсортированы и ранжированы по критериям B и D, с добавлением столбцов rankB и rankD. rank = 1 является лучшим (наименьшая амплитуда звона), rank = 48 означает самую большую амплитуду звона. Четыре из диодов были классифицированы только для 1 ампера постоянного тока, таким образом, они опущены в классификации при измерениях на 2 амперах.

Интерпретация данных

Данные по амплитуде звона **Таблицы 1** попадают в две отличные зоны. Первая зона содержит *превосходные диоды*, они имеют ($V_{12} @ 100mA < 4\text{ В}$) и ($V_{12} @ 2.0A < 8\text{ В}$). Вторая зона содержит *ужасные диоды*; они имеют ($V_{12} @ 100mA > 6.5\text{ В}$) и ($V_{12} @ 2.0A > 15\text{ В}$). Хотя чувствительное испытательное устройство обнаружило даже небольшие различия среди превосходных диодов, эти различия довольно маленькие по сравнению с огромными различиями между превосходными диодами и ужасными диодами. Случайный выбор любого из превосходных диодов ($rankB \leq 40$); ($rankD \leq 36$), гораздо предпочтительней, чем выбор лучшего из ужасных диодов, в плане амплитуды звона. Возможен небольшой проигрыш в функционале, если превосходный диод был выбран на основе стоимости, или номинального напряжения, или Vfwd или согласно моде.

Чтобы выбрать превосходный диод, избегайте ужасных диодов. В этом тесте 100% ужасных диодов были стандартными кремниевыми p-n диодами, или с очень медленным временем обратного восстановления или вообще без спецификации tRR. Простое эмпирическое правило, которое позволяет избегать всех ужасных диодов в **Таблице 1**: или выберите диод Шоттки или выберите не Шоттки со спецификацией $t_{tr} < 300\text{ нс}$. Помните, что это не 200 кГц импульсные источники питания (SMPS); эти диоды работают в сети AC на 60 Гц, и инженерные эмпирические правила от проектов SMPS здесь неприменимы.

Part Number	MaxRating	type	Vf @ If	tb/ta ratio	A: V01 @ 100mA	B: V12 @ 100mA	C: V01 @ 2.0A	D: V12 @ 2.0A	rankB	rankD	top15?
SB160-E3	1A 60V	Schottky	0.65V 1A		5.00	2.69	—	—	25	44	
VS-MBR160	1A 60V	Schottky	0.75V 1A		5.12	2.63	—	—	22	44	
MBR1100	1A 100V	Schottky	0.79V 1A		4.92	2.58	—	—	14	44	★
UF4004	1A 400V	Ultrafast	1.0V 1A		4.72	2.38	—	—	7	44	★
1N4005	1A 600V	Standard	1.1V 1A		15.20	15.20	—	—	42	44	
SBYV27-200	2A 200V	Ultrafast	1.07V 2A		4.60	2.28	9.00	2.98	3	1	★✓
GI851	3A 100V	Fast	1.25V 3A		4.64	2.38	9.92	4.60	6	28	★
VSΒ3200	3A 200V	Schottky	0.86V 3A		4.96	2.60	9.24	3.44	19	12	✓
1N5404	3A 400V	Standard	1.0V 3A		5.28	3.18	12.32	7.96	32	36	
1N5626GP	3A 600V	Standard	1.0V 3A		20.60	20.60	45.00	45.00	45	40	
SBYV28-100-E3	3.5A 100V	Ultrafast	1.1V3.5A		4.60	2.27	9.12	3.08	1	3	★✓
BYV28-150	3.5A 150V	Ultrafast	1.1V 5A		5.08	2.74	9.68	3.68	26	19	
MUR420	4A 200V	Ultrafast	0.89V 4A		5.08	2.66	9.28	3.34	23	7	✓
MUR460	4A 600V	Ultrafast	1.28V 4A		4.86	2.54	9.72	4.02	12	24	★
RURD460	4A 600V	Ultrafast	1.5V 4A	0.47	4.76	2.51	9.96	4.88	10	29	★
C3D04060F	4A 600V	Si Carbide	1.5V 4A		5.12	2.74	8.60	3.06	27	2	✓
GBU4J	4A 600V	Standard	1.0V 2A		18.80	18.80	42.80	42.80	44	39	
ISL9R460	4A 600V	STEALTH-II	2.0V 4A	4.2	4.44	2.28	8.96	3.48	2	13	★✓
SB540	5A 40V	Schottky	0.48V 5A		5.28	3.14	9.80	4.00	31	23	
SB5100	5A 100V	Schottky	0.85V 5A		5.10	2.79	9.60	3.52	28	16	
6A4	6A 400V	Standard	1.1V 6A		7.66	6.64	18.90	16.30	41	37	
RURD660S9A	6A 600V	Ultrafast	1.5V 6A	0.57	4.88	2.58	10.88	5.98	15	34	★
FES8GT	8A 400V	Ultrafast	1.3V 8A		4.92	2.61	9.52	3.70	20	20	
GBU8G	8A 400V	Standard	1.0V 4A		27.30	27.30	57.80	57.80	46	41	

Таблица 1(а) Диоды, измеренные при токе 100mA (столбцы А и В) и при токе 2.0A (столбцы С и D).

Part Number	MaxRating	type	Vf @ If	tb/ta ratio	A: V01 @ 100mA	B: V12 @ 100mA	C: V01 @ 2.0A	D: V12 @ 2.0A	rankB	rankD	top15?
APT8DQ60KG	8A 600V	Ultrafast	2.0V 8A		4.60	2.38	9.00	3.34	5	6	☼✓
DSR8U600	8A 600V	Schottky	2.5V 8A	1	5.54	3.70	10.20	5.12	38	30	
FFPF08H60S	8A 600V	Hyperfast-II	2.1V 8A	1.07	4.78	2.53	9.24	3.44	11	10	☼✓
HFA08TB60	8A 600V	HEXFRED	1.4V 8A		4.70	2.41	9.16	3.22	9	5	☼✓
ISL9R860	8A 600V	STEALTH-II	2.0V 8A	3.7	4.74	2.60	9.08	3.48	18	14	✓
MSR860	8A 600V	Ultrasoft	1.7V 8A	2.5	4.86	2.55	9.60	3.70	13	22	☼
RHRP860	8A 600V	Hyperfast	2.1V 8A	0.56	4.64	2.40	9.16	3.36	8	8	☼✓
RURP860	8A 600V	Ultrafast	1.5V 8A	0.66	4.82	2.59	9.56	3.60	17	17	
VS-ETH0806	8A 600V	FRED Pt	2.0V 8A		4.58	2.36	9.12	3.36	4	9	☼✓
VS-ETL0806	8A 600V	FRED Pt	0.97V 8A		5.32	3.19	11.40	6.32	33	35	
FFPF10UP30	10A 300V	Ultrafast	1.4V 10A	1.2	4.94	2.67	9.44	3.44	24	11	✓
SBL1040	10A 40V	Schottky	0.6V 10A		5.50	3.34	10.12	4.16	35	26	
UH10FT-E3	10A 300V	Ultrafast	0.96V 5A	0.36	4.96	2.62	9.56	3.50	21	15	✓
SBR12A45	12A 45V	SuperBarrier	0.43V 12A		6.60	4.88	11.36	5.96	40	33	
VSBL1545	15A 45V	Schottky	0.33V 5A		5.86	3.84	11.56	5.92	39	32	
MUR1520	15A 200V	Ultrafast	1.05V 15A		5.26	2.93	9.76	3.66	29	18	
GBJ1506	15A 600V	Standard	1.05V 8A		17.30	17.30	42.80	42.80	43	38	
DSS16-01A	16A 100V	Schottky	0.79V 15A		5.52	3.42	10.20	4.40	36	27	
LQA16T300	16A 300V	Qspeed	1.6V 16A	0.7	4.96	2.59	9.00	3.16	16	4	✓
GBU2510	25A 1000V	Standard	1.0V 12A		31.30	31.30	65.60	65.60	47	42	
VF30100S	30A 100V	Schottky	0.39V 5A		5.80	3.56	11.32	5.48	37	31	
FFPF30UP20	30A 200V	Ultrafast	1.15V 30A	0.64	5.30	3.01	9.92	3.70	30	21	
GBPC3510	35A 1000V	Standard	1.1V 17A		32.80	32.80	67.80	67.80	48	43	
MBR40250	40A 250V	Schottky	0.86V 20A		5.44	3.26	10.08	4.14	34	25	

Таблица 1(б) Диоды, измеренные при токе 100mA (столбцы А и В) и при токе 2.0А (столбцы С и D).

Амплитуда возбуждаемого звона ($V_{12} @ 100\text{mA}$) варьируется от 2,27 В до 32,8 В, в отношении 14,4 к 1. На уровне 2,0 ампер, амплитуда звона ($V_{12} @ 2.0\text{A}$) варьируется от 2,98 В до 67,8 В (!), в отношении 22,7 к 1. Это отношение (худший диод / лучший диод) в итоге получается в «10-20 раз» как в названии данной статьи. Два уровня постоянного тока были выбраны, чтобы охватить и предусилители, и усилители мощности.

Чтобы помочь читателям, которые желают получить перечень самых лучших из лучших, 15 самых превосходных диодов с лучшими рейтингами при 100mA, отмечены значком «⚡» в заключительной колонке. 15 самых превосходных диодов с лучшими рейтингами при 2,0 амперах, отмечены «✓». Восемь диодов были лучшие из лучших в обоих случаях при 100mA и при 2,0 амперах. Большинство из них имеет довольно большое напряжение V_{fwd} и потребовали бы теплоотвода. Диод с «мягким» восстановлением с самым высоким специфицированным отношением «мягкости» (t_b/t_a), был среди восьми двойных золотых призеров.

Выводы

Отличные диоды превосходно себя показали, уменьшая амплитуду колебательного звона в 22 раза по сравнению с самыми плохими диодами. Диоды, которые показали себя хорошо при токе 100mA также хорошо работают при токе 2,0 ампера. Среди 48 проверенных диодов, 40 превосходно себя показали при токе 100mA, и 8 «самых лучших из лучших» установлены. Было также выявлено, что CRC снабберы полностью устраняют звон даже с самыми плохими диодами.

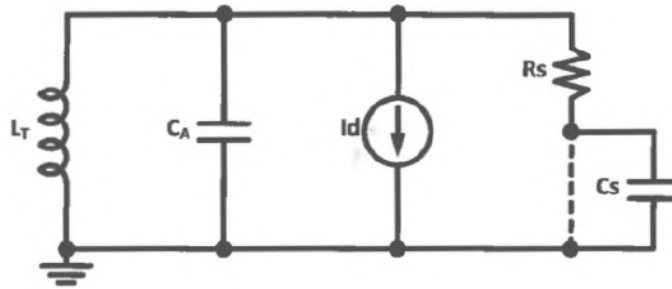
Список литературы

- [1] Audio Asylum internet forum archive, <http://goo.gl/vQxh8x>
- [2] Audio Asylum internet forum archive, <http://goo.gl/W9xY99>
- [3] Audio Asylum internet forum archive, <http://goo.gl/zYqhGp>
- [4] Kerhonsky et. al (1992), “The HEXFRED Ultrafast Diode in Power Switching Cicuits”, International Rectifier, Application Note AN-989.
- [5] Miller, Rick (1994), “Measured RFI Differences Between Rectifier Diodes in Simple Capacitor-Input Power Supplies”, The Audio Amateur (magazine), Vol 1/1994, pp.26-27.

Дополнительные материалы

“Rectifier snubbing - background and Best Practices”, Morgan Jones, Linear Audio Volume 5, April 2013, pp.7-26.

Приложение



В резонансной цепи RLC **Рисунок 5** (с установленной C_S), повторенной здесь, рассмотрим ток через диод на входе и рассмотрим напряжение через вторичку трансформатора на выходе. Передаточная функция $H(s) = V_{out}/I_{in}$ является просто объединенным импедансом трех параллельных ветвей схемы:

$$\frac{V_{OUT}}{I_D} = H(s) = \frac{1}{\frac{1}{sL_T} + \frac{1}{\left(\frac{1}{sC_A}\right)} + \frac{1}{\left(R + \left(\frac{1}{sC_S}\right)\right)}}$$

Упрощая третье слагаемое в числителе,

$$H(s) = \frac{1}{\frac{1}{sL_T} + \frac{1}{\left(\frac{1}{sC_A}\right)} + \frac{sC_S}{(1 + sRC_S)}}$$

Перемножая числитель и знаменатель на $(1 + sRC_S)$,

$$H(s) = \frac{1 + sRC_S}{\frac{(1 + sRC_S)}{sL_T} + sC_A(1 + sRC_S) + sC_S}$$

Полагая, что $(sRC_S \gg 1)$ так, что $(1 + sRC_S)$ может быть везде заменено (sRC_S) . Тогда

$$H(s) = \frac{sRC_S}{\frac{sRC_S}{sL_T} + sC_A(sRC_S) + sC_S}$$

Перемножая числитель и знаменатель на $(1/C_A RC_S)$ так, что коэффициент s^2 равен 1:

$$H(s) = \frac{\frac{s}{C_A}}{\frac{1}{L_T C_A} + s^2 + \frac{s}{R C_A}}$$

Почленно согласуем знаменатель $H(s)$ со знаменателем канонического уравнения второго порядка, $s^2 + (2\omega_n\zeta)s + \omega_n^2$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{1}{L_T C_A}} ; \quad \zeta = \frac{1}{2R_S} \sqrt{\frac{L_T}{C_A}}$$

Мы предположили что ($sRCs \gg 1$), т.е., что ($j\omega RCs \gg 1$). В худшем случае частота ω могла быть настолько же низкой как резонансная частота L_T в параллель с *обеими* C_A и C_S (т.е. сопротивление R_S очень маленькое). Тогда

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{L_T(C_A + C_S)}}$$

Так как $\omega RCs \gg 1$, $RCs \gg (1/\omega)$. Возводим в квадрат обе части,

$$R^2 C_S^2 \gg \frac{1}{\omega^2} \Rightarrow R^2 C_S^2 \gg L_T(C_A + C_S)$$

Подставляем,

$$R = \frac{1}{2\zeta} \sqrt{\frac{L_T}{C_A}} ,$$

$$\frac{C_S^2}{4\zeta^2} \frac{L_T}{C_A} \gg L_T(C_A + C_S) \Rightarrow \frac{C_S^2}{4\zeta^2} \gg C_A(C_A + C_S)$$

Если $C_S \gg C_A$ то сумма ($C_A + C_S$) сводится к C_S , и

$$\frac{C_S^2}{C_A C_S} \gg 4\zeta^2 \Rightarrow \frac{C_S}{C_A} \gg 4\zeta^2$$

Гмм! Математический анализ говорит, что отношение (C_S/C_A) должно быть много больше, чем 4 умножить на дзэта в квадрате. Однако на сколько точно больше? Моделирования в LTSPICE, выполненные при значениях дзэты от 1 до 10, показывают, что хорошее демпфирование происходит каждый раз, когда отношение (C_S/C_A) равно пятнадцать умножить на дзэта в квадрате, или больше:

$$\frac{C_S}{C_A} \geq 15\zeta^2$$