



Высотный передатчик проекта Тесла, Лидвилль, Колорадо

Четвертьволновая коаксиальная полость как энергетическая установка Марк Нэш,

Джеймс Смит, Роберт Крейвен

339 инженерных наук здание

Западно-Вирджинский университет

MORGANTOWN, Западная Вирджиния 26506

Соединенные Штаты Америки

Геометрия коаксиального проводника была предметом интереса в электротехнике с момента появления радио и основ радиотехнической дисциплины. Простота этой геометрии и связанные с ней резонансные моды привлекли ученых к тому, чтобы снова и снова возвращаться к разработке различных технологий и аналитических моделей, использующих коаксиальную геометрию. Почти все они были разработаны в области коммуникационных технологий и использовали части классической теории линий передачи на основе своих соответствующих аналитических моделей.

Ограниченная сфера коммуникационных технологий сфокусировала внимание на ограниченном уровне (малых энергиях) приложений сложной электромагнитной природы резонансных контуров и физических свойств, которыми они обладают, которые могут быть использованы. Аналитическая простота коаксиальной геометрии обеспечивает распределенную резонансную структуру, которая имеет моды, которые можно физически интерпретировать и визуализировать с качественными связями с анализом посредством теории линий передачи, но, как это часто бывает, сложность модельного анализа резонаторов резонатора препятствует физической интерпретации их свойств.

Коаксиальный резонатор можно рассматривать как переходную геометрию, попадающую между линией передачи и резонаторами резонатора. При надлежащем аналитическом синтезе теории поля, моделей линий электропередачи, модели с сосредоточенными эквивалентами и аналитических соображений резонатора и волновода может быть получено более широкое и более полное понимание всех распределенных резонансных структур. Из анализа аналитических моделей становится очевидным, что оценка потенциала, предлагаемого резонансными полостями в качестве элементов обработки ВЧ-мощности, остается неразработанной. Эта принципиально новая область (Обработка радиочастот) радиочастотной техники имеет потенциал.

Сосредоточенные цепи

Модель с сосредоточенными эквивалентными линиями электропередачи представлена во многих текстах бакалавриата по электромагнетике и считается одним из классических аналитических методов электротехники. Истоки этого анализа можно проследить в работах Оливера Хевисайда (1880-е годы) и С.А. Щелкунова (1) (1930-е годы). Он обеспечивает средства, с помощью которых распределенные цепи можно сравнивать и анализировать как сосредоточенные схемы, и является критически важной аналитической связью между сосредоточенными и распределенными резонансными системами. Обычное представление модели сфокусировано на развитии свойств преобразования полного сопротивления сетей согласования линий электропередачи и мало что делает для демонстрации или подчеркивания явления резонансного нарастания. Рисунок 1 иллюстрирует это,

$\lambda/4$ коаксиальный

резонатор, как это было бы представлено в теории сосредоточенных эквивалентных цепей. Поскольку анализ распределенных цепей, представленных в этой форме, является обширным, он не будет повторяться здесь.

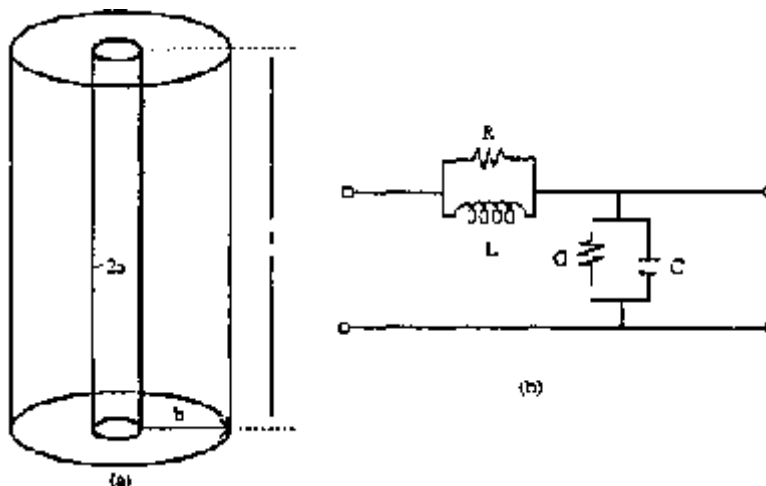


Рисунок 1 (а): $\lambda/4$ коаксиальный резонатор - 1 (б): сосредоточенная эквивалентная схема

Уравнения для сосредоточенных эквивалентных параметров и характеристического сопротивления:

$$L = \frac{\mu}{2\pi} \ln(b/a) H/m \quad (1)$$

$$C = \frac{2\pi\epsilon}{\ln(b/a)} F/m \quad (2)$$

$$R = \frac{R_s}{2\pi} \left(\frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right) \frac{\Omega}{\pi}; R_s = \sqrt{\frac{\pi f \mu_{cond}}{\sigma_{cond}}} \quad (3)$$

$$G = \frac{2\pi\sigma}{\ln(b/a)} S/m \quad (4)$$

$$Z_0 = 60 \ln(b/a) \Omega$$

Резонанс

Явление резонансного подъема на линии передачи и в любом резонаторе физически обусловлено когерентным отражением прямых и обратных бегущих волн, возникающих на критически разнесенных оконечных поверхностях. Возникновение стоячих волн или стационарных распределений поля является общим для всех резонаторов и действительно является механизмом, посредством которого осуществляется накопление энергии и преобразование напряжения, тока и импеданса в распределенных цепях. Простые распределения поля большинства резонаторов имеют большое качественное и, действительно, некоторое аналитическое сходство со стоячими волнами, присутствующими на резонаторах линии передачи. Тщательная концептуальная оценка явления резонансного подъема может быть получена из рассмотрения на векторной диаграмме представления падающей (E_1) и отраженной (E_2) волн на резонансной длине линии. На рисунке 2 показано знакомое синусоидальное распределение напряжения, связанное с открытой цепью резонансной линии без потерь, и результирующие фазы двух волн в разных точках распределения (2). В условиях без потерь коэффициент отражения нагрузки равен единице с нулевой фазой

угол и импеданс нагрузки бесконечны. В результате падающая и отраженная волны имеют одинаковую величину при нагрузке, и отражение происходит таким образом, что результирующие фазы двух волн также одинаковы. Как показано на рисунке, это явление дает конечное напряжение, которое является арифметической суммой падающего и отраженного компонентов. $E_L =$

$$2E_1 \text{ знак равен(6)}$$

Следует также отметить, что в этом идеальном случае токи падающей и отраженной волны равны по величине, но противоположны по фазе. Таким образом, векторная сумма равна нулю, а ток в нагрузке равен нулю.

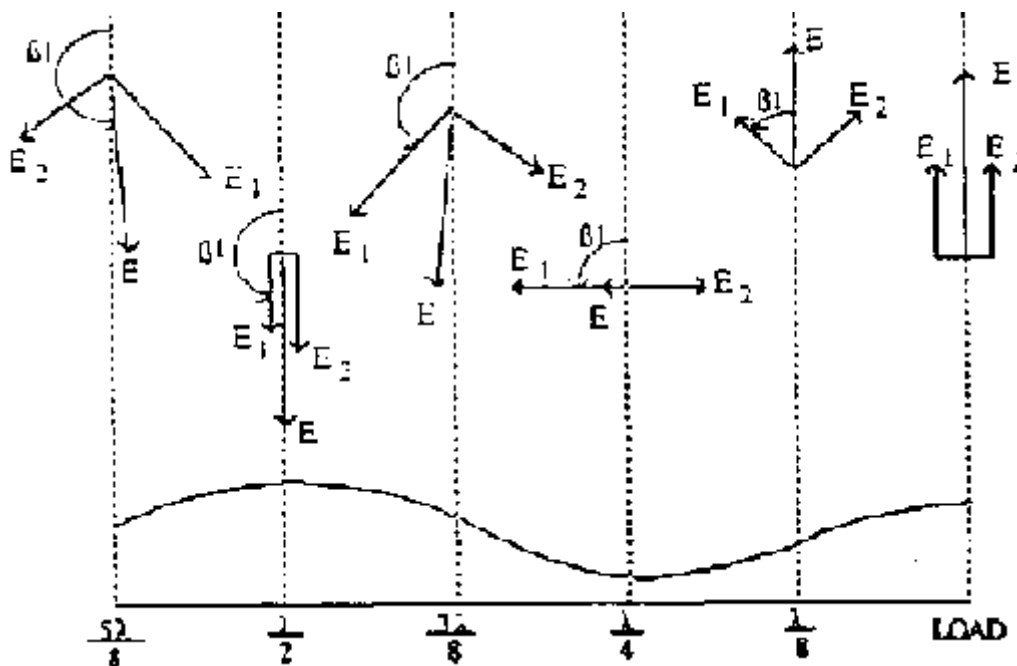


Рисунок 2. Векторная диаграмма представления сигналов падающего и отраженного напряжения на резонансные линии передачи (2)

Критерий резонанса присущ пространственному распределению напряжения и требует, чтобы максимум и минимум напряжения были разделены на одну четверть длины волны. Это означает, что независимо от нагрузки система должна иметь электрическую длину девяносто градусов. Это можно легко продемонстрировать с помощью анализа диаграммы Смита емкостным

$$\lambda/4 \text{ резонатор.}$$

Ракурс коаксиальный резонатор

Пример, представленный в этой статье для иллюстрации резонатора коаксиальной полости, представляет собой разрядное устройство, в котором потенциал разряда накапливается в сферическом конденсаторе. Уместно показать, как эта емкостная нагрузка изменит рабочие параметры на резонаторе. Представленные числовые значения соответствуют демонстрационной модели. Представленный материал взят из опубликованной работы (3) и частично является результатом взаимного теоретического развития, проведенного авторами и доктором Ф. Корумом в этом исследовательском проекте. (Некоторые из этих материалов также можно найти в монографии Джеймса Ф. Корума и Кеннета Л. Корума «Катушки Теслы с вакуумными трубками»). Для линии электропередачи с емкостной нагрузкой длина в резонансе будет меньше четверти длины волны из-за изменения угла коэффициента отражения на конце нагрузки.

$$\lambda/4 \text{ ненагруженная строка, в}$$

отрицательный угол такой, что коэффициент отражения для конца с открытым контуром будет:

$$\Gamma_2 = |\Gamma_2| / f \text{ где: } f < 0 \text{ (7)}$$

Результатом этого изменения является то, что линия не только физически укорочена, но и что постоянное распределение синусоидального поля > 4 эффективно сокращается. На рисунке 3 показано сравнение между незагруженным и загруженным дистрибутивами.

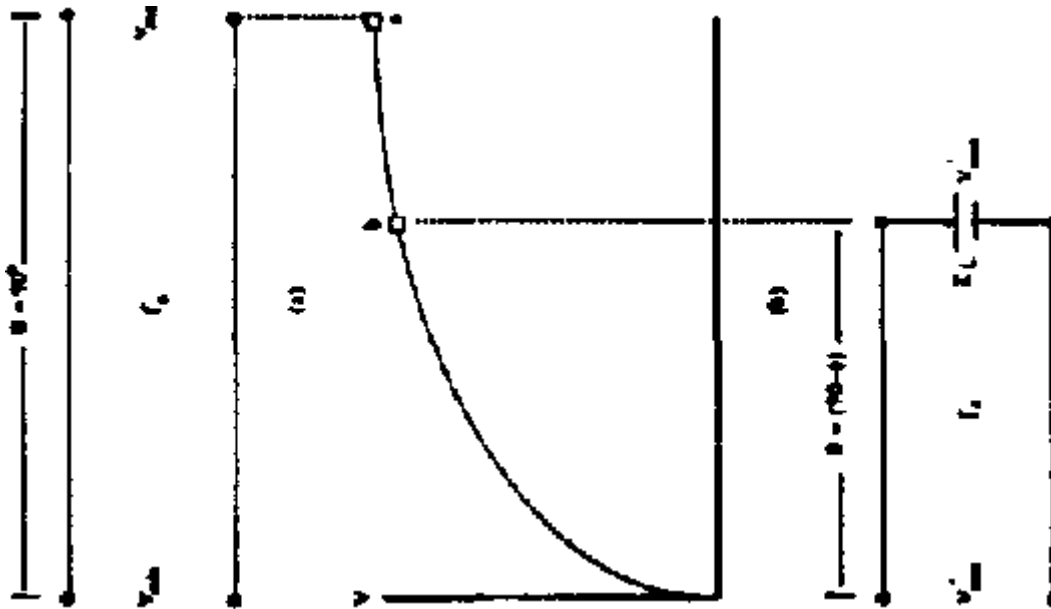


Рисунок 3. Емкостная ракурсная линия: (а) ненагруженная линия (б) распределение напряжения (в) нагрузка линия и результирующее снижение достигнутого напряжения нагрузки

Пример с сосредоточенными эквивалентами

Рассмотрим резонатор, показанный на рис. 4, с его эквивалентной моделью линии передачи. На закороченном входном конце (1) импеданс равен ($Z_L = R_{loss} + j0$) и коэффициент отражения ($\Gamma_1 = 0 < 180^\circ$). В На конце нагрузки (2) необходимо рассчитать емкость сферы и оценить параметры нагрузки.

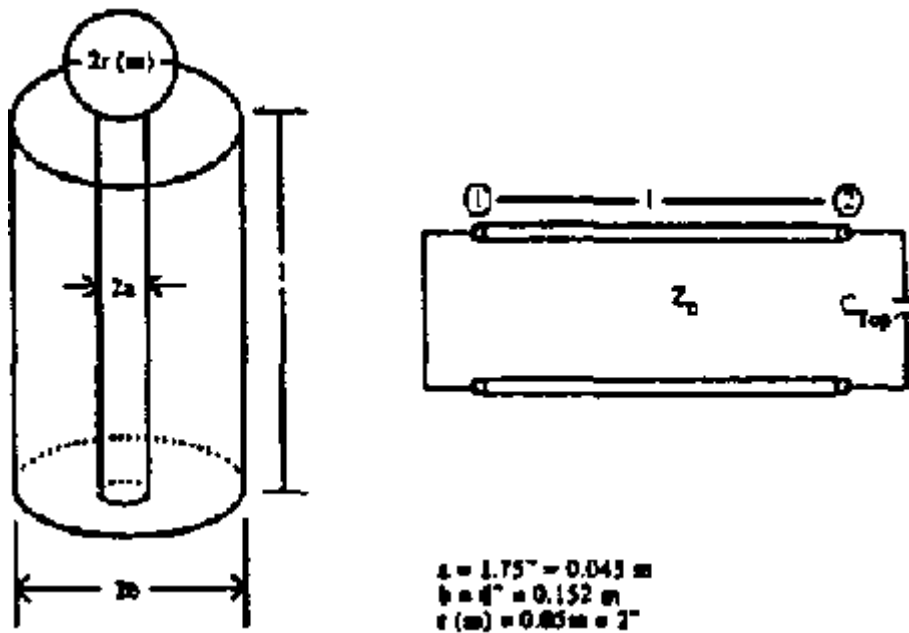


Рисунок 4. Емкостная верхняя коаксиальная полость и ее эквивалентная схема линии передачи для Анализ диаграммы Смита.

Емкость заземления изолированной сферы приведена ниже и может использоваться в качестве разумного приближения для сферы с верхней загрузкой. $C_{сфера} = 4\pi\epsilon_0 r$ или (м) (8) где $r (\text{м})$ = радиус в метрах. Таким образом, $C_{top} = 5,65 \text{ пФ}$.

$\lambda/4$ Резонансная частота линии рассчитывается из:

$$c = \lambda / 4 = 41 \text{ (м)} \text{ f или } f = c / 41 \text{ (м)}. \text{ (9) Это}$$

$$\text{дает: } F = 100 \text{ МГц, и } \omega = 2\pi f = 6.28 \times 10^8 \text{ рад / сек.}$$

Таким образом, правильное сопротивление нагрузки:

$$X_1 = 1 / j \omega C_{top} = 1 / j 2\pi f C_{top} = 281.7 \Omega \text{ (10)}$$

Характерное сопротивление резонатора в воздушном диэлектрике:

$$Z_0 = 60 \ln(b/a) = 74.0 \Omega \text{ (11)}$$

Нормализованное реактивное сопротивление нагрузки:

$$X_1' = X_1 / Z_0 = 3.81 \text{ (12)}$$

Влияние емкости нагрузки состоит в том, что требуется, чтобы линия была укорочена для поддержания той же резонансной частоты или для снижения резонансной частоты при добавлении к линии заданной длины. Длина электрической линии с C_{top} в качестве нагрузки

будет: l'

$$\lambda_{n'} = 0,25 \quad \lambda_n = 0,2875 \quad \lambda_n \text{ (13)}$$

или

$$l'(m) = l'(\lambda_n) \lambda_n (m) = 0,863 \text{ м}$$

и результирующая резонансная частота: $f' = c / 4$

$$f' (m) = 86,91 \text{ МГц (14)}$$

Коаксиальный резонатор

Переход от резонансной линии передачи к резонансной полости происходит для коаксиальной линии, когда вход замкнут накоротко, как показано на рисунке 5. Несколько вещей становятся очевидными из этого фундаментального наблюдения. Структура приобретает характер полностью замкнутой системы, или hohlraum, как их называли (4), подобно тому, как полость представляет собой традиционную геометрию, проявляющую свойства как волноводов, так и полостей, и является важной концептуальной связью для развития всех классов резонаторов для применения в качестве радиочастотных силовых элементов. Можно показать, что оптимальные размеры коаксиальных полостей могут быть разработаны из критериев максимизации накопления энергии (Q) и увеличения (SWR) полости. Критерии развития максимального Q можно увидеть в оптимизации Q из соображений мощности.

$$Q = \frac{f_0}{2\Delta f} = \frac{(2\pi \text{ energy stored})}{(\text{energy dissipated per Cycle})} \text{ (15)}$$

Энергия, запасенная и рассеиваемая, приблизительно равна:

$$\text{Энергия хранится} = \iiint \Phi^2 dv \quad \text{и энергия рассеивается} = \iint \Phi ds$$

Следовательно:

$$Q \cong \frac{VOL}{A_s}$$

Таким образом, Q может быть максимизирован для геометрии, которая дает наибольшее отношение объема к площади поверхности. Это происходит для коаксиального резонатора, когда отношение (b/a) равно 3,6, а резонатор имеет

волновое сопротивление (Z_c) 76,9 Ω (5). Сравнение доступных незагруженных Q для разные резонансные системы пронциательны. В таблице 1 показаны типичные величины различных ненагруженных резонансных цепей.

Таблица 1: Величины R sh для резонансных структур

ТИП ЦЕПИ	R_{sh} (Магнитуда) Ω
Сосредоточенный бак	10000
Тесла Катушка	100000
λ_d Коаксиальные резонаторы	100 000
Резонаторы резонатора,	1000000

Тенденция к увеличению «Q» при увеличении объема до площади поверхности может прогрессировать вниз по таблице.

Коаксиальная полость хорошо сочетается со всеми конструкциями и была выбрана из-за простоты конструкции и дизайна, а также из-за ее представительного характера. Q резонаторов резонатора на порядок превышают Q коаксиальных резонаторов и могут быть выбраны в качестве превосходной системы для определенных применений обработки мощности.

Критерии для разработки максимальной ступенчатой (SWR) параллельны соображениям шунтирующего сопротивления, так как R sh - SWR.

$$R_{st} = \frac{\left| \int V d \right|^2}{P_{diss}} \quad (17)$$

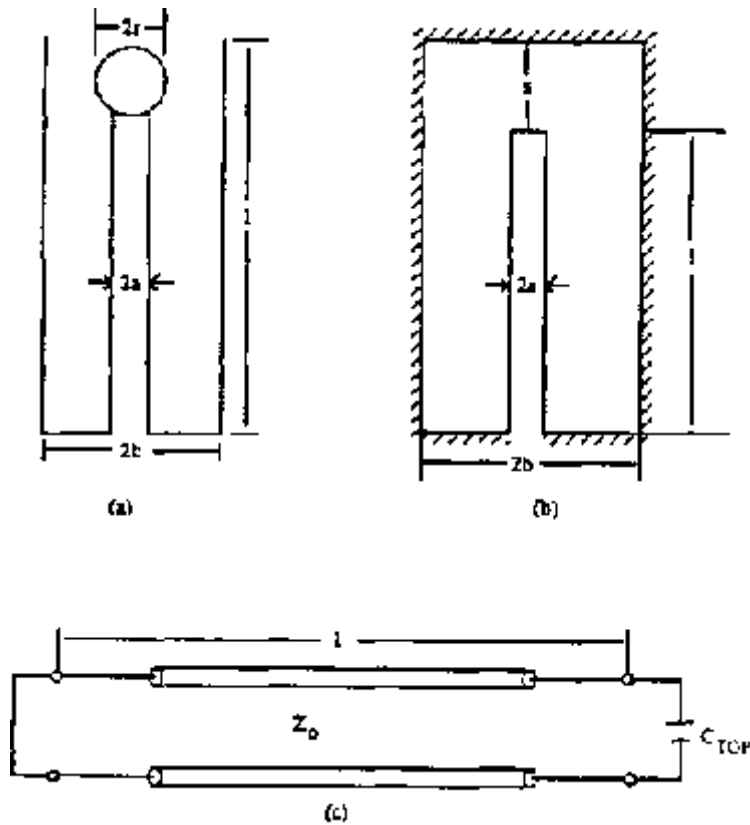


Рисунок 5 Четвертьволново-емкостная полость:

(а) сферическая емкостная полость с верхней загрузкой (б) ракурсная емкостная полость с нагрузкой (в) эквивалентная линия передачи

Очевидно, что шунтирующее сопротивление является функцией потерь в проводнике и нагрузки. Максимальное сопротивление шунта имеет место при $b / a = 9,2$, что дает характеристическое сопротивление $133,1$.

$$\Omega \text{ (5)}$$

Опять же, сравнение достижимого сопротивления шунта (R_{sh}) для различных резонансных систем является проницательным. В таблице 2 показаны типичные величины различных ненагруженных резонансных цепей. Таблица 2: Величины

Q_{11} «для резонансных структур»

ТИП ЦЕПИ	Q_{11} (Магнитуда)
Сосредоточенный бак	100
Тесла Катушка	100
$\lambda/4$ Коаксиальные резонаторы	1000
Резонаторы резонатора	100000

Обработка радиочастот

Первым человеком в литературе, который осознал, что радиочастотные резонансные системы могут быть использованы для получения преимущества при обработке (или преобразовании) больших электрических энергий для технических применений, был Никола Тесла. Сначала он разработал «распределенный спиральный резонатор» строго как средство генерации высокого напряжения и в результате впечатляющие разряды, которыми он славится. Он завершил обширные эмпирические испытания и оптимизацию этой структуры в конце 1890-х годов и предложил множество возможных приложений, включая беспроводную передачу энергии и концепцию оружия направленной энергии.

При рассмотрении Колорадо-Спрингс устройства Тесла в качестве модели для системы обработки энергии можно наблюдать четыре основных процесса. Преобразование мощности с 60 Гц в ВЧ; преобразование с помощью импульсной модуляции в высокую пиковую мощность и переменный коэффициент заполнения; система входного соединения; и выходное соединение с нагрузкой, рис. 6. Эти блочные компоненты могут быть реализованы стандартными РЧ методами различными способами в зависимости от величины обрабатываемых мощностей и желаемой эффективности. Блоки, составляющие резонатор, были разработаны в предыдущих разделах, и только исходные соображения еще предстоит рассмотреть. Тесла реализовал импульсную модерацию через специальный маховик. Когда происходит разрыв и искра гаснет (Тесла использовал магнитное поле и принудительный воздух для быстрого гашения искры). Реактивное сопротивление трансформатора высокого напряжения повторно вводится через первичный резервуар, отрегулировав его, чтобы понизить «Q rgi» и уменьшить импеданс, который связан с вторичным током. Вторичная цепь, которая теперь свободна от нагрузки звонящего первичной обмотки, теперь звонит на своей собственной резонансной частоте ($f_{сек}$), которая идентична частоте дополнительной катушки, где напряжение ($V_{сек}$) повышается за счет резонансного нарастания (VSWR), Первичная емкость (C_p) перезаряжается в течение интервала разрыва.

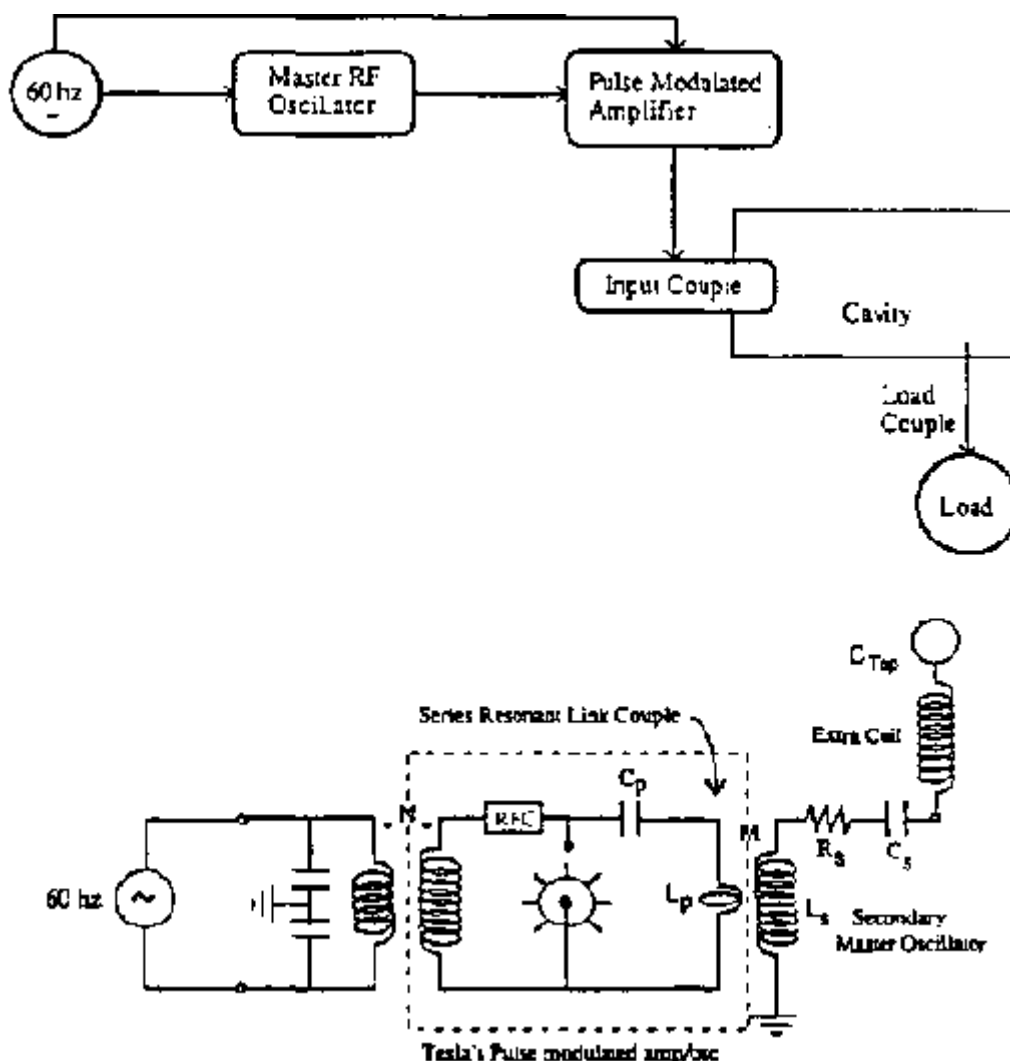


Рисунок 6: (а) Структурная схема типичной системы радиочастотной обработки энергии (б) Тесла 1899 Колорадо

Аппаратная система пружин эквивалентна. (3)

Интервал искры во время обмена энергией между первичным и вторичным должен тщательно контролироваться, чтобы избежать отражения энергии обратно в первичную. Для эффективной работы необходимо использовать оптимальное искровое жилище. Это обеспечивает захват энергии во вторичном / дополнительном

цепь катушки, которая может заряжаться в течение многих интервалов искры и обрыва до очень больших уровней мощности. При повторяющихся импульсах пиковой энергии от первичной обмотки вторичный задающий генератор будет заряжать дополнительную катушку, и система достигнет базовых напряжений, которые при переходе на дополнительную катушку превысят потенциал пробоя (C top). Следует отметить, что с помощью жесткой связи, используемой Теслой в 1899 году ($k = 0,6$), практичной для любого из типов резонаторов, необходимо было переключить прерывистое колесо с менее чем двумя циклами колебаний, т.е.

$$\tau_{\text{spark}} = \frac{1}{100\text{kHz}} = 10\mu\text{sec}$$

Это феноменальное достижение с помощью тумблера или модулятора. Это стало фундаментальным ограничением, мешающим Тесле исследовать более высокие частоты и меньшую геометрию резонатора. Появление вакуумного трубчатого переключателя (не генератора) устранил некоторые из этих ограничений.

Современное переключение

Подходящим инженерным выбором замены вакуумной трубки для тормозного колеса является водородный тиатронный переключатель. Современные трубки достигают времени нарастания порядка нескольких наносекунд, а время спада (времени деионизации) - порядка десяти наносекунд. Если предполагается, что длительность импульса должна быть порядка удвоенного времени спада, чтобы обеспечить эффективную форму волны, очевидно, что достижимые частоты не превышают 100 МГц. Это может показаться удивительным, учитывая частоты, достижимые осцилляторами класса С (ГГц). Однако с имеющимися в настоящее время диэлектрическими изоляторами это такая же высокая частота (из-за результирующих физических размеров), при которой можно надеяться, что физические размеры любого из резонаторов открытого типа или резонатора будут эффективно изолированы для применений большой мощности (сотни киловатт) ,

Разнообразные конструкции генераторов мощности были разработаны для различных применений в промышленности и стали частью многих стандартных текстов по электронике вакуумных ламп. В частности, один предлагает основу для разработки другой альтернативы. В настроенном сетчатом генераторе с решеткой сетчатая схема действует как главный генератор для возбуждения параллельного резервуара в контуре пластины. Пластинчатый резервуар настроен на частоту, немного отличающуюся от схемы сетки, чтобы обеспечить емкостное сопротивление, достаточно большое, чтобы емкость в сочетании с емкостью от сетки к пластине трубки соответствовала критерию Баркгаузена. Использование задающего генератора является одним из важнейших элементов, используемых для возбуждения резонатора, а удаление двойного настроенного контура из пластины является другим.

Общее расположение этого генератора мощности показано на рисунке 7. Следует отметить, что связь не настроена и должна быть построена таким образом, чтобы емкость сетки к пластине не приводила к резонансу и не вызывала паразитные колебания. Эта конфигурация позволяет избежать ограничения спектрального разделения линий и эффективности схемы с двойной настройкой пластины и позволяет использовать жесткую связь для эффективной передачи энергии резонатору.

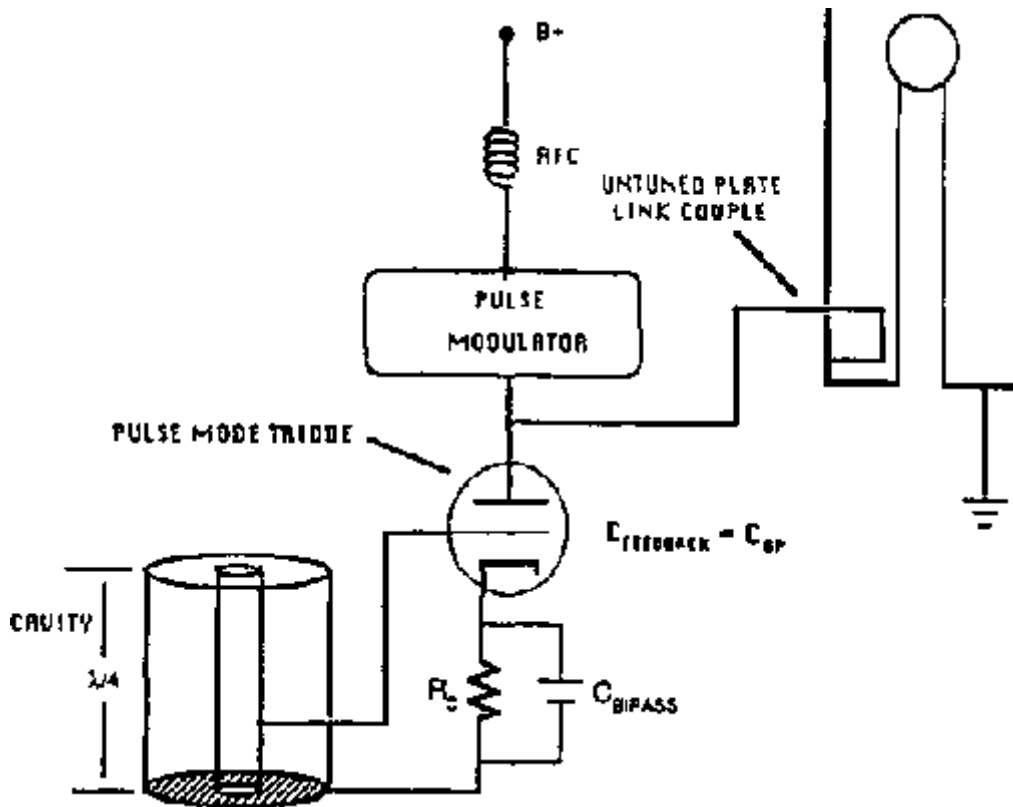


Рисунок 7: Оптимальная конфигурация источника вакуумной трубки с использованием настроенного импульса пластины сетки модулированный усилитель / генератор с обратной связью через сетку на пластину емкости. Это, по существу, является средством реализации ненастроенного звена цепи пластины, соединенного с резонатором резонатора. Конфигурация размещает емкость генератора в цепи сетки, так что при передаче энергии от резонатора к высоковольтному разряду нагрузки отсутствует неэффективность двойных настроенных связанных цепей. По сути, это система, параллельная устройству Колорадо-Спрингс и использующая понимание, предоставленное Слоаном (6) в его работе с ранними ламповыми генераторами. Использование генератора с распределенным контуром (резонатором) выгодно для минимизации потерь в контуре бака (главным образом, диэлектрических потерь, связанных с газообразными диэлектриками под давлением, и характеристик их низких потерь.

Эмпирическая проверка

К сожалению, трубки, необходимые для построения устройства на рисунке 7, не существуют или не были доступны. Разрядные электроды конденсатора, которые были сконструированы, были умеренными по размеру и функционировали достаточно хорошо, чтобы убедительно свидетельствовать о потенциале для ~ 4 резонаторов коаксиальной полости. Были построены две полости и емкость сверху загружены маленькие разрядные электроды в форме яйца (вытянутые сфероиды), как показано на рисунке 8. Внутренняя длина проводника была выбрана таким образом, чтобы электроды частично выступали из конца внешнего проводника, чтобы обеспечить компромисс между минимизацией радиационной стойкости (нагрузка на полость), преимущества увеличенного расстояния до внешнего проводника (из-за дуги) и, как следствие, визуальное отображение. Каждая из геометрий была эмпирически исследована на соответствие производительности, предсказанной анализом. И, как показывает следующий анализ и сравнение результатов, эмпирические результаты обоих были разумными и находились в пределах ожидаемых величин производительности. В результате ограниченной мощности источника ($= 200$ Вт CW) величина достижимого напряжения ($= 20$ кВ) потребовала выбора очень маленьких разрядных электродов сфероидального конденсатора. Фактически, любой сферический конденсатор, спроектированный для разрушения при напряжении приблизительно 20 кВ, имеет слишком низкую емкость, чтобы доставлять какой-либо значительный заряд к искровому разряду и в значительной степени демонстрировать эффекты сосредоточенной емкостной нагрузки и ракурса. Сфероидные электроды в форме яйца обеспечивают большую емкость при более низком потенциале пробоя (хотя это не является точно предсказуемым). Концентрация эмпирические результаты обоих были разумными и находились в пределах ожидаемых величин производительности. В результате ограниченной мощности источника ($= 200$ Вт CW) величина достижимого напряжения ($= 20$ кВ) потребовала выбора очень маленьких разрядных электродов сфероидального конденсатора. Фактически, любой сферический конденсатор, спроектированный для разрушения при напряжении приблизительно 20 кВ, имеет слишком низкую емкость, чтобы доставлять

заряд на кончике яйца в сочетании с высокой эмиссией электрического поля заряда для небольшого, но впечатляюще стабильного плазменного разряда длиной от двух до четырех дюймов (от 5 до 10 см).

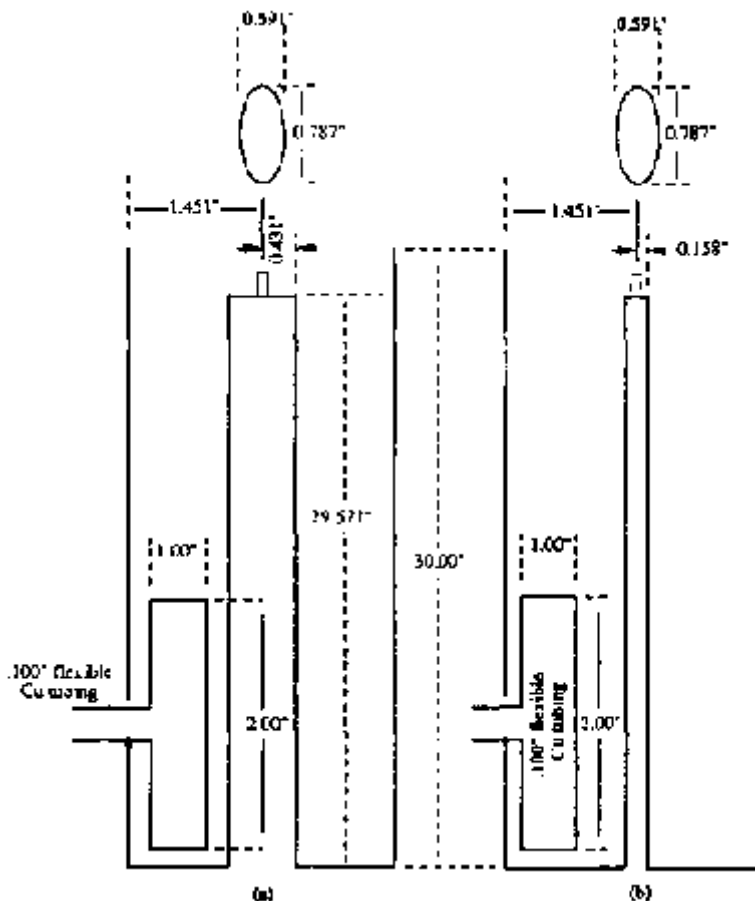


Рисунок 8: Экспериментальные размеры полости (a) полость 1 $b/a = 3,4$; (b) Полость 2 $b/a = 9,2$. Первоначально резонаторы приводились в действие источником непрерывного излучения (приблизительно 200 Вт), который давал вертикальную плазму (пламя) длиной от двух до трех дюймов (от 5 до 7,5 см), которая подавалась или накачивалась Бушевыми разрядами длиной примерно от 1,0 до 1,5 дюймов (2,5-3,8 см). Затем источник подвергался импульсной модуляции в диапазоне коэффициентов заполнения, что позволяло усилителю класса А работать при более высоких пиковых импульсных мощностях при поддержании средней потребляемой мощности от 150 до 200 Вт. Это обеспечивало большие базовые напряжения на длинах импульсов, достаточных для зарядки резонатора до потенциала пробоя разрядного электрода. В результате увеличения базовых напряжений длина плазмы увеличилась до трех-четырёх дюймов (от 7,5 до 10 см), подаваемых разрядным разрядом 1 щеточного типа.

Щетинный разряд - один из пяти типов, которые Тесла видел и характеризовал в различных экспериментах, которые он проводил. Как указывалось выше, в этом эксперименте наблюдалось на самом деле расстояние от 2,5 до 6,3 см (от 2,5 до 6,3 см) (этот диапазон длин охватывает результаты, полученные как для CW, так и для источников с импульсной модуляцией), сине-белый кистевой разряд происходит со скоростью, достаточной для объединить энергию и поддержите белую РЧ-плазму (длиной от двух до четырех дюймов / от пяти до десяти см), создающую температуру у основания пламени (не горячего центра), достаточную для плавления кончика алюминиевого электрода (> 600

С). (Нержавеющая сталь была позже введена.) Большие разряды были достигнуты с помощью импульсной модуляции генератора, позволяющей усилителю работать на более высоких мощностях в течение коротких периодов импульсов (это порядка времени заполнения полости). Это приводило к более высоким пиковым напряжениям и, следовательно, к более длительным, более горячим и более стабильным разрядам.

Разряды в импульсном режиме приводились с частотой повторения импульсов в диапазоне частот (100–10 000 ппс). Модуляция разрядов на этих частотах приводила к почти болезненно громкому звуку. Частота основного тона была легко отрегулирована по всему звуковому спектру путем изменения частоты повторения импульсов, и было также видно, что интенсивность основного тона изменяется с изменением длительности импульса. Эта модуляция, а также немодулированное возбуждение, были легко обнаружены на FM-радиоприемниках в пределах нескольких сотен футов (приблизительно 100 м) из-за

интенсивность рассеянных реактивных полей от конца резонатора. Компоненты излучаемого поля были измерены менее чем за милливатт и совершенно незначительны.

Примеры конструкции коаксиальной полости

Конструкция коаксиальной полости и расчет параметров, представляющих интерес для оценки ее производительности, непосредственно получены из анализа. Интересный случай для оценки производительности потенциального резонатора и сравнения с эмпирическими результатами для резонатора с емкостной верхней нагрузкой с минимальной нагрузкой, представленной входом. связи, поскольку эта нагрузка может быть эффективно удалена из системы с помощью синхронного переключения ввода энергии.

Необходимые параметры дизайна:

	= внутренний радиус проводника (OD)
б	= радиус внешнего проводника (ID)
ля	= длина внутреннего проводника
или	(укажите одно или другое)
е	= желаемая частота (МГц)
фунт	= длина внешнего проводника (если фунт \neq л)
Стор	= емкость верхней нагрузки
ϵ_r	= относительная диэлектрическая проницаемость

Все размеры будут работать в дюймах, а частоты в МГц, если не указано иное. Разумная оценка Стор является первым требованием. Емкость с верхней нагрузкой может быть сфероидальной или ракурсной емкостью от конца внутреннего проводника (оканчивающегося круглой пластиной) к стенкам внешнего проводника. Измерение частотных характеристик резонатора проводилось со снятым электродом сфероидного разряда и, следовательно, с Стор, равным ракурсной емкости. Записанные параметры разряда были, очевидно, получены с помощью сфероидальных электродов в качестве верхней нагрузочной емкости.

Пропускная способность может быть грубо оценена по площади внешнего цилиндра, которая выходит за пределы внутреннего проводника.

$$C_{\text{цп}}^{\text{fs}} = \frac{\epsilon_0 A}{d} \quad (18)$$

Где:

$A = 2b(\pi b - la)$ = (площадь конца внешнего проводника) $d = b - a / 2$ = (среднее

расстояние до внешнего проводника)

Емкость используемого сферического электрода может быть оценена из оценки среднего диаметра, аппроксимированного цилиндром с такой же площадью поверхности.

$$C_{top} = 4\pi\epsilon_{ground} (m) \quad (19)$$

Это уравнение предназначено для изолированной возвышенной сферы над земной плоскостью и не учитывает увеличение емкости из-за близости окружающего внешнего проводника. Для приблизительного приближения значение для приподнятого тела над земной плоскостью может быть увеличено так, что:

$$C_{top} = 15(C_{top} \text{ over ground plane}) \quad (20)$$

Для небольших емкостных нагрузок ($C_{top} \ll C$) (т. е. Когда верхняя нагрузочная емкость составляет менее десяти процентов от емкости резонатора), разумная оценка ракурсной резонансной частоты (f_d) может быть получена следующим образом.

Определить примерную частоту работы (f_0) от силы внутреннего проводника.

$$f_d (\text{Hz}) = \frac{V_f C}{4l} \quad (21)$$

Для линейных проводников (быстрых волновых структур) коэффициент скорости предполагается равным: $V_f = 0,999$. Импеданс нагрузки рассчитывается исходя из соответствующей верхней нагрузки.

$$Z_L = \frac{1}{j\omega C_{top}} \quad (22)$$

Характеристическое сопротивление: $Z_0 = 60$

дюймов (б / у) (23)

Коэффициент отражения нагрузки затем рассчитывается по этим значениям.

$$|\Gamma_L| = \left| \frac{Z_L - Z_0}{Z_0 - Z_L} \right| \quad (24)$$

Расчет Γ_L не требуется, если не включен компонент радиационной стойкости (т.е. $\Gamma_L = 1,0 < \Phi^3$ для чистых реактивных нагрузок), но включен сюда для демонстрации влияния сопротивления нагрузки, если оно не пренебрежимо мало (т. е. если используются большие выступающие разрядные электроды). При резонансе:

$$[\Phi - 2\beta la = -\pi] \text{ where: } \beta = 2\pi / \lambda_0 \quad (25)$$

Следовательно, приблизительная длина резонансной волны составляет:

$$\lambda_0 = \frac{4\pi la}{\pi + \Phi} \text{ rad. or } \frac{720^\circ la}{180^\circ + \Phi} \text{ deg.} \quad (26)$$

Расчетная резонансная частота (с точностью до 2%) составляет:

$$f_0 = \frac{V_f C}{V_f \lambda_0} \text{ or } f_0 (\text{Mhz}) = \frac{11808.00(0.999)}{V_f \lambda_0 (\text{in.})} \quad (27)$$

Электрическая длина резонатора может быть рассчитана из уравнения 28:

$$\theta = \beta_1 = \frac{2\pi l}{V_r \lambda_u} \text{ rad.} \quad (28)$$

Коэффициент ослабления (α) рассчитывается по уравнению 29:

$$\alpha = 6.9462 \times 10^{-7} \frac{\sqrt{f(\text{MHz})} \left[1 - \frac{b}{a} \right]}{2b \ln \left(\frac{b}{a} \right)} \text{ Np / in.} \quad (29)$$

Потеря распространения составляет (αl) и Q_u резонатора можно рассчитать по уравнению 30.

$$Q = \frac{\pi}{4\alpha l}$$

Последний интересующий параметр перед расчетом повышения - это базовый импеданс (R_{base}), рассчитанный по уравнению 31.

$$R_{\text{base}} = Z_u \left[\frac{1 + e^{-2\alpha l}}{1 + e^{-2\alpha l}} \right] \quad (31)$$

R_{base} - это входной импеданс резонатора, который источник (генератор) должен был бы приводить (или согласовывать), если бы резонатор приводился в действие прямым соединением на основании. Затем повышение вычисляется из уравнения 32.

$$\frac{V_{\text{top}}}{V_{\text{base}}} = \text{step up} = \frac{\left(\left[1 + |\Gamma_2| \cos \Phi \right]^2 + \left[|\Gamma_2| \sin \Phi \right]^2 \right)^{\frac{1}{2}}}{\left(\left[e^{\alpha_1} \cos \theta + |\Gamma_2| e^{-\alpha_1} \cos(\phi - \theta) \right]^2 + \left[e^{\alpha_1} \sin \theta + |\Gamma_2| e^{-\alpha_1} \sin(\phi - \theta) \right]^2 \right)^{\frac{1}{2}}} \quad (32)$$

Рассмотрим следующие примеры: Пример 1: Максимальный

дизайн "Q" $b/a = 3.4$: Позвольте:

$a = 0.431$ дюйма (1,095 см)	
$b = 1.461$ дюйма (3,686 см)	
$l_a = 29.577$ дюйма (75,126 см)	
фунт = 30.000 дюймов (76.200 см)	
$\epsilon_r = 1.0$	

Пример 2. Максимальная (R_{sh}) конструкция $b/a = 9.2$: Пусть:

	$a = 0,158$ дюйма (0,401 см)
	$b = 1,461$ дюйма (3,686 см)
	$l_a = 29,577$ дюйма (75,126 см)
	фунт = 30.000 дюймов (76.200 см)
	$\epsilon_r = 1,0$

Результаты этих теоретических расчетов приведены в таблице 3. Следует отметить, что результаты получены из расчетной емкости верхней нагрузки и, следовательно, не являются строго точными. Однако оценки хорошо согласуются (в пределах 1%) с рабочими частотами, измеренными в лаборатории, и, следовательно, могут использоваться с достаточной уверенностью.

Estimated Load C_{Top}	Z_0 (Ohms)	Z_L (Ohms)	ϕ (Deg)	f_0 (MHz)	θ (Deg)	α (NP)	Q_U	V_{Top}/V_{buff}
Example 1 $b/a = 1.4$								
$C_{Top} = C_{DE}$ $C_{Top} = 1.25 pF$	72.8	-j1273	-6.55	96.08	86.81	2.47×10^{-4}	3180	664
$C_{Top} = C_{FS}$ $C_{Top} = 0.7 pF$		-j2274	-3.67	97.68	88.26	2.52×10^{-4}	3120	596
Example 2 $b/a = 9.2$								
$C_{Top} = C_{DE}$ $C_{Top} = 1.25 pF$	133.0	-j1273	-11.93	93.10	84.12	3.14×10^{-4}	2500	656
$C_{Top} = C_{FS}$ $C_{Top} = 0.7 pF$		-j2274	-6.69	96.01	86.75	3.19×10^{-4}	2460	591

Таблица 3. Табличные теоретические результаты для критических параметров

Теоретические результаты также могут быть получены для линии без емкостной верхней нагрузки путем вычисления сосредоточенных эквивалентных параметров и уравнений, эквивалентных приведенным выше. Это оказывается подходящим методом расчета, когда необходимо учитывать соображения и дизайн. Материальные константы полости также могут быть изменены с воздушного диэлектрика и медного проводника на любые альтернативы легче, чем с помощью вышеуказанного метода (константы вышеприведенных уравнений включают материальные константы). Список используемых материальных констант приведен ниже. Следующие вычисления выполняются в метрах, чтобы можно было использовать более знакомые постоянные значения.

Список материальных констант

	$\sigma_{cu} = 5,65 \times 10$ мс / м
--	---------------------------------------

$\mu_{\text{air}} = \sigma = 1,257 \times 10^{-6} \text{ Н / м}$
$\epsilon_r = 1,0$
$\sigma_{\text{air}} = 2,5 \times 10^{-4} \text{ мос / м}$

Потери при распространении (αl) Теперь можно рассчитать и определить полученный Q_u и КСВ из уравнений 33, 34.

$$SWR = \frac{1}{\alpha l} = \frac{8Z_0 f(\text{Hz})}{R N c(\text{м / с})} \quad (33)$$

Тогда КСВ в ракурсе: $SWR' = SWR$

$$\sin(90^\circ - \phi^\circ) \text{ и}$$

$$Q_u = \frac{\pi f}{\alpha C} = \frac{2\pi f Z_0}{RC} \quad (34)$$

Результаты двух примеров приведены в таблице ниже для сравнения. Пример 1:

Максимальный «Q» $b / a = 3,6$:

$$\alpha l = 2,58 \times 10^{-4} \text{ Nepers } Q_u = 3040 \text{ КСВ} = 3880$$

Пример 2: Максимальная Rsh $b / a = 9,7$:

$$\alpha l = 3,37 \times 10^{-4} \text{ Nepers } Q_u = 2,330 \text{ КСВ} = 2970 \text{ Эмпирические}$$

результаты:

Кривые отклика двух примеров полостей без емкостной верхней нагрузки были измерены в лаборатории с нагрузкой на входе, связанной со связью. Затем отдельно нагруженный «Q» каждого из них был рассчитан на основе графиков этих кривых, показанных на рисунках 9 и 10. Хотя это не является прямо сопоставимым с расчетами ненагруженного «Q» выше, он приводит к тому, что величины полученных результатов приближаются ожидаемые значения.

f (МГц)	f_0 (0 дБ)	f_L (-3дБ)	f_H (-3дБ)	Q_L
полость 1	96,877	96,852	96,917	1938
полость 2	95,640	95,611	95,690	1648

Таблица 4: Экспериментальные данные для определения Q_L

Загруженный Q, (QL ') был затем рассчитан по уравнению 35:

$$Q = \frac{f_0}{2\Delta f_{L,U}} \quad (35)$$

Обычная форма уравнения 35 в текстах:

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} \quad (36)$$

где; Δf разница в частоте, найденная между точками вниз на 3 дБ ($\Delta f = f_u - f_L$) из Кривая отклика. Уравнение было изменено так, что Δf мера разницы в частота между F_0 и 3 дБ вниз точки кривой отклика ($\Delta f = f_0 - f_L$) в этом случае.

Это изменение было сделано, чтобы учесть QL 'таким образом, чтобы эффекты емкостного нагружения пары звеньев наблюдались в несимметричной природе правой половины кривых отклика (f_0

$\gg f_u$), не влияет расчет и более близкое приближение ненагруженного «Q»

можно получить (т. е. как можно ближе приближение к ненагруженной "Q"). Эта нагрузка не является критической проблемой, поскольку она может быть эффективно удалена путем синхронного переключения энергии источника. Таким образом, разумное приближение однократно загруженного Q (это "Q" с входной связью, сведенной к минимуму), QL ', может быть получено из уравнения:

$$Q_L' = \frac{f_0}{2\Delta f_L} \quad (37)$$

Это достигается путем минимизации связи (вращая звено таким образом, чтобы оно было параллельным, а не перпендикулярно линиям магнитного потока) и измеряя отклик с помощью зонда, достигая слабой связи с реактивными полями на открытом конце полости, как описано над. Результаты, полученные для QL 'каждой из полостей, представлены в таблице 4 (и на рисунках 9,10) с данными, необходимыми для их расчета.

Эмпирическое измерение увеличения является запретительным, поскольку любая попытка измерить V_{top} приводит к дополнительной емкостной нагрузке на резонатор и отстраняет ее от резонанса. Грубая аппроксимация потенциала может быть сделана из длины щетки, которая составляет примерно: $V_{споматься} = 10 \text{ кв} / \text{дюйм}$,

$$= 10\% \quad (38)$$

Разряд кисти наблюдался в виде сине-белого разряда, начинающегося на кончике разрядного электрода в форме яйца в виде типичной дуги, затем раздваивающегося или разветвляющегося на его конце (на последних 30% его длины). Это было легче всего наблюдать с парой защитных очков сварщика из-за окружающей белой плазмы (пламени), которая имела тенденцию вымывать и маскировать контур разряда. Следует отметить, что все разряды происходили непосредственно с наконечника разрядных электродов с вертикальной ориентацией, независимо от ориентации резонатора (то есть, если резонатор был назван, разряд поддерживался вертикально).

Разряды были самопроизвольными, если средняя мощность составляла двести пятьдесят ватт, а разрядный электрод был чистым. Однако его можно начать, поместив металлический предмет, такой как наконечник отвертки, рядом с наконечником электрода или пропуская зажженную спичку по наконечнику со средней мощностью порядка 100 Вт.

Разряды щетки (не пламя плазмы) из соответствующих полостей для источника с импульсной модуляцией имели следующие размеры, таблица 5:

Таблица 5: Экспериментальные значения для определения KCB '

Устройство возбуждения №	L (DIS дюймы)	L пламени (дюймы)	P ср (Watts)

CW	полость 1	1,0	2,0	200
CW	полость 2	1,5	3,0	150
модулированная	полость 1	1,5	3,0	250
модулированная	полость 2	2,5	4,0	150

Пример 1

$L_{dis1} = 1,5$ дюйма (3,8 см), P_{avg}
= 250 Вт

Следовательно; $V_{top1} = 15,0$ кв

Пример 2:

$L_{dis2} = 2,5$ дюйма (6,3 см)
 $V_{top2} = 25,0$ кв $P_{avg} = 150$ Вт

Входное напряжение на базе резонатора, на которое воздействует генератор, можно оценить по:

$$R_{bg} = \frac{Z_0^2 \sin^2 \theta_1}{R} \quad (39)$$

На рисунке 8 θ_1 (экспериментальный) = 10° . Так что для полости 1 с $Z_0 = 72,8$

Ω :

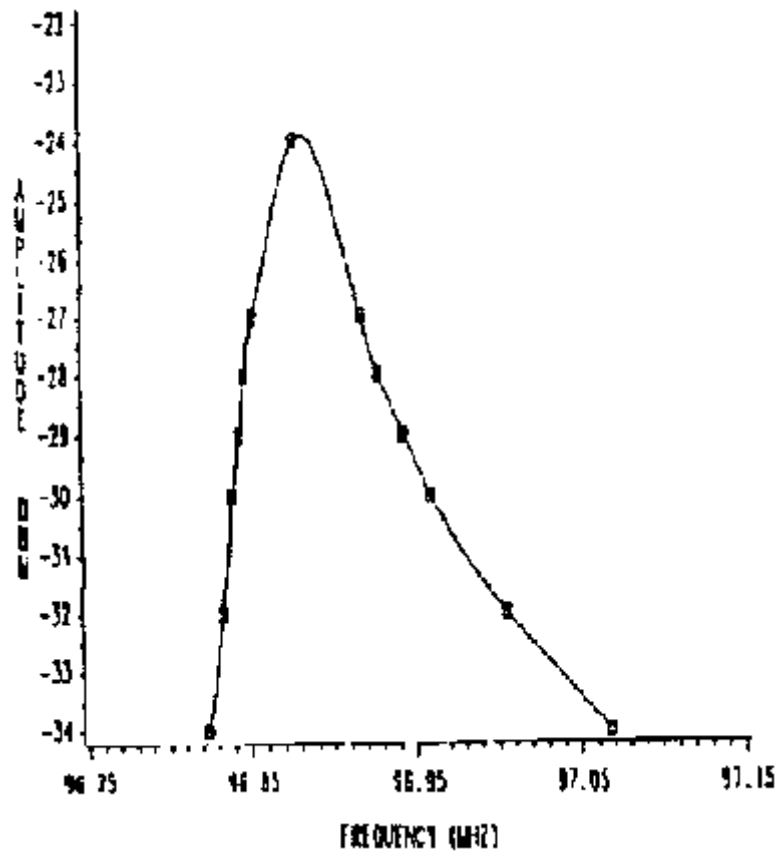
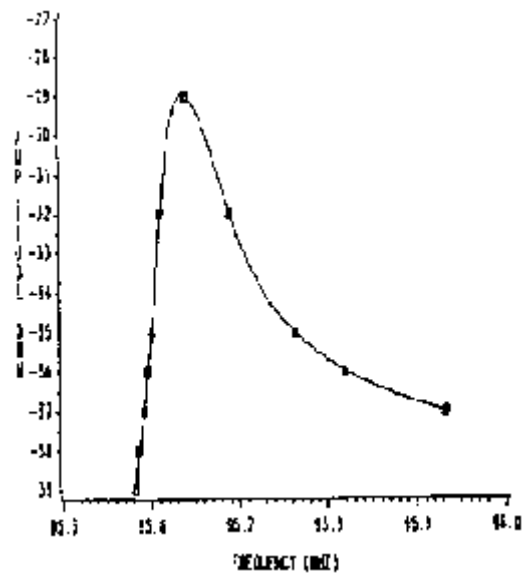
$$R_{bg} = \frac{(72,8)^2 \sin^2 10^\circ}{(50\Omega)} = 3,2\Omega \quad (40)$$

Из таблицы 4: $V_{in1} = |R_{bg} P_{avg}|^{1/2} = |(3,2)(250)|^{1/2} = 28,3$ Вольт (41)

Для полости 2 с $Z_0 = 136,2$ Ω :

$$R_{bg} = \frac{(136,2)^2 \sin^2 10^\circ}{(50\Omega)} = 112\Omega \quad (42)$$

и: $V_{in2} = |(11,2)(150)|^{1/2} = 40,9$ Вольт (43)

Рисунок 9 Реакция полости 1 ($b/a = 3,4$)Рисунок 10 Отклик полости 2 ($b/a = 9,2$)

Это дает загруженный шаг. Примерная

полость 1:

$$\frac{15kv}{28.3v} = 530$$

повышающий 1

Примерная полость 2:

$$\frac{25kv}{40.9v} = 611$$

повышающий 2

По данным анализа, увеличение в полости 2 должно быть приблизительно на 25% выше, чем в полости 1, и, как показано выше, результаты эксперимента находятся в пределах 10% от этой прогнозируемой разницы в увеличении.

Выводы

Эти данные подтвердили способность производить разряд с конца внутреннего проводника при относительно большой нагрузке на полость и беспрецедентных минимальных требованиях к мощности относительно минимальной мощности, необходимой для возбуждения катушки Тесла до Ebreakdown с аналогичной нагрузкой. После запуска любой из резонаторов смог поддерживать плазму не менее дюйма при входной мощности всего от пятидесяти до шестидесяти ватт. Уменьшение потребляемой мощности можно регулировать, уменьшая усиление связи или усиления.

Рекомендации были сделаны и прокомментированы по всему тексту, чтобы позволить рассмотреть темы по мере их представления. Разработка полномасштабной прототипной системы радиочастотной обработки энергии наиболее определенно показана для получения более точных данных о достижимой эффективности с использованием самых современных технологий. Кроме того, полное экспериментальное определение нагруженного отклика резонатора с использованием импульсного возбуждения необходимо для оценки степени эффективности, достижимой с помощью современных технологий при использовании явления переключенного резонансного захвата. Такая оценка позволит нацелить на разработку новые технологии вакуумных трубок с синхронными переключателями большой мощности.

Необходимо разработать улучшенные емкостные нагрузки, сохраняющие большую плотность заряда, чем неизолированные сферические разрядные электроды. Разработка переключателей (регуляторов) высоковольтных разрядов из такого зарядного резервуара возможна и должна быть исследована как новая технология высоких энергий. Это новое приложение обеспечит средства для адаптации к современным технологиям направленной энергии, которые могут обеспечить необходимый импульс для дальнейшего развития технологий радиочастотной обработки энергии.

Ссылки

1. С.А. Щелкунов. «Электромагнитная теория коаксиальных линий передачи и цилиндрических экранов». Технический журнал Bell Systems. Том 4. стр. 532-79. 1935.
2. ИП Терман. Электронная и радиотехника. Макгроу Хилл. 1955 г. р. 91.
3. Дж. Ф. Корум и К. Л. Корум. «Технический анализ резонатора с дополнительной катушкой как медленного спирального резонатора», Труды, 2-й Международный симпозиум Тесла. Колорадо-Спрингс р. 1-24. 1986.
4. В. В. Хансен. «Тип электрического резонатора». Журнал прикладной физики. Vol.9. п. 654-63. октябрь 1938.
5. Т. Морено. Микроволновая передача данных проектирования. Дувр. р.225-9. 1948.
6. Слоан Д.Х. «Радиочастотный генератор высокого напряжения». Физический обзор. Том 47. с. 62-71. Январь 1935 г.

СПИСОК СИМВОЛОВ

A =	магнитный векторный потенциал
a =	(в.) внутренний проводник внешний радиус
b =	(в.) внутренний радиус внешних проводников
C =	(F / m) распределенная эквивалентная емкость

C_{top}	= верхняя (конечная) нагрузочная емкость резонатора
C_{sphere}	= емкость приподнятой металлической сферы
c	= скорость света
d	= расстояние от короткого конца линии
E	= электрическое поле
f	= (Гц, МГц) частота
f_0 знак равно	собственная частота резонанса
$f_{L,U}$ знак равно	(Гц) нижняя и верхняя 3 дБ встречных частот
G	= (Сименс / м) распределенная эквивалентная шунтирующая проводимость
H	= магнитное поле
$я$	= текущий
$Я$	= текущий
K	= постучал константа связи линии X-миссии
k	= коэффициент связи
k_c знак равно	критический коэффициент связи
L	= (Н / м) распределенная эквивалентная индуктивность
$л$	= l_u (дюймы) длина внутреннего коаксиального провода
фунт =	(в.) длина внешнего проводника, если ($l_b \neq l_x$)

$M =$	константа взаимной индуктивности
$N =$	количество длин волн 114
$Q =$	добротность резонансного контура
$Q_{11} =$	ненагруженный Q
$Q_{12} =$	частично загруженный Q (включает выходную конечную нагрузку)
$Q_{13} =$	полностью загруженный Q (включает конечную нагрузку на выходе)
$Q_{14} =$	Q только выходной нагрузки (открытый конец)
$r =$	(м) радиус верхней сфероидальной емкости
$R =$	(Ω/m) распределенное эквивалентное сопротивление
R_s знак равно	сопротивление кожному эффекту
R_{\square} знак равно	действительная часть характеристического сопротивления
R_{\square} знак равно	Сопротивление относится к базе линии x-миссии
$R_{in} =$	сопротивление ненагруженной базовой эквивалентной линии передачи
$S =$	КСВ
$T =$	(сек.) фазовый период
$T_{\text{пол}} =$	(сек.) ритм обмена энергией
$t_{\text{пол}}$ знак равно	(сек.) время заполнения резонатора резонатора
$B f =$	коэффициент скорости распределенной цепи

$v =$	продольная фазовая скорость
Икс L =	(Ω) реактивное сопротивление нагрузки резонатора (линия x-mission)
$Y =$	(ОБС) допуск
$Z =$	(Ω) импеданс
$Z_0 =$	волновое сопротивление распределенной цепи
$Z_v =$	Сопротивление относится к основанию линии
$Z_{oc} =$	Сопротивление относится к разомкнутой цепи
$Z_{sc} =$	Сопротивление относится к короткому концу линии
ГРЕЧЕСКИЕ СИМВОЛЫ	
α знак равно	коэффициент затухания распространения
β знак равно	фазовая постоянная распространения
Γ знак равно	коэффициент отражения линии передачи
$ \Gamma =$	величина коэффициента отражения
γ знак равно	($\alpha + j\beta$) продольная постоянная распространения
ϵ знак равно	диэлектрическая проницаемость
ϵ_0 знак равно	диэлектрическая проницаемость свободного пространства
η знак равно	эффективность контура вакуумной трубки
θ знак равно	электрическая длина линии передачи

λ знак равно	длина волны
λ_0 знак равно	длина волны в свободном пространстве
λ_g =	длина волны в распространяющейся среде и проводнике
μ знак равно	проводимость
ρ знак равно	плотность тока
σ знак равно	проводимость
τ знак равно	продолжительность импульса
τ_{\square} знак равно	константа скорости заполнения полости
Φ =	магнитный поток
ϕ знак равно	фаза коэффициента отражения линии передачи
ω знак равно	частота вращения радиана