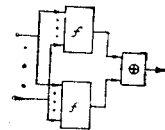


того, для любых двух неисправностей  $\epsilon_1$  и  $\epsilon_2$ , при которых функции, реализуемые схемой, различны, в  $Df$  существует хотя бы один набор, их различающий.

Обычно задачи построения контролирующих и диагностических тестов рассматриваются отдельно. Мы покажем, что в классе произвольных комбинационных схем задачу построения диагностического теста можно свести к задаче построения контролирующего теста.

Рассмотрим схему  $f'$ , получающуюся соединением выходов двух копий схемы  $f$  с входами двухвходового элемента (или схемы)  $\oplus$ , реализующего операцию сложения по модулю два, и отождествлением у подсхем  $f$  полученных схемы входов, имеющих одинаковые номера (см. рисунок). Схема  $f'$  в исправном состоянии реализует функцию «тождественный ноль».



Покажем, что любой контролирующий тест  $T_{f'}$  схемы  $f'$  является диагностическим для схемы  $f$ .

Пусть в схеме  $f$  фиксирована неисправность  $\epsilon$ , изменяющая ее функцию. Рассмотрим неисправность схемы  $f'$  следующего вида: одна подсхема  $f$  имеет неисправность  $\epsilon$ , другая подсхема  $f$  и элемент  $\oplus$  исправны. Очевидно, что набор из  $T_{f'}$ , обнаруживающий эту неисправность схемы  $f'$ , выявляет неисправность  $\epsilon$  в схеме  $f$ . Следовательно,  $T_{f'}$  — контролирующий тест для схемы  $f$ .

Пусть  $\epsilon_1$  и  $\epsilon_2$  — различные неисправности схемы  $f$ . Рассмотрим следующую неисправность схемы  $f'$ : одна подсхема  $f$  имеет неисправность  $\epsilon_1$ , другая —  $\epsilon_2$ , элемент  $\oplus$  исправен. На наборе из  $T_{f'}$ , обнаруживающем эту неисправность, значение выхода исправной схемы  $f'$  равно единице. Поскольку элемент  $\oplus$  исправен, значения выходов подсхем  $f$  будут различными, следовательно, этот набор различает неисправности  $\epsilon_1$  и  $\epsilon_2$  схемы  $f$ .

Таким образом,  $T_{f'}$  удовлетворяет определению диагностического теста для схемы  $f$  и, следовательно, является диагностическим тестом схемы  $f$ .

Если неисправности элемента  $\oplus$  сводятся к неисправности его входов, то любой диагностический тест  $Df$  схемы  $f$  является контролирующим тестом схемы  $f'$ . Действительно, в этом случае неисправности входов элемента  $\oplus$  можно свести к неисправностям подсхем  $f$ , т. е. при построении  $T_{f'}$  элемент  $\oplus$  можно считать исправным. Тогда неисправность какой-либо одной из подсхем  $f$  обнаруживается контролирующей частью теста  $Df$ , а обнаруживаемая комбинация  $(\epsilon_1, \epsilon_2)$  неисправностей обеих подсхем  $f$  будет обнаруживаться набором из  $Df$ , различающим неисправности  $\epsilon_1$  и  $\epsilon_2$  схемы  $f$ . Таким образом, в рассматриваемом случае существует взаимно однозначное соответствие между диагностическими тестами для схемы  $f$  и контролирующими тестами для схемы  $f'$ . При этом минимальный контролирующий тест для схемы  $f'$  является минимальным диагностическим тестом для схемы  $f$  и, наоборот, минимальный диагностический тест для схемы  $f$  является минимальным контролирующим тестом для схемы  $f'$ .

Нетрудно видеть, что все сказанное выше справедливо для многовыходных схем. Схема  $f'$  в этом случае содержит две подсхемы  $f$  и равное числу выходов схемы  $f$  количество элементов  $\oplus$ .

Поступило в редакцию 8 мая 1973 г.

УДК 621.373

Ж. Г. ЛАНЦОВ, В. Д. ТОПОРКОВ, В. В. ФИЛАТОВ

(Москва)

### ГЕНЕРАТОР ИМПУЛЬСОВ ТОКА ДЛЯ НАКАЧКИ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ КВАНТОВЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

В настоящее время все большее применение находят полупроводниковые квантовые генераторы (ПКГ). У ПКГ в диапазоне температур от  $-50$  до  $+60^\circ\text{C}$  пороговый ток изменяется в 2—3 раза. Такое изменение порогового тока приводит к изменению мощности излучения ПКГ. При постоянной амплитуде импульсов тока накачки нарушается условие устойчивой генерации ПКГ  $I_n \approx 3I_p$ . Это приводит к тому, что при минусовых температурах кристаллы ПКГ разрушаются, а при плюсовых температурах ПКГ не возбуждаются.

Из изложенного ясно, что для обеспечения постоянства мощности излучения и нормальной работы ПКГ в диапазоне температур от  $-50$  до  $+60^\circ\text{C}$  необходимо изменять ток накачки ПКГ пропорционально пороговому. Имея в виду перспективность ПКГ, широкий климатический диапазон их применения и принимая во внимание, что

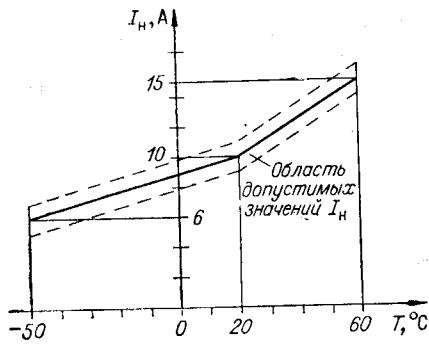


Рис. 1.

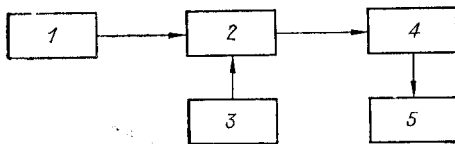


Рис. 2.

Структурная схема, общая для обоих вариантов ГИТ, приведена на рис. 2 и состоит из задающего генератора 1, усилителя импульсов 2, стабилизированного регулятора напряжения 3, формирователя импульсов тока накачки 4 и нагрузки ПКГ 5.

Задающий генератор состоит из двух релаксационных генераторов, один из которых работает в автоколебательном режиме и задает частоту повторения, а второй — в ждущем режиме и задает длительность импульсов. Получение импульсов питания формирователя необходимой амплитуды осуществляется с помощью двухкаскадного усилителя импульсов с трансформаторным выходом, транзисторы которого работают в ключевом режиме.

Стабилизированный регулятор напряжения вырабатывает напряжение питания для усилителя импульсов, изменяющееся в зависимости от температуры окружающей среды по закону, необходимому для обеспечения заданного тока накачки. Стабилизированным регулятором напряжения в схеме ГИТ служит стабилизатор компенсационного типа со схемой делителя с терморезисторами. Комбинация полупроводниковых терморезисторов и резисторов позволяет получить необходимый закон изменения напряжения.

Как указывалось выше, рассматриваются два варианта ГИТ — тиристорный и магнитно-транзисторный, основное отличие которых заключается в способе формирования импульсов.

Способность тиристоров коммутировать большую импульсную мощность, малое сопротивление в открытом состоянии, небольшие габариты и вес позволяют использовать их в качестве ключевых элементов ГИТ.

Формирователь импульсов, выполненный на быстродействующем тиристоре типа 2У205Г, показан на рис. 3. Формирователь работает следующим образом: емкость накопительного конденсатора  $C_n$  заряжается от усилителя импульсов через зарядный дроссель Др1 за время длительности импульса питания  $I_n$ , поступающего с усилителя, при окончании заряда емкости; одновременно с задним фронтом импульса питания на управляющий электрод тиристора подается запускающий импульс  $I_3$  с задающего генератора; тиристор открывается; происходит разряд емкости  $C_n$  через открытый тиристор  $D_1$

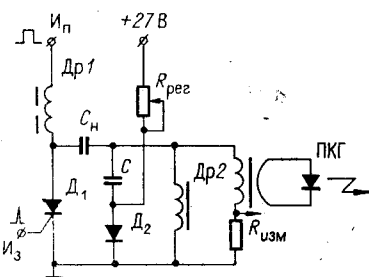


Рис. 3.

мощность ПКГ можно поддерживать постоянной в интервале температур с помощью изменения тока накачки, представляет интерес разработка генераторов импульсов тока (ГИТ) с изменением тока накачки по заданному закону.

В работе рассматриваются возможные варианты ГИТ для накачки ПКГ с автоматической регулировкой амплитуды импульсов тока по требуемому закону в зависимости от температуры окружающей среды.

Схемы ГИТ разрабатывались применительно к ПКГ из GaAs, для накачки которых необходимы импульсы тока длительностью около 100 нс с частотой следования до 3 кГц и с амплитудой, изменяющейся в диапазоне температур от  $-50$  до  $+60$  °C по закону, отображенному на рис. 1. Генераторы работали на нагрузку  $11 \pm 2$  Ом.

Известно несколько вариантов схем формирования импульсов наносекундной длительности, но для обеспечения указанных параметров при минимальных габаритно-весовых характеристиках целесообразно рассмотреть лишь схемы тиристорных и магнитных транзисторных генераторов.

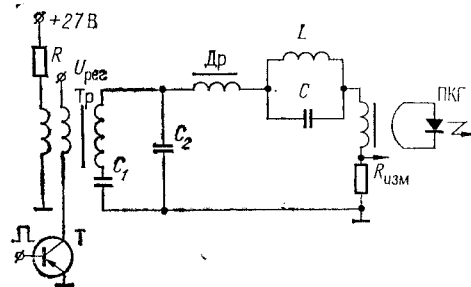


Рис. 4.

на нагрузку. За счет использования импульсного питания тиристорного формирователя в течение времени восстановления тиристора напряжение на его аноде отсутствует, что обеспечивает надежное выключение тиристора.

Импульсы, полученные с помощью тиристорного формирователя, имеют длительность порядка 500 нс. Дальнейшая корректировка формы импульса осуществляется с помощью диода, работающего в режиме накопления заряда ( $D_2$ ) и нелинейной индуктивности ( $Dp_2$ ), в качестве сердечника которой используется феррит с прямоугольной петлей гистерезиса. В результате были получены импульсы со следующими параметрами:

$$t_{\text{и}} \cong 100 \text{ нс}; F_{\text{повт}} \text{ до } 5 \text{ кГц};$$

амплитуда импульсов тока изменялась от 6 до 15 А в зависимости от  $T$  °С по требуемому закону (см. рис. 1); потребляемая мощность около 20 В·А.

Весьма перспективным представляется построение ГИТ с использованием магнитных коммутирующих элементов. Принципиальная схема формирователя приведена на рис. 4. Формирователь импульсов с помощью магнитных звеньев обеспечивает сжатие импульсов питания, поступающих с усилителя до необходимой длительности и амплитуды. Формирователь представляет собой два звена сжатия, выполненных на нелинейных индуктивностях с насыщающимися сердечниками. Первое звено — трансформаторное, содержит переключающий трансформатор  $Tr$ , включенный в коллектор мощного транзистора 2Т803А, и конденсатор  $C_1$ . Второе магнитное звено — дроссельное, содержит дроссель  $Dr$  и конденсатор  $C_2$ . Применение формирующего двухполюсника позволяет откорректировать форму импульсов тока через ПКГ. Работа и расчет аналогичных магнитных звеньев достаточно полно описаны в литературе [1, 2].

Остановимся на весьма важном моменте — выборе магнитопровода для магнитных звеньев. Для магнитопроводов магнитных звеньев генератора требуются материалы с малой коэрцитивной силой и большой индукцией насыщения, обладающие минимальной магнитной проницаемостью насыщения и имеющие (особенно для второго магнитного звена) по возможности прямоугольную петлю гистерезиса. Удельное сопротивление материала сердечника должно быть, возможно, большим. При этом уменьшаются потери на вихревые токи, что особенно важно для сердечников последних звеньев, где потери на вихревые токи составляют основную часть потерь в сердечнике. Магнитные параметры сердечника зависят от химического состава ферромагнитного сплава, механической обработки, режима отжига, толщины ленты, а также от условий работы: частоты переменного тока, длительности импульсов, температуры окружающей среды. Кроме того, качество работы сердечников в значительной степени зависит от технологического процесса их изготовления. Исходя из этого и из условия обеспечения минимальных габаритно-весовых характеристик при высоком к. п. д., в качестве материала магнитопровода был выбран железоникелевый сплав (пермаллой) 79НМ. Удельное сопротивление этого материала  $\rho = 0,55 \div 0,65$  мкОм·м. Этот сплав обладает высокой магнитной проницаемостью в ненасыщенном состоянии; он характеризуется менее резким изломом кривой намагничивания вблизи насыщения. Однако с уменьшением толщины проката при  $d \leq 0,005$  мм форма петли становится практически прямоугольной.

Толщина ленты оказывает существенное влияние не только на форму петли гистерезиса, но и на значение коэрцитивной силы. С уменьшением толщины ленты потери на гистерезис увеличиваются (вследствие возрастания коэрцитивной силы), а потери на вихревые токи уменьшаются. Кроме того, увеличивается доля объема, занятая неферромагнитной изоляционной средой, т. е. уменьшается коэффициент заполнения сердечника ферромагнитным материалом и резко возрастает стоимость сердечника. Поэтому для заданной длительности импульсов существует определенная толщина ленты, при которой суммарные потери в сердечнике имеют минимум.

Оценивая потери, обусловленные гистерезисом, магнитной вязкостью и вихревыми токами, по формулам [1], используя графические зависимости [2] и экспериментальные данные, определяем толщину проката 0,01 мм для магнитопровода первого звена и 0,005 мм для магнитопровода второго звена.

Возможность применения ферритов с прямоугольной петлей гистерезиса в принципе не исключается. Они отличаются дешевизной и простотой в изготовлениимоточных узлов. Потери на вихревые токи в них ничтожно малы вследствие малого удельного сопротивления. Однако по магнитным свойствам, наиболее важным для магнитопроводов, ферриты значительно уступают железоникелевым сплавам. Они имеют невысокую индукцию насыщения (0,2—0,45 Т), низкую точку Кюри (120—250°С) и характеризуются довольно большой величиной магнитной проницаемости в насыщенном состоянии [1]. Все это приводит к значительному увеличению габаритов в насыщенном состоянии [1]. Все это приводит к значительному увеличению габаритов, снижению к. п. д. и к сильной температурной зависимости генератора на ферритах.

Магнитно-транзисторный ГИТ вырабатывает импульсы тока с амплитудой, изменяющейся по заданному закону в зависимости от температуры окружающей среды (см. рис. 1), с длительностью порядка 100 нс, частотой повторения до 5 кГц. Потребляемая мощность не более 10 В·А, вес ГИТ около 0,4 кг.

При сравнении тиристорных и магнитно-транзисторных ГИТ видно, что последние обеспечивают получение необходимых импульсов с меньшей мощностью потребления при равных габаритно-весовых характеристиках. Форма импульсов магнитно-транзисторных ГИТ в отличие от тиристорных практически постоянна в диапазоне температур

от  $-50$  до  $+60^\circ\text{C}$ . Следует отметить высокую стабильность во времени (при любом значении температуры) амплитуды и формы импульсов тока накачки. Магнитно-транзисторные ГИТ отличаются высокой эксплуатационной надежностью и обладают хорошими температурными характеристиками.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Л. А. Меерович. Магнитные генераторы импульсов. М., «Советское радио», 1968.
2. И. С. Гарбер. Магнитные импульсные генераторы. М., «Советское радио», 1964.

Поступило в редакцию 24 августа 1973 г.

УДК 621.317.312

Ю. В. ВИДОНЯК, И. М. ВИШЕНЧУК, В. В. ТРОЦЕНКО

(Львов)

#### ПРЕЦИЗИОННЫЙ ДЕТЕКТОР СРЕДНЕГО ЗНАЧЕНИЯ С БОЛЬШИМ ДИНАМИЧЕСКИМ ДИАПАЗОНОМ

Для измерения интегральных характеристик переменного тока, т. е. средних и действующих значений, широко применяются преобразователи переменного напряжения в постоянное.

Проектирование преобразователя действующего значения затрудняется растущими требованиями к быстродействию, перегрузочной способности и динамическому диапазону. Известны [1] преобразователи среднего значения (ПСЗ), выполненные на усилителе с линейным детектором в цепи обратной связи и с фильтром нижних частот (ФНЧ). Они просты, надежны, обладают большой точностью, высокой степенью линейности и большим динамическим диапазоном (80—120 дБ). Включив в цепь отрицательной обратной связи (ООС) ПСЗ (рис. 1, а, б) резисторы  $R_4, R_3$  с отношением 2,221, получают на выходе постоянное напряжение  $U$ , равное действующему значению измеряемого синусоидального напряжения. Таким образом, ПСЗ оказывается градуированным в действующем значении для синусоидальной или малоискаженной формы кривой.

В настоящем сообщении рассматриваются вопросы построения и оценивается быстродействие транзисторного ПСЗ, предназначенного для работы в диапазоне частот 20 Гц — 100 кГц с погрешностью  $\pm (0,1\% U_x + 100 \text{ мкВ})$ .

Транзисторные ПСЗ необходимо строить с учетом требования стабилизации режима, например, по наиболее очевидной схеме, приведенной на рис. 1, а. Здесь с помощью резистора  $R_2$  осуществляется стопроцентная ООС по постоянному току для стабилизации режима покоя; цепь нелинейной ООС для переменного тока отделяется конденсатором  $C_2'$ . Однако большое петлевое усиление в цепи ООС по постоянному току вызывает длительные переходные процессы, поэтому с целью получения лучших динамических свойств предлагается схема рис. 1, б. Проведем сравнительную оценку двух вариантов.

Если порог чувствительности ПСЗ во многом определяется величиной коэффициента усиления по напряжению  $K$  или  $K = K_1 K_2$  (см. рис. 1) и требует увеличивать последний, то обеспечение устойчивости замкнутой системы и стабилизации режима при малых напряжениях питания ограничивает коэффициент усиления сверху. Для схемы рис. 1, а должно иметь место — первый вариант

$$\tau_2' = R_2' C_2' \geq \frac{K + 1}{2\pi f_H}, \quad (1)$$

для схемы рис. 1, б — второй вариант

$$\tau_2 = R_2 C_2 \geq \frac{K_2 + 1}{2\pi f_H}, \quad (2)$$

где  $K_2 = K/K_1$ ;  $f_H$  — нижняя частота диапазона измерения. Из (1) и (2), считая  $K, K_1, K_2 \gg 1$ , получим

$$\frac{\tau_2'}{\tau_2} = K_1, \quad (3)$$

что говорит в пользу второго варианта. Преимущество второго варианта видно и при оценке быстродействия. Действительно, передаточную функцию детектора в области