

Б
А 40

АКАДЕМИЯ НАУК ЛАТВИЙСКОЙ ССР
ОБЪЕДИНЕННЫЙ СОВЕТ ОТДЕЛЕНИЯ ФИЗИЧЕСКИХ
И ТЕХНИЧЕСКИХ НАУК

На правах рукописи

В. Г. КАРКЛИНЬ

ТРАНСФОРМАЦИЯ ВО ВРЕМЕНИ БЫСТРОПРОТЕКАЮЩИХ
ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ С ШИРОТНО-ИМПУЛЬС-
НЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

(05.253 – Приборы и устройства автоматики
и телемеханики)

А в т о р е ф е р а т
диссертации на соискание ученой
степени кандидата технических наук

Рига, 1970

АКАДЕМИЯ НАУК ЛАТВИЙСКОЙ ССР
ОБЪЕДИНЕННЫЙ СОВЕТ ОТДЕЛЕНИЯ ФИЗИЧЕСКИХ
И ТЕХНИЧЕСКИХ НАУК

На правах рукописи

В.Г. КАРКЛИНЬ

ТРАНСФОРМАЦИЯ ВО ВРЕМЕНИ БЫСТРОПРОТЕКАЮЩИХ
ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ С ШИРОТНО-ИМПУЛЬС-
НЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

(05.253 – Приборы и устройства автоматики
и телемеханики)

А в т о р е ф е р а т

диссертации на соискание ученой
степени кандидата технических наук

Рига, 1970

В связи с быстрым развитием и совершенствованием электронных схем в наше время сильно возросла роль контрольно-измерительной аппаратуры, в частности, той, которая дает возможность проследить ход изменения напряжения, тока или других величин в различных точках схемы как функций времени. Удобными являются приборы, позволяющие получить зависимость между интересующими нас величинами в графическом виде (визуально либо с регистрацией), а в последнее время, в связи с широким применением в процессе исследований ЭВМ - и в цифровом.

Долгое время основным прибором для наблюдения формы электрических процессов оставался электронный осциллограф, в котором исследуемый сигнал после предварительного усиления поступает на одну из пар отклоняющих пластинок электронно-лучевой трубки, а на другую пару подается развертывающее напряжение, пропорциональное выбранному аргументу.

Недостатком классического электронного осциллографа является сравнительно низкая предельно достижимая полоса пропускания, составляющая у осциллографов с предусилителями 200-250 Мгц, а без предусилителей - единицы гигагерц, да и то лишь с электронно-лучевыми трубками типа бегущей волны. Но в настоящее время нередко приходится исследовать и значительно более широкополосные процессы, имеющие к тому же малую амплитуду (доли вольта).

Такие процессы в настоящее время исследуются с

применением методов трансформации частотного спектра процесса. В настоящее время известно несколько таких методов. Они подразделяются на аналоговые и дискретные. Аналоговые методы, основанные либо на преобразовании Фурье, либо на применении линий задержки с регулируемыми параметрами, в настоящее время не получили большого распространения. Однако все эти методы сложны в реализации и, кроме того, либо неуниверсальны, либо не позволяют достичь достаточно широкой полосы воспроизводимых частот.

Поэтому наиболее широкое распространение получил дискретный метод трансформации частотного спектра регистрируемого сигнала - стробоскопический. Сущность метода заключается в последовательном во времени измерении мгновенных значений регистрируемого сигнала при помощи коротких стробирующих импульсов, сдвигаемых относительно сигнала. Метод характеризуется высокой разрешающей способностью по времени и по амплитуде, позволяет выделить полезный сигнал при большом уровне шумов.

Однако и у стробоскопического метода есть недостатки. Так, вследствие самого принципа преобразования затруднено наблюдение одиночных процессов. Высокие требования предъявляются к параметрам стробимпульса (его длительности и форме), в значительной мере определяющим полосу пропускания и точность преобразования.

Поэтому представляет интерес исследование других возможных методов трансформации спектра регистрируемого сигнала.

При выполнении реферируемой работы ставилась цель - выяснить возможности нового метода трансформации спектра, основанного на широтно-импульсном преобразовании. Этот метод, подобно стробоскопическому, также является дискретным, однако, в отличие от последнего, не требует применения стробимпульса. Целью работы являлось также исследование наиболее оптимальных блок-схем реализации метода и определение полосы пропускания в случае, когда в качестве амплитудного дискриминатора - одного из основных узлов устройства - применен туннельный диод.

Насколько можно судить по научной периодике, подобные исследования до сих пор не проводились.

Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения и списка литературы.

1. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ МОНОТОННОГО ВЫСОКОЧАСТОТНОГО СИГНАЛА В ПОДОБНЫЙ НИЗКОЧАСТОТНЫЙ ПРИ ПОМОЩИ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

В излагаемом ниже методе независимой переменной является напряжение u_i , а функцией - то значение времени t (или фазы φ) для которого заданное u_i является мгновенным значением сигнала. Метод имеет несколько вариантов, отличающихся главным образом способом обработки полученной зависимости $t(u_i)$

В первой главе рассмотрены два варианта, предназначенные для преобразования монотонных сигналов, т.е. таких, у которых производная по времени в течение всего периода пов-

торения T_c не меняет знак: сигнал либо только возрастает, либо убывает. В момент T_c сигнал скачком возвращается до исходного значения, после чего процесс повторяется.

Рассмотрение монотонных сигналов объясняется тем, что однозначность преобразования обеспечивается только при монотонных сигналах. Поэтому в случае, когда трансформируемый сигнал таким не является, он предварительно должен быть каким-либо способом превращен в монотонный.

Применяемый в описываемом методе преобразователь состоит из последовательно соединенных амплитудного дискриминатора с регулируемым порогом и усреднителя. Идеальный дискриминатор работает по одному из следующих законов:

$$u_{\text{вых}} = \begin{cases} U_0, & \text{если } u(t) > u_i(t) \\ 0, & \text{если } u(t) \leq u_i(t) \end{cases} \quad (1)$$

или

$$u_{\text{вых}} = \begin{cases} 0, & \text{если } u(t) > u_i(t) \\ U_0, & \text{если } u(t) \leq u_i(t) \end{cases} \quad (2)$$

где $u_{\text{вых}}$ - выходное напряжение дискриминатора, $u(t)$ - входной сигнал, $u_i(t)$ - напряжение порога. Задачей усреднителя является усреднение напряжения $u_{\text{вых}}$ во времени. Выходное напряжение идеального усреднителя, $u_{\text{уср}}$, следовательно, равно

$$u_{\text{уср}} = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} u_{\text{вых}}(t) dt \quad (3)$$

В качестве усреднителя можно использовать фильтр низкой частоты (ФНЧ), приближенно работающий по правилу (3).

На рис. I приведены временные диаграммы работы преобразователя, дискриминатор которого работает по правилу (1). На рис. Ia цифрой 1 обозначен трансформируемый

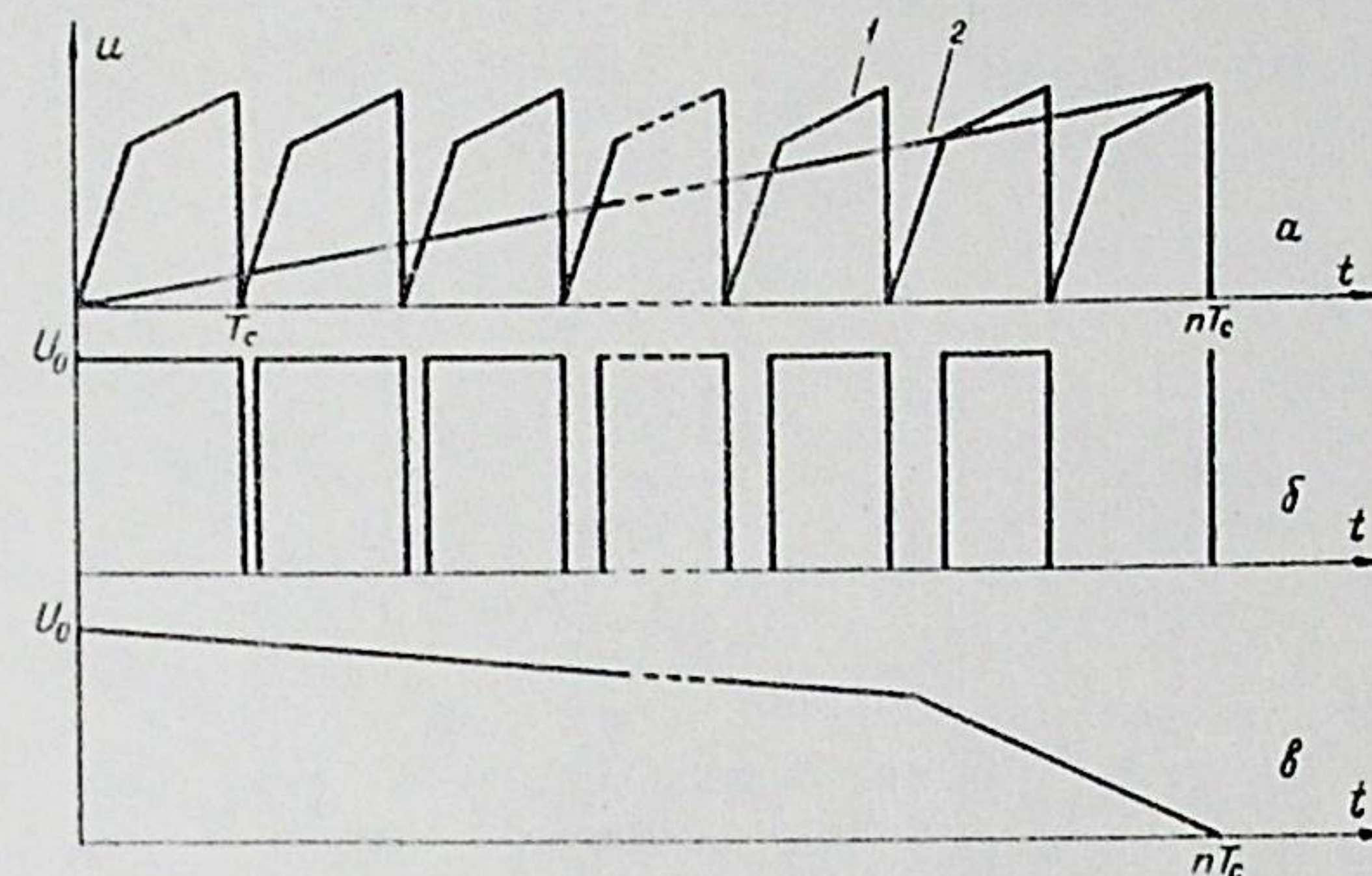


Рис. I. Временные диаграммы работы преобразователя (а - входной сигнал, б - выходной сигнал дискриминатора, в - усредненный сигнал).

сигнал, а цифрой 2 - напряжение порога дискриминатора, являющееся линейной функцией времени. Тогда, согласно выражению (1), импульсы дискриминатора будут иметь вид рис. Ib. Усреднение этой последовательности импульсов дает результат, изображенный на рис. Iv (согласно выражению (3) последнее напряжение должно получиться ступенчатым, но при достаточно медленном изменении порогового напряжения этим можно пренебречь).

Для обозначения преобразования входного сигнала

$u(t)$ в напряжение $u_{\text{уср}}(t)$ введен оператор преобразования Π , причем в случае, когда дискриминатор работает по правилу (1), оператор обозначается Π_1 , а в случае, когда дискриминатор работает по правилу (2), этот оператор обозначается через Π_2 . Кроме того, в случае, когда напряжение $u_i(t)$ является возрастающим, к знаку оператора добавляется индекс "+", а в случае убывающего порога - индекс "-". Введена нормировка $\tau = \frac{t}{T_c}$ и $v = \frac{u}{U_0}$

С учетом сказанного можно привести 8 возможных правил преобразования, сведенных в таблицу I.

Таблица I.

Вид оператора	Возрастающее $v(\tau)$	Убывающее $v(\tau)$
$\Pi_{1+} v(\tau)$	$1 - \varphi(v_i)$	$\varphi(v_i)$
$\Pi_{1-} v(\tau)$	$1 - \varphi(1 - v_i)$	$\varphi(1 - v_i)$
$\Pi_{2+} v(\tau)$	$\varphi(v_i)$	$1 - \varphi(v_i)$
$\Pi_{2-} v(\tau)$	$\varphi(1 - v_i)$	$1 - \varphi(v_i)$

$\varphi(v_i)$ - это функция, обратная по отношению к $v(\tau)$.

Все приведенные преобразования в соответствующей системе координат дают сигнал, подобный по форме входному сигналу $v(\tau)$, что достигается операциями поворота и инвертирования. Коэффициент временной трансформации определяется отношением $n = \frac{T_c}{T_{u_i}}$, где T_{u_i} - период повторения порогового напряжения.

Выведена формула преобразования для сигнала, не

являющегося монотонным в течение всего периода, из которой следует, что в этом случае однозначное соответствие между сигналами $v(\tau)$ и $\Pi v(\tau)$ возможно лишь в ряде специальных случаев, в частности, когда сигнал $v(\tau)$ имеет ось симметрии.

По описанному способу, названному способом выборки по амплитуде, преобразование происходит по схеме $v(\tau) \rightarrow \varphi(\frac{1}{n}\tau)$. Однако описанный преобразователь позволяет осуществить и другой способ преобразования, названный способом прямого широтно-импульсного преобразования, по которому преобразование происходит по схеме $v(\tau) \rightarrow v(\frac{1}{m}\tau)$ причем $m \geq n$

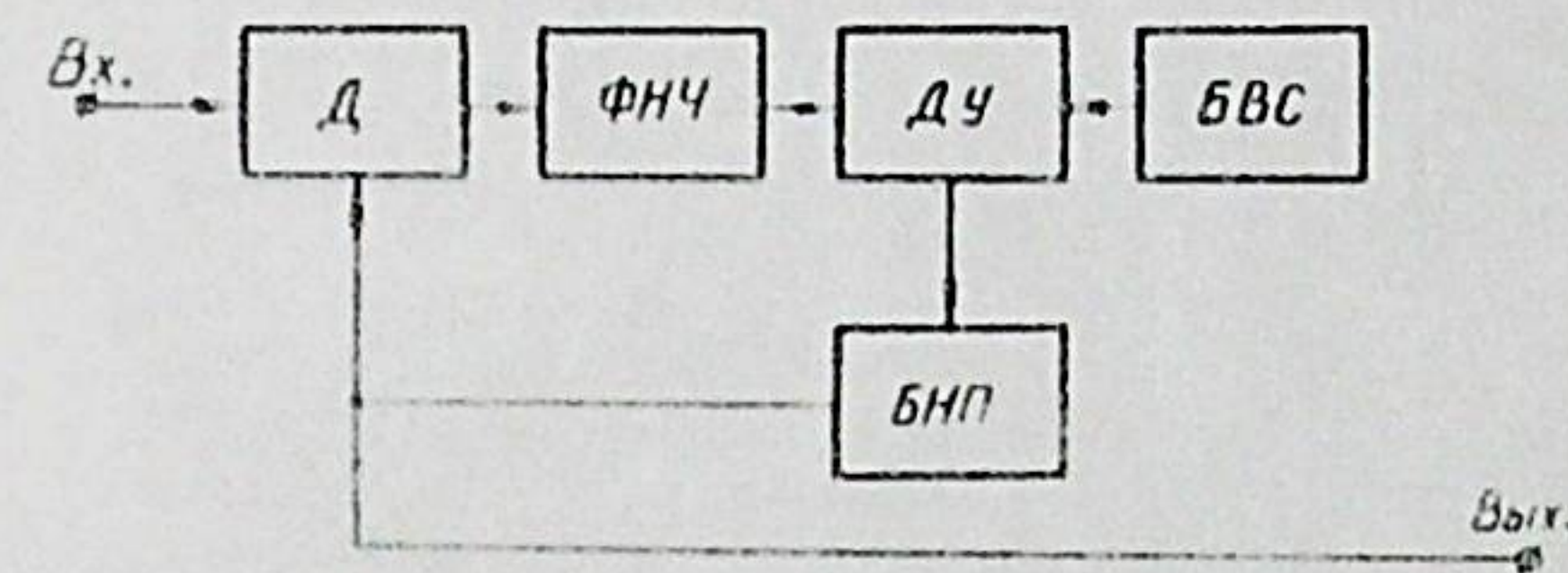


Рис. 2. Блок-схема прямого широтно-импульсного преобразования

Соответствующая блок-схема, изображенная на рис. 2, работает следующим образом. Входной преобразуемый сигнал попадает на преобразователь, состоящий из дискриминатора D и усреднителя - ФНЧ. Усредненный сигнал дискриминатора подается на один из входов дифференциального усилителя $ДУ$, а на другой его вход поступает "медленное" пилообразное напряжение с блока временного

одвига БВС. Выходной сигнал ДУ управляет блоком напряжения порога БНП (интегратором).

Видно, что сигнал на выходе ФНЧ будет стремиться стать равным мгновенному значению напряжения БВС. В самом деле, если упомянутые сигналы не равны, то выходной сигнал ДУ отличен от нуля, что вызывает изменение в соответствующую сторону выходного напряжения БНП. Но поскольку это напряжение является пороговым для дискриминатора D , то его изменение вызовет изменение ширины выходных импульсов дискриминатора, а, следовательно, и осредненного сигнала ФНЧ. Напряжение порога будет изменяться до тех пор, пока напряжения на входах ДУ не сравняются.

Поскольку выходное напряжение БВС изменяется непрерывно, то и напряжение ФНЧ, стремящееся стать равным напряжению БВС, также будет изменяться непрерывно. То же относится и к пороговому напряжению, вырабатываемому блоком БНП. Но мгновенное значение порогового напряжения равно мгновенному значению входного сигнала в этот момент. При последовательном изменении момента (фазы) срабатывания, достигаемого изменением напряжения БВС, напряжение порога будет повторять форму входного сигнала, растянутого во времени. Коэффициент временной трансформации определяется отношением периодов входного сигнала и напряжения БВС.

Исследовано влияние конечных фронтов реального дискриминатора и его гистерезиса на процесс преобразо-

вания. Показано, что это влияние выражается в сокращении полезной длины развертки.

Рассмотрены некоторые вопросы, касающиеся работы усреднителя. Показано, что вместо ФНЧ может быть употреблен время-амплитудный преобразователь, что позволяет уменьшить влияние формы импульса реального дискриминатора на качество преобразования. Приведена схема усреднителя для работы преобразователя в ждущем режиме.

П. ВРЕМЕННАЯ ТРАНСФОРМАЦИЯ СИГНАЛА ПРОИЗВОЛЬНОЙ ФОРМЫ ПРИ ПОМОЩИ ШИ- РОТНО-ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Для временной трансформации сигнала произвольной формы он предварительно должен быть каким-либо образом превращен в монотонный. Вторая глава посвящена рассмотрению различных способов монотонизации.

Для получения монотонного сигнала можно использовать интегрирование входного сигнала в пределах периода T_c , предварительно при необходимости просуммировав этот сигнал с определенным постоянным уравнением V_0 :

$$V_{\text{мон}}(\tau) = \int_0^{\tau} [V(\tau) + V_0] d\tau \quad (4)$$

Затем полученный сигнал подвергают двойному преобразованию. Например, применяя оператор Π_2 , получаем:

$$\Pi_2 \Pi_2 V_{\text{мон}}(\tau) = V_{\text{мон}}\left(\frac{1}{n^2} \tau\right) \quad (5)$$

Дифференцируя сигнал $V_{\text{мон}}(\frac{1}{n^2} \tau)$, получаем

$$\frac{dV_{\text{мон}}(\frac{1}{n^2} \tau)}{d\tau} = V(\frac{1}{n^2} \tau) + V_0 \quad (6)$$

что и требовалось.

Монотонизацию можно также осуществить, суммируя немонотонный преобразуемый сигнал $V_c(\tau)$ с синхронизированным монотонизирующим напряжением $V_M(\tau)$:

$$V_c(\tau) + V_M(\tau) = V_{\Sigma}(\tau) \quad (7)$$

Из требования монотонности суммы необходимо, чтобы

$$\left| \frac{dV_c(\tau)}{d\tau} \right| \leq \left| \frac{dV_M(\tau)}{d\tau} \right| \quad (8)$$

Полученный суммарный сигнал $V_{\Sigma}(\tau)$ преобразуется по какому-нибудь правилу из таблицы I и полученный низкочастотный сигнал демонотонизируется для восстановления формы преобразуемого сигнала

Показано, что монотонизация с жестко синхронизированным монотонизирующим сигналом позволяет создать в блок-схеме, отличающиеся операцией демонотонизации.

Во-первых, можно образовать сигналы вида $\Pi_i \Pi_i V(\tau)$ и $\Pi_i \Pi_i V_M(\tau)$, ($i=1, 2$) и затем их вычесть. Возьмем для определенности оператор Π_{2+} и возрастающие преобразуемые сигналы. Тогда, согласно таблице I, можно написать:

$$\Pi_{2+} \Pi_{2+} V_{\Sigma}(\tau) = V_{\Sigma}(\frac{1}{n^2} \tau) \quad (9)$$

$$\Pi_{2+} \Pi_{2+} V_M(\tau) = V_M(\frac{1}{n^2} \tau) \quad (10)$$

Вычитая из выражения (9) выражение (10), с учетом (5) получим:

$$V_{\Sigma}(\frac{1}{n^2} \tau) - V_M(\frac{1}{n^2} \tau) = V_c(\frac{1}{n^2} \tau) \quad (11)$$

что и требовалось.

Во-вторых, можно по аналогичной методике преобразовывать немонотонные сигналы с помощью двух идентичных схем прямого широтно-импульсного преобразования. Подавая на одну из них сигнал $V_{\Sigma}(\tau)$, а на другую - сигнал $V_M(\tau)$, на выходах получим соответственно сигналы $V_{\Sigma}(\frac{1}{m} \tau)$ и $V_M(\frac{1}{m} \tau)$. Вычитая эти сигналы, получим сигнал $V_c(\frac{1}{m} \tau)$, что и требовалось.

В-третьих, осуществим вариант демонотонизации с применением нелинейной развертки. Для этого необходимо образовать разность

$$\psi(\frac{1}{n} \tau) = \Pi_i V_{\Sigma}(\tau) - \Pi_i V_M(\tau) \quad (12)$$

Показано, что, если функция $V_M(\tau)$ является линейной функцией времени, то разность (12) можно представить в виде

$$\psi(\frac{1}{n} \tau) = |V_c[\varphi_{\Sigma}(\frac{1}{n} \tau)]| \quad (13)$$

В частности, для оператора Π_{1+} получаем:

$$\psi(\frac{1}{n} \tau) = V_c[\varphi_{\Sigma}(\frac{1}{n} \tau)] \quad (13a)$$

Физический смысл полученного результата заключается в том, что при подаче на вход "У" двухкоординатного регистрирующего устройства разности $\psi(\frac{1}{n} \tau)$, а на вход "Х" - напряжения $\varphi_{\Sigma}(\frac{1}{n} \tau)$ графическая зависимость меж-

ду этими двумя величинами даст форму трансформируемого сигнала.

Показана возможность монотонизации при помощи монотонизирующего сигнала, сдвигаемого по фазе относительно трансформируемого. Так, если на преобразователь, дискриминатор которого имеет постоянный порог срабатывания, подавать сдвигаемые друг относительно друга сигналы

$V_c(t)$ и $V_n(t)$ ($V_n(t)$ — линейная функция времени), то на выходе усреднителя получим сигнал $\psi'(\frac{t}{T}) = V_{i0} + \psi(\frac{t}{T})$, где V_{i0} — постоянный порог дискриминатора. Установлено, что введение временного сдвига между сигналами $V_c(t)$ и $V_n(t)$ позволяет уменьшить погрешность преобразования и облегчает саму операцию монотонизации.

Рассмотрено влияние формы сигнала $V_n(t)$ на точность преобразования, в частности, влияние заднего фронта и формы рабочей части сигнала. Получены формулы, характеризующие работу преобразователя с монотонизирующим сигналом, имеющим нелинейную рабочую часть.

Проведен сравнительный анализ рассмотренных блок-схем, а также проанализированы преимущества и недостатки метода в целом по сравнению со стробоскопическим. Во-первых, по методу широтно-импульсного преобразования не требуется генерировать короткий стробимпульс, параметры которого оказывают сильное влияние на частотные возможности стробоскопических устройств. Во-вторых, облегчается регистрация однократных сигналов. Так, если в схеме с использованием челинейной развертки на входе

поставить n дискриминаторов с отличающимися порогами и подать на эту схему монотонизированный однократный сигнал, то полученный набор импульсов различной ширины, соответствующей разным значениям порогов дискриминаторов, эквивалентен такому же набору, полученному при воздействии периодического сигнала на один дискриминатор с регулируемым порогом.

Оценивая метод в целом, следует заключить, что основными проблемами являются проблемы монотонизации — демонотонизации и обеспечения по возможности более высокого быстродействия дискриминатора. К их решению побуждают те достоинства метода, которыми он отличается от известных.

III. ИССЛЕДОВАНИЕ СВОЙСТВ ДИСКРИМИНАТОРА НА ТУННЕЛЬНОМ ДИОДЕ В РЕЖИМЕ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Одним из известных наиболее быстродействующих дискриминаторов является туннельный диод. Поэтому представляет интерес изучение его свойств при работе в режиме широтно-импульсного дискриминатора, прежде всего с точки зрения достижимого времени нарастания преобразователя и вносимых нелинейных искажений.

Исследовано влияние формы вольтамперной характеристики туннельного диода на линейность преобразования. Как известно, форма вольтамперной характеристики является одним из основных факторов, определяющих форму выходного импульса дискриминатора.

Для большей достоверности форма вершины и основания выходного импульса вычислялась графически с помощью реальной вольтамперной характеристики туннельного диода (фронты импульса полагались равными нулю). Входной сигнал брался линейно зависящим от времени. При помощи графического интегрирования вычислялась площадь импульса как функция от фазы срабатывания туннельного диода, что равносильно получению напряжения $\Pi u_{\delta x}(t)$, пропорционального площади импульсов, где $u_{\delta x}(t)$ - подаваемый на диод входной сигнал. Степень нелинейности оценивалась выражением

$$\gamma = \frac{|\Delta_{max}|}{\Pi u_{\delta x max}(t) - \Pi u_{\delta x min}(t)} \quad (14)$$

где $\Delta = \Pi u_{\delta x}(t) - \Pi u_{\delta x ид}(t)$. $\Pi u_{\delta x ид}(t)$ - идеально линейное напряжение, в своих крайних точках совпадающее с максимальным и минимальным значениями напряжения

$\Pi u_{\delta x}(t)$ ($\Pi u_{\delta x max}(t)$ и $\Pi u_{\delta x min}(t)$). Δ_{max} - максимальное значение упомянутой разности.

Приведены значения γ для различных режимов работы дискриминатора и для разных типов дискриминаторов (однодиодных и многодиодных). Из полученных результатов следует, что преобразователи с дискриминаторами на туннельных диодах способны обеспечить погрешность по амплитуде трансформированного сигнала порядка $5 \pm 10\%$, а отдельные типы многодиодных дискриминаторов характеризуются погрешностью в десятые доли процента.

Пороговым свойствам туннельного диода посвящено сравнительно много работ, но для определения достижимого времени нарастания для преобразователя с дискриминатором на туннельных диодах результаты этих работ нельзя непосредственно использовать. Для определения времени нарастания необходимо получить зависимость задержки срабатывания туннельного диода от крутизны входного сигнала или от степени превышения входным сигналом - скачком напряжения статического порога срабатывания. Аналитический расчет этой зависимости затруднен, поэтому расчеты велись на ЭВМ.

Дифференциальное уравнение, описывающее работу простейшего дискриминатора, состоящего из туннельного диода (ТД) и сопротивлений R_1 и R_2 , по которым поступает соответственно входной сигнал $u_{\delta x}(t)$ и напряжение порога $u_i(t)$, имеет следующий вид:

$$u_{\delta x}(t) = [f(u) + C \frac{du}{dt} - \frac{u_i(t) - u}{R_2}] R_1 + u \quad (15)$$

где $f(u)$ - вольтамперная характеристика ТД, C - его емкость. При расчетах использовалась экспоненциальная аппроксимация характеристики. В качестве входного сигнала брался скачок напряжения.

На рис.3 представлены кривые $t_i(\frac{u_{\delta x}}{U_{cm}})$, где t_i - время задержки срабатывания ТД, принятого равным моменту, когда напряжение на ТД достигает $0,5u$, а U_{cm} - статический порог ТД, определяемый как

$$U_{cm} = R_1 I_n + U_n \quad (16)$$

где I_n и U_n — координаты максимума вольтамперной характеристики. Было принято $I_n = 10$ ма и $U_n = 0,1$ в.

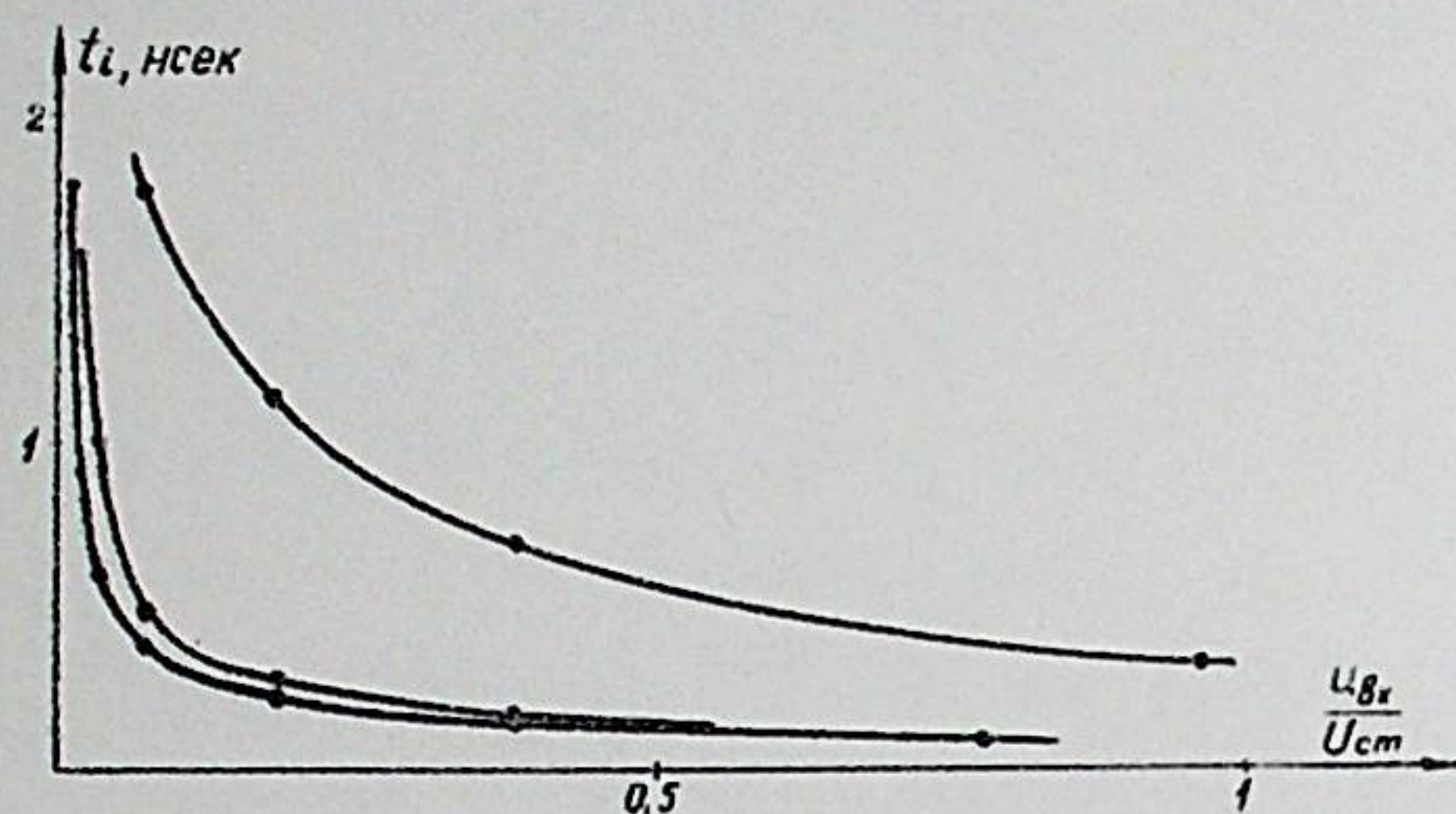


Рис. 3 Функции $t_i(\frac{U_{gk}}{U_{cm}})$.

Кривая 1 соответствует значениям $R_i = 1$ к и $C = 2$ пф, кривая 2 построена для $R_i = 0,1$ к и $C = 2$ пф, а кривая 3 — для $R_i = 1$ к и $C = 10$ пф. Полученные из этих кривых значения времен нарастания составляют соответственно 0,26; 0,35 и 1,25 нсек. Отсюда видно, что наиболее быстродействующие типы туннельных диодов способны обеспечить эквивалентную полосу пропускания преобразователя, превышающую 1 ГГц. Этот результат подтверждается и данными, полученными при расчетах амплитудно-частотной характеристики преобразователя с помощью синусоидального сигнала, монотонизированного линейно нарастающим напряжением. При этом по результатам расчетов строился график функции $\psi(\frac{1}{n}t)$ и из него находилась амплитуда преобразованного сигнала $\psi_{\omega}(\frac{1}{n}t)$, являющаяся функцией частоты. Соответствующие результаты приведены на рис. 4, где по оси абсцисс отложена нормированная величина

$\frac{\psi_{\omega}(\frac{1}{n}t)}{\psi_{max}(\frac{1}{n}t)} \cdot \psi_{max}(\frac{1}{n}t)$ — амплитуда преобразованного сигнала для идеального дискриминатора

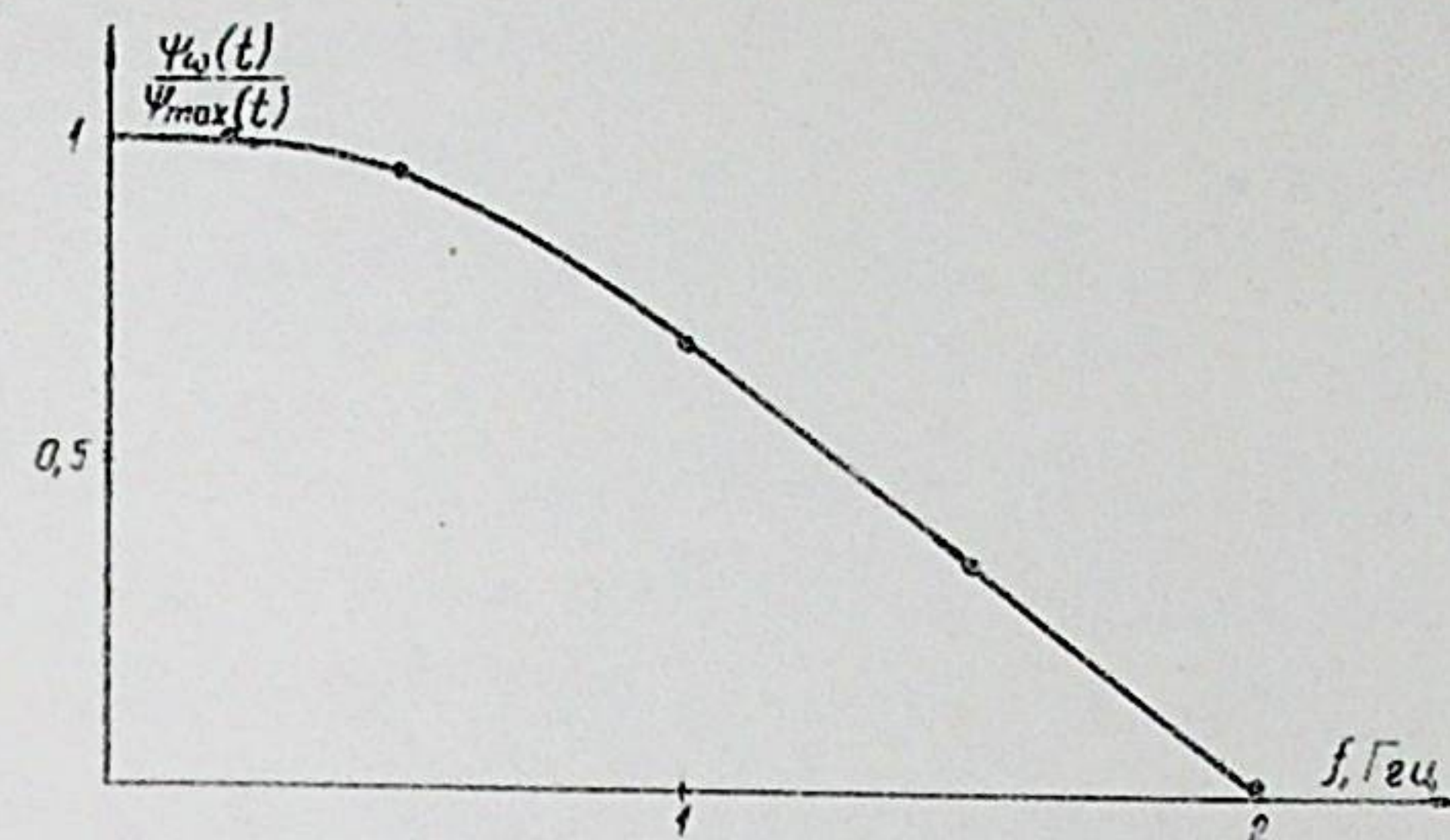


Рис. 4. Амплитудно-частотная характеристика преобразователя на одном ТД

Оценена степень нелинейных искажений синусоидального сигнала в зависимости от частоты. Приведен упрощенный метод расчета этих искажений, использующий линейную аппроксимацию характеристики ТД.

IV. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ НЕКОТОРЫХ БЛОК-СХЕМ ВРЕМЕННОЙ ТРАНСФОРМАЦИИ

Для проверки теоретических расчетов и выяснения практических возможностей описанного метода были построены два устройства временной трансформации периодических сигналов, в основу которых были положены блок-схема с использованием нелинейной развертки и блок-схема прямого широтно-импульсного преобразования. Кроме того, были исследованы практические возможности двух типов дискриминаторов: дискриминатора, состоящего из параллельно

включенных туннельного диода и обычного диода (типа 2Д503), и дискриминатора, представляющего комбинацию туннельный диод-транзистор. Первый из дискриминаторов является одним из наиболее быстродействующих, а второй характеризуется малыми нелинейными искажениями при преобразовании.

Работа первого дискриминатора проверялась в устройстве, построенном по блок-схеме с использованием нелинейной развертки. Было установлено, что при использовании в дискриминаторе 10-ма туннельного диода с емкостью порядка 6-8 пф можно получить полосу пропускания устройства около 400 Мгц, что согласуется с расчетами. Амплитудная погрешность преобразованного сигнала также соответствовала расчетной, определенной в $5 \pm 10\%$.

Дискриминатор на ТД и транзисторе использовался в блок-схеме прямого широтно-импульсного преобразования. При этом ставилась цель получить по возможности минимальные амплитудные искажения преобразованного сигнала.

Достигнутая амплитудная погрешность для данной блок-схемы составляла, в зависимости от амплитуды входного сигнала, от 0,5% до 5% от полной амплитуды. Полоса пропускания, в зависимости от типа примененных в дискриминаторах транзисторов, колебалась от 20 до 80 Мгц. Чувствительность устройства при условии десятикратного превышения полезного сигнала над паразитным - 50 мв/см.

Приводятся осциллограммы, иллюстрирующие работу описанных устройств.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Перечислим главные теоретические и экспериментальные результаты работы.

1. Доказана возможность применения для целей временной трансформации монотонных сигналов преобразователя, состоящего из последовательно соединенных амплитудного дискриминатора с регулируемым порогом и усреднителя, причем его выходной сигнал можно использовать либо непосредственно, либо для управления блоком формирования напряжения порога для дискриминатора, которое в таком случае одновременно является и выходным сигналом.
2. Доказано, что сигнал произвольной формы можно трансформировать в удобный для преобразования вид при помощи операции монотонизации, заключающейся либо в интегрировании этого сигнала, либо в суммировании его со вспомогательным (монотонизирующим) сигналом.
3. Установлено, что монотонизация суммированием может быть осуществлена как при помощи жестко синхронизированного сигнала, так и при помощи сигнала, сдвигаемого по фазе относительно преобразуемого.
4. Показано, что на основе упомянутого преобразователя могут быть созданы блок-схемы временной трансформации сигналов произвольной формы с однократным преобразованием, с двукратным преобразованием и с прямым широтно-импульсным преобразованием.

5. Проведен анализ достоинств и недостатков предлагаемого метода временной трансформации по сравнению с применяемыми в настоящее время.
6. Исследовано влияние ряда важнейших параметров монотонизирующего сигнала и выходного импульса дискриминатора на качество временной трансформации.
7. Установлен ход зависимости ширина импульса - усредненное напряжение для ряда потенциально перспективных дискриминаторов на основе туннельных диодов.
8. Получена амплитудно-частотная характеристика и время установления для преобразователя содержащего дискриминатор на туннельном диоде.
9. Проведена экспериментальная проверка частотных свойств дискриминатора на туннельном диоде, результаты которой согласуются с расчетными.
10. Проведена экспериментальная проверка на точность преобразования схемы прямого широтно-импульсного преобразования с дискриминатором на туннельном диоде и транзисторе, доказывающая практическую применимость такой схемы.

Основные результаты реферируемой диссертации отражены в следующих работах:

1. Э.Х.Херманис, В.Г.Карклинь. Метод осциллографирования периодических сигналов, обратный стробоскопическому. Автоматика и вычислительная техника, 5, 1968.
2. Э.Х.Херманис, В.Г.Карклинь, К.Я.Круминь. Способ преобразования высокочастотного периодического сигнала в низкочастотный. Авторское свидетельство СССР № 224657. Изобретения, промышленные образцы, товарные знаки, 26, 1968.
3. В.Г.Карклинь. Погрешности при осциллографировании с применением метода выборки по амплитуде. Автоматика и вычислительная техника, 6, 1968.
4. В.Г.Карклинь, И.М.Рубе. Некоторые частотные свойства широтно-импульсного преобразователя на туннельном диоде. Автоматика и вычислительная техника, 6, 1969.
5. В.Г.Карклинь, Э.Х.Херманис. Устройство для регистрации периодических сигналов на основе метода выборки по амплитуде "Радиоизмерения". Труды научно-технической конференции, Вильнюс, 1969.
6. В.Г.Карклинь, Э.Х.Херманис. Некоторые узлы устройства для регистрации периодических сигналов методом выборки по амплитуде. Автоматика и вычислительная техника, 1, 1970.

Некоторые результаты реферируемой работы докла-
дывались на научно-технической конференции "Радиоизме-
рения", Вильнюс, 1970.

Заказ № 414 Тираж 250 экз ЯТ 28276
Подписано к печати 28 марта 1971 года
Отпечатано на ротопринтере Института
электроники и вычислительной техники
АН Латв.ССР г.Рига, ул.Академия 14