



(19) **RU** ⁽¹¹⁾ **2 154 886** ⁽¹³⁾ **C2**
(51) МПК⁷ **H 02 M 7/5383, H 05 B 41/295**

РОССИЙСКОЕ АГЕНТСТВО
ПО ПАТЕНТАМ И ТОВАРНЫМ ЗНАКАМ

(12) **ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ**

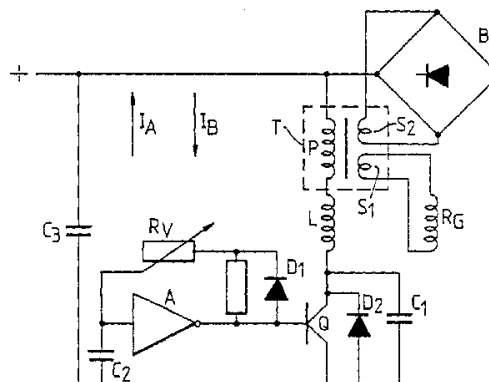
(21), (22) Заявка: 94016356/09, 25.08.1992
(24) Дата начала действия патента: 25.08.1992
(30) Приоритет: 27.08.1991 NO 91 3368
(46) Дата публикации: 20.08.2000
(56) Ссылки: GB 2120870 A, 07.12.1983. SU 1574187 A1, 23.06.1990. SU 1507215 A1, 07.09.1989. WO 90/01248 A1, 08.02.1990.
(85) Дата перевода заявки РСТ на национальную фазу: 25.02.1994
(86) Заявка РСТ: NO 92/00133 (25.08.1992)
(87) Публикация РСТ: WO 93/04570 (04.03.1993)
(98) Адрес для переписки: 129010, Москва, ул. Большая Спасская 25, стр.3, ООО "Городиский и Партнеры", Емельянову Е.И.

(71) Заявитель:
ЛЮМИКАЕ ПАТЕНТ АС (NO)
(72) Изобретатель: Юлиус ГАРТАИ (NO)
(73) Патентообладатель:
ЛЮМИКАЕ ПАТЕНТ АС (NO)

(54) **ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО-ПАРАЛЛЕЛЬНЫМ РЕЗОНАНСОМ**

(57) Частотно-модулированный преобразователь с последовательно-параллельным резонансом, в частности, для питания омической или индуктивной нагрузки, содержит транзистор, включенный последовательно между отрицательным электродом источника напряжения и первым выводом индуктора, схему импульсного генератора, первый конденсатор и выпрямительный диод, включенные в первой и второй параллельных ветвях соответственно между электродами эмиттера и коллектора транзистора, и второй конденсатор включен параллельно источнику напряжения с возможностью создания сглаживающей емкости для источника напряжения. Трансформатор, индуктор и конденсаторы составляют резонатор, работающий последовательно-параллельно с

транзистором. Техническим результатом является повышение КПД преобразователя. 9 з.п. ф-лы, 6 ил.



Фиг.2



RUSSIAN AGENCY
FOR PATENTS AND TRADEMARKS

(19) **RU** ⁽¹¹⁾ **2 154 886** ⁽¹³⁾ **C2**
(51) Int. Cl.⁷ **H 02 M 7/5383, H 05 B 41/295**

(12) **ABSTRACT OF INVENTION**

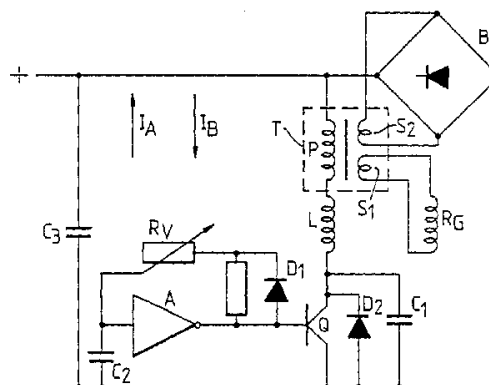
(21), (22) Application: 94016356/09, 25.08.1992
(24) Effective date for property rights: 25.08.1992
(30) Priority: 27.08.1991 NO 91 3368
(46) Date of publication: 20.08.2000
(85) Commencement of national phase: 25.02.1994
(86) PCT application:
NO 92/00133 (25.08.1992)
(87) PCT publication:
WO 93/04570 (04.03.1993)
(98) Mail address:
129010, Moskva, ul. Bol'shaja Spasskaja 25,
str.3, OOO "Gorodisskij i Partnery",
Emel'janovu E.I.

(71) Applicant:
LJuMIKAE PATENT AS (NO)
(72) Inventor: Julius GARTAI (NO)
(73) Proprietor:
LJuMIKAE PATENT AS (NO)

(54) **FREQUENCY-MODULATED SERIES/PARALLEL-RESONANCE CONVERTER**

(57) Abstract:

FIELD: power supplies for resistive or inductive loads. SUBSTANCE: converter has transistor connected in series between negative electrode of voltage supply and first lead of inductor; pulse generator circuit; first capacitor and rectifier diode inserted, respectively, in first and second parallel circuits between emitter and collector electrodes of transistor; second capacitor connected in parallel with voltage supply to produce ripple capacitance for voltage supply. Transformer, inductor, and capacitors form resonator that operates in series and in parallel with transistor. EFFECT: improved efficiency of converter. 10 cl, 6 dwg



Фиг.2

Область техники
Изобретение относится к частотно-модулированному преобразователю с последовательно-параллельным резонансом, в частности, для питания любых омических или индуктивных нагрузок, включая газоразрядные трубки, где коммутативные переключатели в форме транзисторов последовательно подключены между отрицательным электродом источника постоянного тока и первым выводом индуктора, где схема импульсного генератора предусмотрена между источником напряжения и управляющим электродом транзистора, и где второй вывод индуктора соединен с первичной обмоткой трансформатора.

Предшествующий уровень техники
Последние годы наблюдается действенное уменьшение физических размеров источников энергии, некоторые из которых достигнуты увеличением рабочих частот. Теперь общеизвестные преобразователи квазиквадратных импульсов достигают рабочей области, предел которой лежит выше 0,5 MHz. Это делает возможным уменьшение большинства пассивных мощных компонент, таких как магнитные компоненты или конденсаторы, сравнивая для примера с переключателями для 20 MHz. Однако эти преобразователи были по большей части широтно-импульсными модулированными преобразователями, имеющими большие потери переключения в мощных полупроводниках, что ведет к уменьшению эффективности и, следовательно, к необходимости большего охлаждения, которое уменьшает возможности уменьшения физических размеров преобразователей.

Для того чтобы увеличить эффективность преобразователей энергии для разновидностей манипулируемой перегрузки или большой нагрузки, например, когда используются как устройства питания для газоразрядных трубок, предложено специальное размещение схем для контролирования или избежания насыщения транзисторов переключения, как станет очевидным, например, из PCT заявки N WO90/01248 и GB-PS N 1378465.

Более эффективное преобразование энергии при все более высоких частотах основывается на так называемом "переключении текущего нуля", где синусоидальное напряжение, которое может быть генерировано LC-резонансным контуром, соединенным или параллельно, или последовательно. Такие преобразователи называются "резонансными преобразователями". Преимущество использования синусоидального напряжения существенно уменьшает эти потери в мощных полупроводниках, так как переключения обычно имеют место при пересечении с нулем. Недостатком резонансных преобразователей является то, что при данном уровне энергии пиковый ток во много раз больше, чем пиковый ток широтно-модулированного преобразователя. При использовании полупроводников с более низким сопротивлением к проводимости, однако, возможно увеличить рабочие частоты свыше 1 MHz. Таким образом, может быть достигнута потенциальная яма плотности энергии свыше $1\text{W}/\text{cm}^3$.

Сейчас в таких преобразователях используют частотно-модулированный контроль в форме интегральной схемы, которая может быть использована в области свыше 1 MHz, с обозначением LD 405, поставляемая Дженнум Корпорейшн, Барлингтон, Онтарио, Канада. Использование этих схем контроля в частотно-модулированном преобразователе описано в заявке LD 405 в от Дженнум Корпорейшн, озаглавленной "Использование LD 405 в 125 W источнике питания резонансного режима". В конце его той же самой корпорацией представлена резонансная схема, воплощение которой, в принципе, показано на фиг. 1. Схема включает индуктор L, емкость C, резистор R и нагрузку R_L . Перед индуктором L предусмотрен коммутативный переключатель S, например, в форме транзистора, который служит для передачи прямого тока от источника питания V к последовательному резонансному контуру LC. Сопротивление нагрузки R_L потребляет ток из контура. Как только оканчивается резонансный процесс, переключатель S открывается и переход энергии от источника S к нагрузке R_L прерывается. После заданного периода времени переключатель S снова закрывается, и процесс повторяется. Частота коммутации может быть изменена так, чтобы средняя мощность, рассеиваемая в нагрузке R_L менялась.

В практическом воплощении резонансный преобразователь такого типа работает с двумя коммутативными переключателями, каждый из которых обрабатывает соответственный полупериод резонансного периода. Эти переключатели базируются на канальных МОП-транзисторах, каждый из которых сам управляется соответственным канальным МОП-транзисторным каскадом. Выходной каскад показанного воплощения базируется на выпрямительных диодах Шоттки.

Однако в этом воплощении предыдущего уровня техники резонансного преобразователя трудно полностью исключить гармоники в резонансном напряжении и также трудно симметризовать полупериоды так, чтобы они получили одинаковое энергосодержание. В конце концов, в мощных переключателях и выходных диодах Шоттки все же останутся значительные потери. Сверх того, эта RC-цепь установлена параллельно силовому переключателю для того, чтобы задавить броски напряжения, и эти схемы демпфирования ведут к дополнительным потерям. Таким образом, эффективность уменьшается по меньшей мере на 25%; и даже, если выходной каскад используется без выпрямительных диодов, потери составят порядка 16%.

В общих чертах можно говорить о преобразователях, которые обсуждались выше, и приборах предыдущего уровня техники того же самого типа, что конденсатор, соединенный параллельно с индуктивностью, а переключатель - последовательно с источником напряжения. К тому же нагрузка будет подкачивать энергию от резонансной схемы, которая может быть сделана в виде трансформатора. Эти устройства предыдущего уровня техники

обычно сложны для обсчета и реализации вследствие ограничения в энергетическом содержимом резонанса. При избыточном отводе энергии от LC- цепи меняется частота и необходимы средства сложного электронного контроля для того, чтобы управлять переключением коммутативных переключателей так, чтобы установилось резонансное состояние цепи. При возникновении в таких цепях перегрузки ток коммутации транзистора неуправляемо возрастает и при отсоединении транзистора это может привести к переходным процессам, вызывающим необратимое повреждение преобразователя. Проблема, таким образом, состоит в том, что средства контроля, предназначенные для защиты транзистора, не работают в реальном времени и, таким образом, транзистор, то есть переключатель, подвергается внештатным нагрузкам. Как уже отмечалось, существенные потери все же присутствуют, так что КПД преобразователя не поднимается более 84%, без использования выпрямленного выхода.

В заключение, патент США N 4613769 описывает схему транзисторного осциллятора, в котором конденсатор соединен параллельно с выводами вторичной обмотки трансформатора, последний действует в параллельном синусоидальном резонансе с конденсатором, в качестве первого средства формирования сигнала данной частоты, второе средство формирования сигнала состоит из другого конденсатора, соединенного в параллель с коллекторным и эмиттерным выводами транзисторного осциллятора и работает в последовательном резонансе с индуктивностью на удвоенной частоте.

Раскрытие изобретения

В основу данного изобретения положена задача создания резонансного контура без вышеупомянутых и других недостатков. Эта задача решается тем, что в соответствии с данным изобретением

частотно-модулированный преобразователь, включающий конденсатор C_1 первого последовательного резонанса и выпрямительный диод D_2 , предусмотренные в первой и второй ветвях соответственно между электродами эмиттера и коллектора транзистора Q, конденсатора второго параллельного резонанса C_3 , сидящего на электродах источника напряжения и являющегося дополнительной сглаживающей емкостью источника питания; упомянутый конденсатор C_3 подключен последовательно с индуктором L через диод D_2 ; где транзистор Q находится в высокоомном состоянии во время как последовательного, так и параллельного резонанса, а диод D_2 находится в проводящем режиме во время параллельного резонанса, заряжая конденсатор C_3 выше напряжения источника питания, прежде чем транзистор Q переключится в низкоомное состояние, иницируя другой последовательно-параллельный резонанс будучи переключенным в высокоомное состояние; соотношение между напряжением на индуктивности U_L и емкостью конденсатора C_1 определяет частоту последовательного резонанса первой полуволны, напряжение на индуктивности U_L и емкость конденсатора

C_3 , определяет резонансную частоту второго полупериода, каждый полупериод резонансного периода поддерживается во времени транзистором Q в высокоомном состоянии, трансформатором T, индуктором L и конденсаторами C_1 , C_3 , составляющими таким образом RCL- резонатор, работающий последовательно-параллельно с транзистором, добротность резонатора определяется по соотношению между напряжением индуктивности U_L или напряжением конденсатора U_{C1} и U_{C3} соответственно и напряжением питания U; и чтобы нагрузка R_G соединена между выводами первой вторичной обмотки S_1 трансформатора T так, чтобы нагрузка R_G , соединенная последовательно с индуктором L, потребляла энергию и с индуктивности, и с источника постоянного напряжения в каждом полупериоде резонансного периода, транзистор таким образом работает последовательно с источником напряжения в первом полупериоде и параллельно с источником напряжения во втором полупериоде, все время выполняя дробление общей энергии, потребляемой нагрузкой R_G . Дальнейшие особенности и преимущества очевидны из формулы изобретения.

Краткое описание чертежей

В дальнейшем изобретение поясняется конкретным вариантом выполнения со ссылками на сопровождающие чертежи, на которых:

фиг. 1 изображает основную схему параллельного резонатора в соответствии с предыдущим уровнем техники;

фиг. 2 - основную схему модулированного преобразователя с последовательно-параллельным резонансом в соответствии с данным изобретением, используемую с газоразрядной трубкой холодным катодом;

фиг. 3 показывает часть модификаций преобразователя фиг. 2, используемую с газоразрядной трубкой термоэлектронного катода;

фиг. 4а - 4с показывают соответственно кривую напряжения, измеренного на индуктивности преобразователя при нормальной нагрузке на выходе, при коротко замкнутом выходе, а также цикл резонансного напряжения при различных состояниях проводимости и проводимости нагрузки;

фиг. 5 показывает практическое воплощение частотно-модулированного преобразователя, соответствующего изобретению и применяемого для возбуждения газоразрядной трубки термоэлектронного катода;

фиг. 6 показывает практическое воплощение трансформатора более подробно и так, как предусмотрено в схеме фиг. 2.

Вариант наилучшего осуществления изобретения

На фиг. 2 первый резонансный конденсатор C_1 предусмотрен в параллель с электродами эмиттера и коллектора транзистора Q, который работает как коммутативный переключатель. Нагрузка R_G предусмотрена последовательно с индуктором L, которая соединена с транзистором Q и конденсатором C_1 соответственно. Второй резонансный

конденсатор C_3 насажен на электроды источника напряжения и соединен с индуктором L через диод D_2 . Диод D_2 соединен в следующую параллельную ветвь между электродами эмиттера и коллектора транзистора Q . Далее первичная обмотка P трансформатора T соединена с индуктором L так, чтобы трансформатор T , индуктор L и конденсаторы C_1 , C_3 обеспечивали RLC-резонатор, работающий последовательно-параллельно с транзистором Q и с добротностью, которая, как хорошо известно, определяется соотношением между напряжением индуктивности U_L или напряжениями конденсатора U_{C1} и U_{C3} и напряжением питания U . Нагрузка R_G соединена между выводами первой вторичной обмотки S_1 трансформатора T и, следовательно, как упоминалось, соединена последовательно с индуктором L . Измерение резонатора может быть успешно сделано на базе кажущейся потребности энергии так, что резонатор или резонансный контур измеряется для кажущейся мощности, которая на 30% больше, чем требуемая мощность на выбранной рабочей частоте резонатора. Транзистор Q управляется при определенной частоте, которая не должна меняться в зависимости от нагрузки.

Работа преобразователя, соответствующего данному изобретению, теперь должна быть объяснена более подробно. Транзистор Q управляется приблизительно квадратным импульсом. Когда транзистор находится в проводящем состоянии, ток течет через индуктивность L и трансформатор T так, что они намагничиваются. Индуктор L сделан из катушки и сердечника, например, феррита с воздушным зазором. Когда транзистор Q прекращает проводить, обратная индукция индуктивности L вызывает заряд конденсаторов C_1 и C_3 . Конденсатор C_3 , однако, имеет емкость, которая значительно больше, чем емкость конденсатора C_1 , а также будет заряжен в противоположной полярности. Трансформатор T теперь питается током той же самой полярности, что и ток, проходящий через транзистор Q . Когда напряжение конденсатора C_1 достигнет максимального значения, направление тока изменится на противоположное и конденсатор C_1 разрядится на индуктор L трансформатора T . После этого направление тока снова изменится на противоположное и индуктор L разрядит энергию на диод D_2 , а трансформатор T - на конденсатор C_3 . Транзистор Q снова станет проводящим, и процесс повторится.

Процесс может быть описан как состоящий из 4 фаз. В фазе 1 транзистор Q является проводящим и ток течет в направлении I_A через трансформатор T . В фазе 2 транзистор прекращает проводить, но благодаря тому факту, что индуктор L работает как контур, ток все еще течет в направлении I_A (фиг.2) через трансформатор T , одновременно с этим конденсатор C_1 разряжается благодаря противоположной индуктивности L . В фазе 3 противоположная индуктивность индуктора L окончена и конденсатор C_1 разряжается так, чтобы ток

тек в конденсатор C_3 и через трансформатор T в направлении I_B (фиг. 2), в то время как индуктор L "заполнен". В фазе 4 индуктор L затем "опорожняется" через диод D_2 и конденсатор C_3 , так же, как трансформатор T , до тех пор, пока транзистор Q снова станет проводящим.

Необходимо отметить, что транзистор Q может быть переключен каждый раз, когда диод D_2 проводит и, следовательно, также при "нулевом" токе и напряжении. Отрицательное контриндукционное напряжение U_L с индуктора L прибавляется к напряжению питания U и подается на первичную обмотку P трансформатора T , в то время как конденсатор C_3 разряжается и U , и U_L .

Разгрузка энергии со вторичной обмотки S_1 в нагрузку R_G не происходит в той же самой фазе, когда в первичной обмотке P и, следовательно, может быть использована только часть резонансной энергии. Это обеспечит великолепное соотношение между током и напряжением, если преобразователь, соответствующий данному изобретению, широко используется в газоразрядных лампах.

Так как транзистор Q работает только как пополнитель энергии, которой наполняется трансформатор T , и благодаря фазовому сдвигу диод D_2 уже освободит транзистор в тот момент, когда он снова переключится в вышеупомянутую фазу 4. Следовательно, преобразователь, соответствующий данному изобретению, достигает очень высокого КПД. Потери переключения значительно погашены, так как транзистор переключается на отрицательной фазе резонанса, когда диод D_2 проводит и когда транзистор Q отсоединен, напряжение принимается конденсатором C_1 . Транзистор Q , следовательно, работает только с напряжением, которое необходимо для поддержания свойств индукционной кривой индуктора L .

Если первая вторичная обмотка S_1 короткозамкнута, импеданс трансформатора T уменьшится до нуля и фазовый сдвиг между индуктором L и трансформатором исчезнет. Вся энергия затем используется для поддержания резонанса, и потребление энергии преобразователем уменьшится до "нуля". Это говорит о том, что преобразователь защищен от коротких замыканий в любых отношениях.

Если удалена нагрузка R_G во вторичной обмотке S_1 , импеданс трансформатора увеличится, а перепад частоты затем приведет к расходу тока, так как транзистор Q переключится в неправильное время. Для предотвращения этого вторая вторичная обмотка S_2 в трансформаторе использована и соединена с выпрямляющим мостом для того, чтобы вернуть часть энергии соответственно положительному и отрицательному электродам источника питания. В этом случае всегда имеется минимальный импеданс в трансформаторе T . Резонатор, в таком случае, будет работать в пределах данного диапазона, а энергия будет циркулировать между источником питания и вторичной обмоткой S_2 через выпрямительный мост B , как показано на фиг. 2.

Правильным заданием величины напряжения вторичной обмотки S_2 могут быть минимизированы потери свободных колебаний и возможно обеспечить детектор (не показан), который предупреждает о возможности повреждения нагрузки R_G , например повреждении газоразрядной трубки, для того, чтобы отсоединить схему импульсного генератора, которая присоединена к управляющему электроду транзистора Q . Поэтому транзистор Q прекращает наполнение резонатора.

Если в качестве нагрузки на вторичном плече трансформатора T использована газоразрядная трубка термоэлектронного катода, это легко может быть сделано, как показано на фиг. 3, соединением выводов вторичной обмотки S_1 с по меньшей мере одним конденсатором C_6 на электродах K_1 , K_2 газоразрядной трубки.

Как известно, газоразрядные трубки с термоэлектронными катодами должны запускаться посредством предварительного нагрева электродов для того, чтобы обеспечить достаточную ионизацию газов в трубке и чтобы мог произойти разряд. Это достигается адаптацией вторичной обмотки S_1 и конденсатора C_6 к резонансной частоте трансформатора T с катодами K_1 , K_2 в нагретом состоянии. Такая адаптация может быть определена эмпирически или измерением теплового сопротивления катода и добавлением его к импедансу. Пока катоды K_1 , K_2 недостаточно разогреты, импеданс слишком низкий и большая часть тока от вторичной обмотки S_1 используется для нагревания катодов. Только когда присутствуют условия для резонанса, напряжение увеличивается до уровня, который зажигает электроды. Когда установлен разряд между электродами K_1 , K_2 , конденсатор C_6 не долго работает в качестве резонансного конденсатора, но тем не менее вносит вклад в определенное напряжение накала, которое удерживает электроды нагретыми, из-за чего импеданс формирователя ниже по сравнению с частотой. Кроме того, это достоинство, если затемнение используется уменьшением напряжения питания.

Преобразователь в соответствии с данным изобретением может также использоваться с усиливающим постоянным током без сглаживания для прямого возбуждения газоразрядных трубок с коэффициентом мощности $\cos\phi$ выше 0,95 и без использования фазовой компенсации, как того требуют новые Европейские нормы. Если частота 60 kHz, конденсатор C_1 , например, измеряется в 0,005 μF , а конденсатор C_3 - в 0,22 μF , но при частоте 100 kHz конденсатор C_1 выбирается с 0,003 μF , а конденсатор C_3 - с 0,15 μF . Рассмотрение длины волны переноса катодного материала между электродами, кроме того, указывает, что рабочая частота 30-35 KHz является оптимальной при данной длине газоразрядных трубок.

Как на практике работает преобразователь, соответствующий данному изобретению, легко понять при помощи фиг. 4а-4с.

Фиг. 4а и 4b показывают поведение

напряжения индуктора U_L , измеренного на выходах индуктора L . Напряжение на фиг. 4а и 4b относится к усредненному значению U_L полного размаха колебания. На фиг. 4а и 4b полным периодом напряжения является импульс t_1 , тогда как транзистор проводит на t_2 . На фиг. 4а нагрузка на вторичную обмотку S_1 нормальная, напряжение низкое (здесь 0,6 U_L) и t_1 коротким (здесь 0,15 t_1), благодаря чему энергия стекает. На фиг. 4b вторичная обмотка является короткозамкнутой. Напряжение увеличивается (здесь до 1,3 U_L) и то же самое делает t_2 , потому что прекратился сток энергии.

Фиг. 4с показывает период резонансного напряжения при различных условиях нагрузки. Нормальное поведение синусоиды обозначено F_1 . Кривая F_2 присутствует, когда трансформатор T "захватывает" энергию, а кривая F_3 , когда вторичная обмотка S_1 короткозамкнута. Свободно-работающий диод является проводящим в отрицательном полупериоде все время, то есть в период T_D . Какими бы ни были условия нагрузки, транзистор Q проводит в период T_{Q1} . Если энергия сливается на трансформатор T , транзистор Q работает в периоде T_{Q2} как самоконтролирующаяся система. Если вторичная обмотка S_1 короткозамкнута, транзистор Q работает в период T_{Q2} , энергия не дольше стекает в трансформатор T и в отрицательном полупериоде индуктор L передает большую часть энергии обратно в конденсатор C_3 .

Практическое воплощение частотно-модулированного преобразователя в соответствии с данным изобретением теперь будет описано со ссылкой на фиг. 5. В этой связи должно быть понятно, что фиг. 2 и 3 показывают некие более фундаментальные воплощения преобразователя в соответствии с данным изобретением.

Как можно увидеть на фиг. 5, выпрямительный мост B_2 передает напряжение постоянного тока с источника переменного тока и это напряжение сглаживается на конденсаторах C_2 и C_3 . Диод D_{12} питает схему импульсного генератора, которая в показанном воплощении включает биостабильный мультивибратор в форме схемы триггера Шмидта с инвертированными выходами, составленными шестью вентилями $A_1 - A_6$. Напряжение схемы импульсного генератора регулируется зенеровским диодом Z_1 и сглаживается конденсатором C_4 . В показанном примере воплощения схема импульсного генератора предусматривает схему нестабильного мультивибратора на резисторе R_6 и диоде D_{11} , а также варисторе $R_v(R_s)$ так, что обеспечивается подстройка основной частоты и ширины импульса к требуемому значению посредством резисторов R_v и R_6 и конденсатора C_5 . Выход вентиля A_1 передает приблизительно квадратный импульс и контролирует входы четырех приблизительно параллельных вентилях $A_3 - A_6$. Соответственные выходы этих вентилях

также соединены параллельно и с управляющим электродом транзистора Q, который используется как переключатель. При обычном использовании биполярного транзистора управляющим входом, конечно, является база транзистора, но, если вместо него используется канальный МОП-транзистор, управляющий электрод, конечно, идентичен электроду затвора. Выгодно то, что преобразователь в соответствии с данным изобретением может быть реализован с интегральным свободно-работающим так, что выпрямительный диод и вторая параллельная ветвь на фиг. 2 понижены.

Когда транзистор Q в проводящем состоянии, ток возбуждения передается на индуктор L и первичную обмотку P в трансформаторе T и начинается резонансный процесс. Резонансная частота может быть точно настроена на регулируемом резисторе R_v .

Вторичная обмотка S_1 трансформатора T передает напряжение и ток в имеющуюся нагрузку, как обсуждалось более подробно в связи с фиг. 2. На фиг. 5 в трансформаторе T дополнительно предусмотрена третья вторичная обмотка S_3 . Она используется для увеличения напряжения ионизации нагрузки, если последняя является газоразрядной трубкой, для того, чтобы обеспечить надежное зажигание при крайне низких температурах, так как ее первый вывод соединен с электродами газоразрядной трубки, а ее второй вывод, как показано, посажен на землю.

В практическом воплощении трансформатор T реализуется как E-сердечниковые трансформаторы, как подробно показано на фиг. 6. Для высоких частот, т. е. мегагерцового диапазона, сердечники и обмотки могут быть сделаны в форме ферритовых полос с диэлектрической пленкой и обмотками, нанесенными на них. Однако E-сердечниковые трансформаторы, используемые в неконвенционных применениях, т.е. для частот 80-100 kHz, тоже допускают очень компактную конструкцию. Далее, как показано на фиг. 5, индуктор L объединяется с первичной обмоткой P трансформатора T.

Вторичная обмотка S_2 , которая соединена с выпрямительным мостом B₁, получает такие размеры, чтобы полученное постоянное напряжение на выпрямительных диодах D₇ - D₁₀ в мосте B₁, напряжение было ниже, чем напряжение на C₂ и C₃ при нормальной работе. Резисторы R₁₀ и R₁₁ затем образуют делитель напряжения с конденсатора C₂₀, который дает значение, которое определяет требуемый период времени перед тем, как схема импульсного генератора и через диод D₅ отключают нестабильный мультивибратор. При низком сигнале A₁ выходы вентилях A₃ - A₆ также выходят низкими. Продолжительность отсоединения определяется конденсатором C₂₀ через резисторы R₇ и R₈. Через определенное время вход инвентирующего усилителя A₂ также становится низким, а его выход становится высоким, так что мультивибратор снова преобразовывается. Однако так же можно

реализовать надежное функционирование другим путем, при предыдущем уровне техники, а схема, показанная здесь, предназначается исключительно в качестве примера практического воплощения преобразователя в соответствии с данным изобретением и ни в каком смысле не должно ограничивать сферу действия изобретения.

Существенной точкой преобразователя в соответствии с данным изобретением является то, что резонансный конденсатор C₁, который в примере воплощения фиг. 5 реализуется как параллельная схема из девяти конденсаторов C_{1a} - C_{1i} (не показано), работает как резонансный контур только во время полупериода частоты. Второй полупериод резонансной частоты, используемый для наполнения резонансного контура, т.е. индуктора L₁, обеспечивается через конденсатор C₃ разрядом C₁. В связи с этим может быть упомянуто, что хорошо известно в технике, что осцилляторы обратного хода имеют тенденцию давать асимметричную частотную характеристику при извлечении энергии из резонансного контура уже в первом обратном ходе, так что следующий полупериод принимает более низкий запас энергии. Из-за того, что трансформатор T должен работать как симметрично работающая нагрузка, резонансный конденсатор C₁ с этого времени должен принимать больший заряд во время второго полупериода. Это достигается при уже существующем заряде конденсатора C₃, соединенного последовательно с индуктором L через диод D₂ и при идентичном уровне напряжения этого первого полупериода. При правильной размерности конденсатора C₃ и подходящем напряжении питания U, трансформатор будет снабжаться одним и тем же количеством энергии в оба полупериода. Это, однако, обеспечивается симметризацией энергии в каждом полупериоде резонанса. Вместе с использованием воздушного зазора в трансформаторе T это обеспечивает резонатор почти совершенно синусоидальным напряжением без базирования первичной обмотки трансформатора на DC компонентах.

При правильном выборе значений индуктивности индуктора L и импеданса трансформатора T, так же, как правильных значениях емкостей конденсаторов C₁ и C₃ и соответствующем напряжении питания U, возможно получить очень высокий КПД, так как потери переключения полностью исключены, и транзистор Q работает только с частью тока цепи, благодаря фазовому сдвигу между током и напряжением в компонентах индуктивности. Транзистор Q может в действительности рассматриваться как переключатель напряжения, который устанавливает резонансную схему в нуль по отношению к положительному и отрицательному циклам резонанса. Следовательно, транзистор исключает тенденцию резонатора к релаксации и поддерживает данную частоту, в то время как ток главным образом поглощается индуктором L, когда транзистор Q не является проводящим. Это также может быть достигнуто индивидуальной адаптацией воздушного зазора, используемого в трансформаторе T, из-за характерной

особенности предусмотренной нагрузки R_G . Воздушный зазор может, следовательно, активно использоваться для управления стока энергии индуктора L и конденсатора C_1 . Правильно определить размеры трансформатора T и используемого воздушного зазора можно при полном коротком замыкании S_1 , приводя резонатор в полный резонанс внутри частотного диапазона, определяемого транзистором Q .

В заключение необходимо отметить очевидное каждому разбирающемуся в технике, что импульсный генератор, соответственно, также может быть реализован способом иным, чем нестабильный мультивибратор, так как последний может быть заменен цифровым частотным синтезатором. Когда используется нестабильный мультивибратор, частота будет контролироваться только в пределах 10 - 15%. Цифровой частотный синтезатор может приводить в действие преобразователь, соответствующий данному изобретению в частотном диапазоне, который простирается от области звуковой частоты и до 100 MHz и выше, в то время как генерируемая частота легко может быть контролируема на восьми или более диапазонах. Кроме того, преобразователь может быть использован в применениях ВЧ и СВЧ, где требуется высокое, стабильное и симметричное резонансное напряжение. Далее, очевидно, что все компоненты, которые включены в схему импульсного генератора, также вентили триггера Шмидта $A_1 - A_6$, а также транзистор Q могут успешно быть объединены в единый чип. В частотном преобразователе в соответствии с данным изобретением потери ограничены потерями в трансформаторе, потерями в схеме импульсного генератора, рассеянием энергии в резонансном индукторе и в выпрямительном мосте на входе. Общие потери, таким образом, могут удерживаться на 5% или ниже, так что в практическом воплощении преобразователя в соответствии с данным изобретением достигается эффективность около 97%.

Формула изобретения:

1. Частотно-модулированный преобразователь с последовательно-параллельным резонансом, выполненный с возможностью возбуждения омической или индуктивной нагрузки (R_G), включая газоразрядные трубки, содержащий коммутирующий переключатель (Q) в виде транзистора, подключенный последовательно между отрицательным электродом источника напряжения и первым выводом индуктора (L), схему импульсного генератора, выход которой подключен к управляющему электроду транзистора, трансформатор, первичная обмотка которого соединена со вторым выводом индуктора (L), первый конденсатор (C_1) и диод (D_2), подключенные в первой и второй параллельных ветвях соответственно к эмиттерному и коллекторному электродам транзистора (Q), и второй конденсатор (C_3), подключенный к выводам источника напряжения и тем самым подключенный последовательно к индуктору (L) через (D_2), отличающийся тем, что второй конденсатор (C_3) имеет значение емкости в несколько раз больше, чем значение емкости первого конденсатора (C_1), а импульсный

генератор выполнен с возможностью включения транзистора на такие сроки и через такие интервалы, что на первом этапе работы при включении транзистора (Q) ток проходит последовательно по первичной обмотке трансформатора (P), индуктору (L) и транзистору (Q), на втором этапе работы при выключении транзистора ток проходит последовательно по первичной обмотке (P) трансформатора и по индуктору (L) с возможностью зарядки первого конденсатора (C_1), причем первый (C_1) и индуктор (L) действуют как резонансный контур, подключенный последовательно к источнику напряжения, на третьем этапе работы транзистор находится в выключенном состоянии, и ток проходит в противоположном направлении по индуктору (L) и первичной обмотке (P) трансформатора, в то время, как первый конденсатор (C_1) разряжается, тем самым заряжая второй конденсатор (C_3), причем второй конденсатор (C_3) и индуктор (L) выполнены с возможностью действия как резонансный контур, подключенный параллельно к источнику напряжения, на четвертом этапе работы после разрядки первого конденсатора (C_1) ток продолжает проходить в противоположном направлении по первичной обмотке трансформатора и индуктор через диод (D_2), в результате чего второй конденсатор (C_3) заряжается, и во время четвертого этапа работы транзистор (Q) снова включают, и ток проходит в первом направлении от источника напряжения и от заряженного второго конденсатора (C_3) по первичной обмотке трансформатора, индуктор и через транзистор с возможностью начала первого этапа работы схемы, и в котором нагрузка (R_G) включается между выводами вторичной обмотки (S_1) трансформатора (T).

2. Частотно-модулированный преобразователь по п.1, отличающийся тем, что транзистор (Q) является МОП-транзистором со встроенным свободно работающим диодом, выпрямительный диод (D_2) во второй параллельной ветви является этим свободно работающим диодом.

3. Частотно-модулированный преобразователь по п.1, отличающийся тем, что схема импульсного генератора включает нестабильный мультивибратор.

4. Частотно-модулированный преобразователь по п.1, отличающийся тем, что схема импульсного генератора содержит цифровой частотный синтезатор.

5. Частотно-модулированный преобразователь по п.1, отличающийся тем, что импеданс вторичной обмотки (S_1) трансформатора (T) настраивается по добротности резонатора при номинальной нагрузке (R_G).

6. Частотно-модулированный преобразователь по п.5, отличающийся тем, что нагрузка (R_G) сбалансирована с компенсирующей нагрузкой, если мгновенное значение нагрузки (R_G) меньше, чем номинальная нагрузка.

7. Частотно-модулированный преобразователь по п.6, отличающийся тем, что для уравнивания нагрузки (R_G) выпрямительный мост (B_1) включен между выводами вторичной обмотки (S_2) трансформатора, выпрямительный мост (B_1) соединен между выводами источника

напряжения так, что импеданс обмотки (P) трансформатора (T) лежит ниже данного максимального значения.

8. Частотно-модулированный преобразователь по п.1, отличающийся тем, что конденсатор (C1) ограничивает напряжение контриндукционного импульса, генерируемого индуктором (L) на транзисторе (Q).

9. Частотно-модулированный преобразователь по п.1, отличающийся тем, что для активации газоразрядных электронных трубок термоэлектронного катода выводы первой вторичной обмотки (S1) соединены с конденсатором (C6) через

электроды (K1, K2) газоразрядной трубки, вторичная обмотка (S1) и конденсатор (C6) приспособлены к резонансной частоте трансформатора (T) при нагретом состоянии электродов (K1, K2).

5 10. Частотно-модулированный преобразователь мощности по п.9, отличающийся тем, что для активации газоразрядных электронных трубок термоэлектронного катода электрод, выполненный с возможностью работы как катод (K1, K2), соединен с одним из выводов третьей вторичной обмотки (S3) трансформатора (T).

15

20

25

30

35

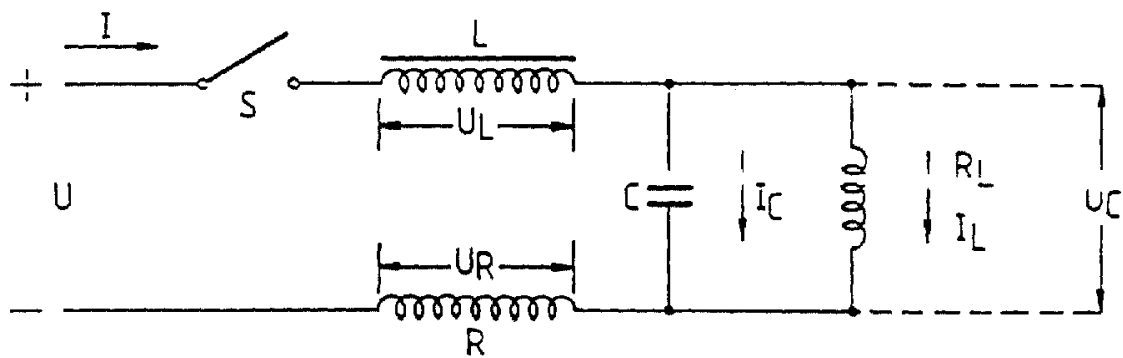
40

45

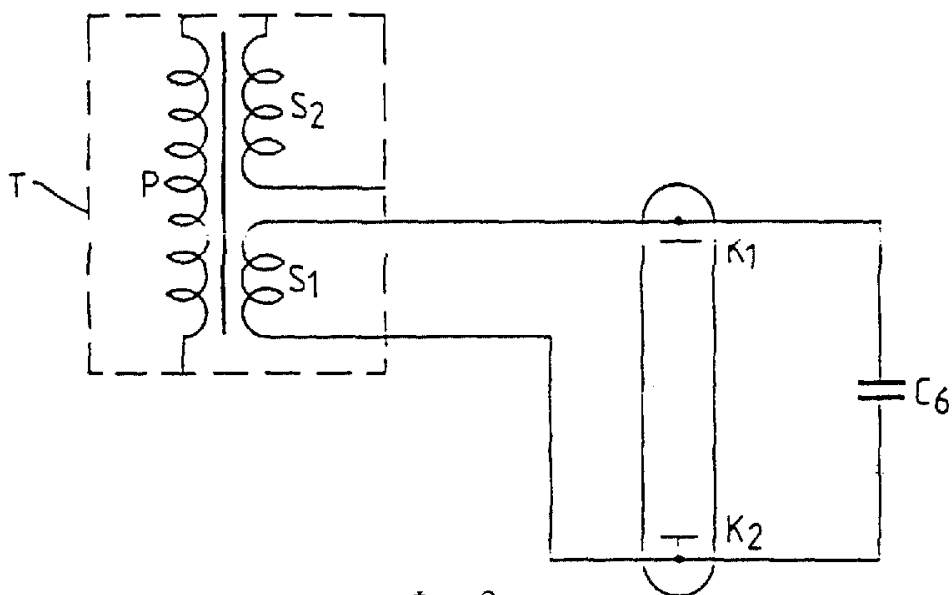
50

55

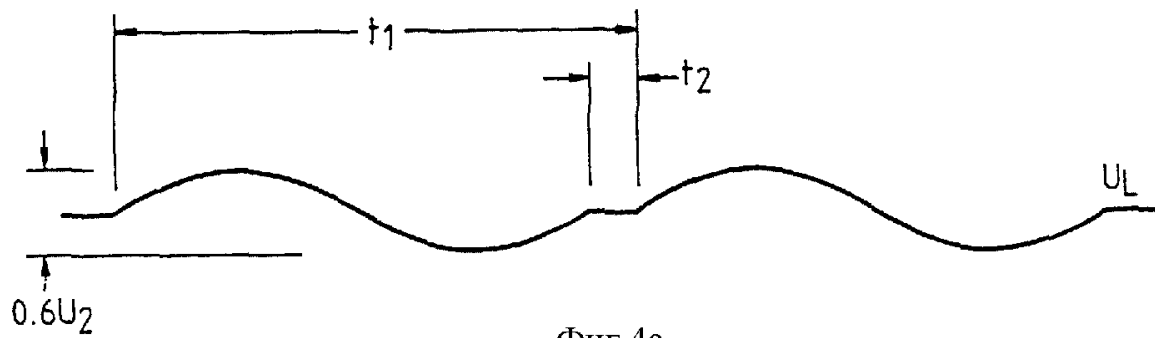
60



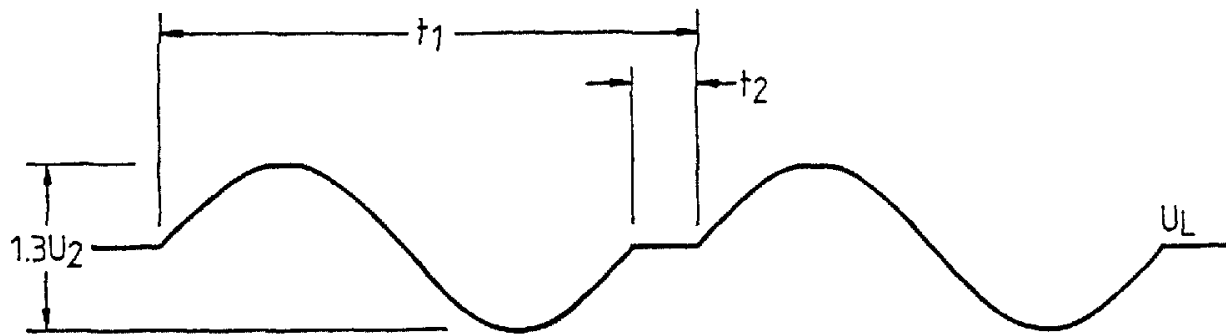
Фиг.1



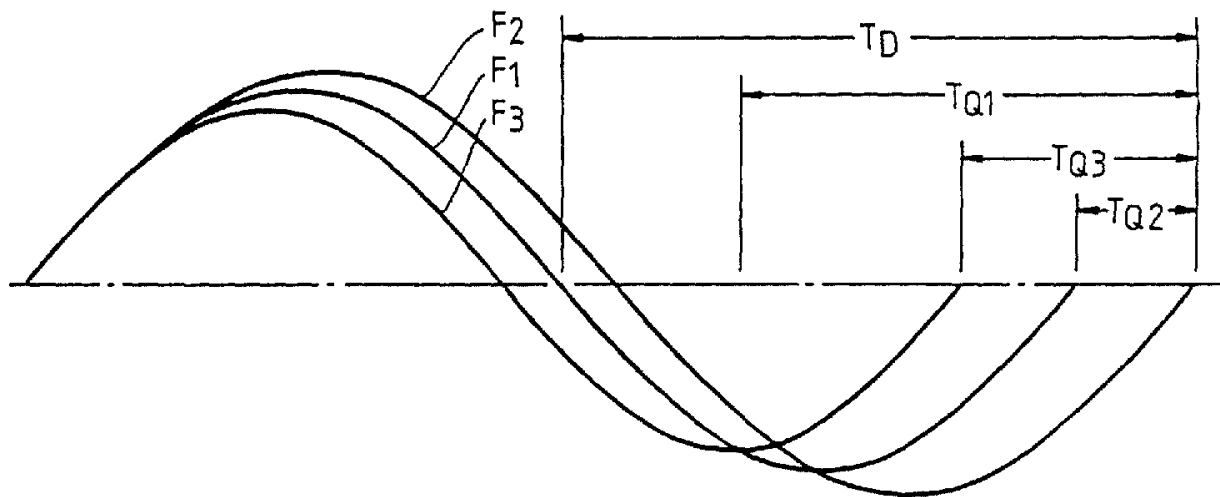
Фиг.3



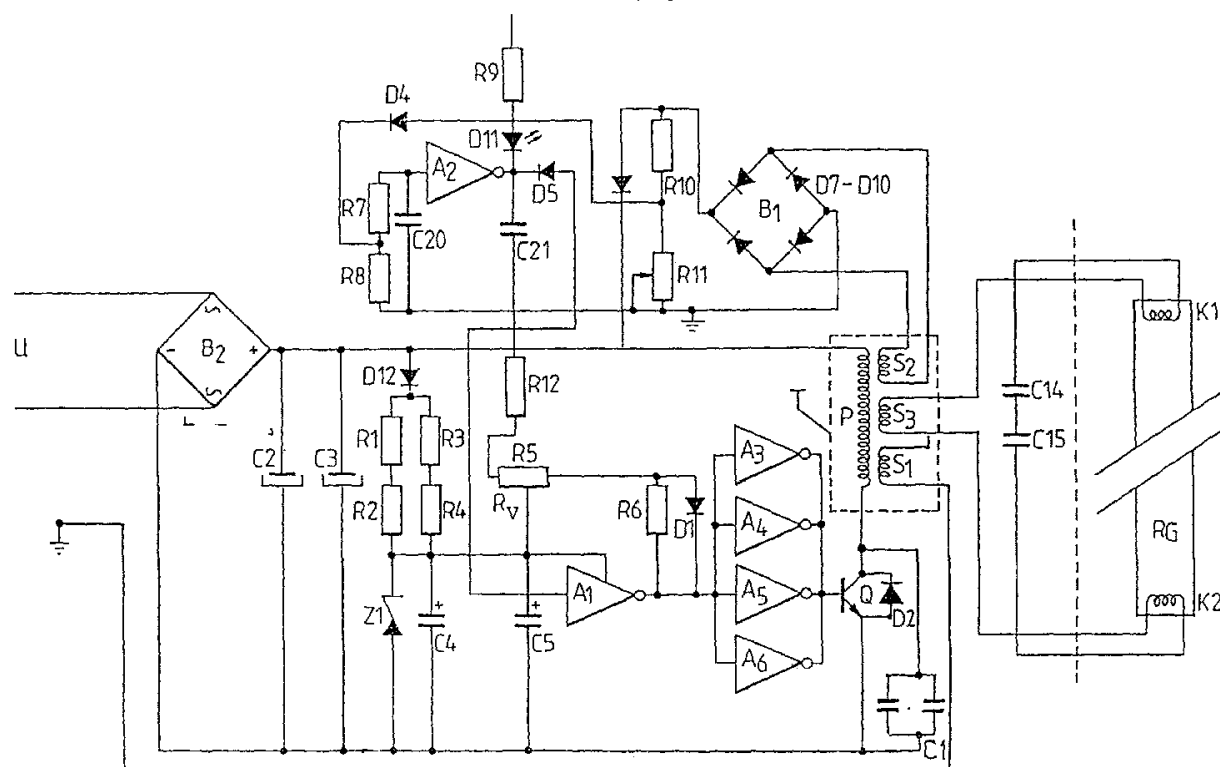
Фиг.4а



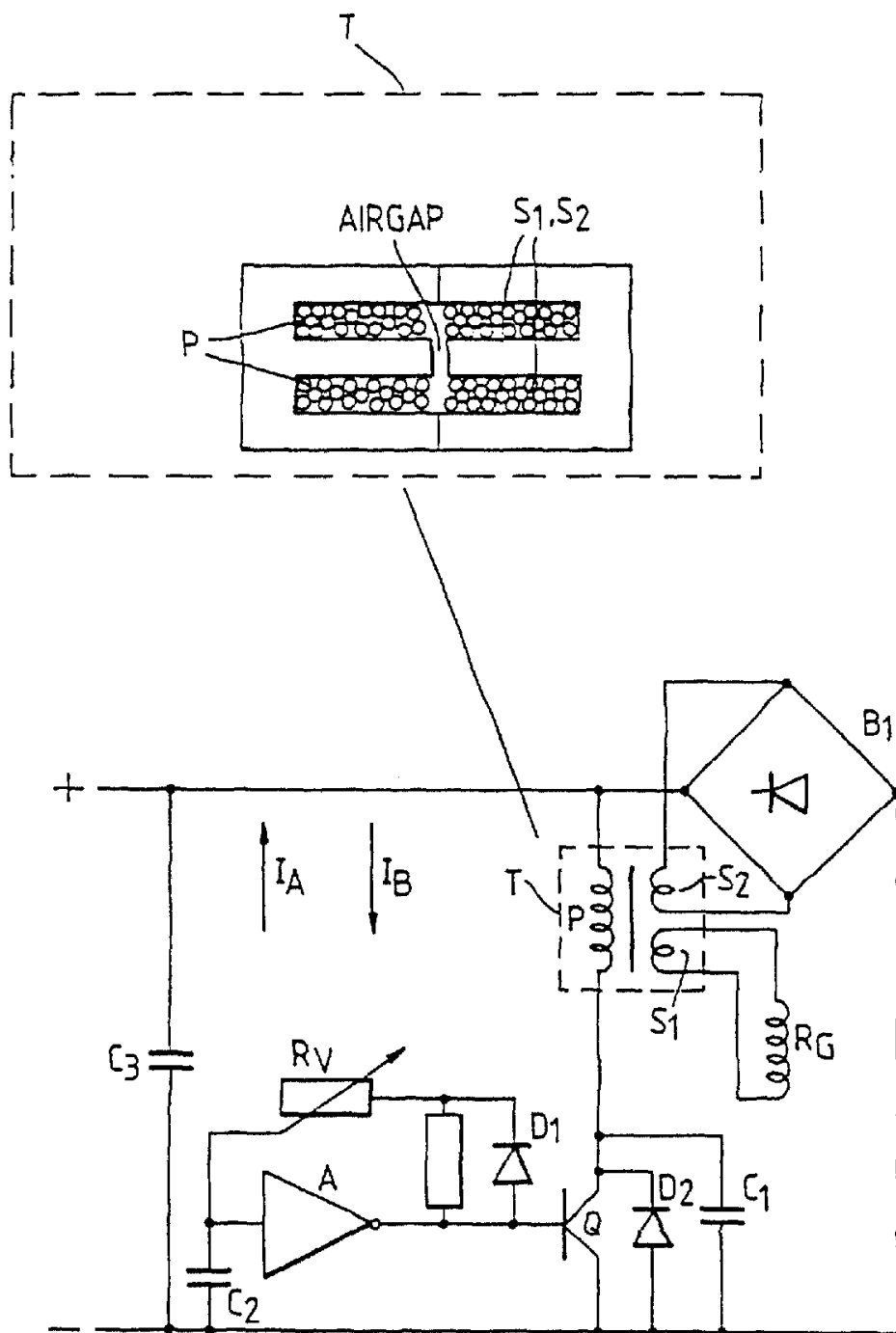
Фиг.4б



Фиг.4с



Фиг.5



Фиг.6