

С 344.3А
А-312

14/VIII-65

ОБЪЕДИНЕННЫЙ
ИНСТИТУТ
ЯДЕРНЫХ
ИССЛЕДОВАНИЙ

Дубна

2217



В.М. Лачинов

УСОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ЧАСТОТОМЕРА ЧЗ-4

ЛАБОРАТОРИЯ ЯДЕРНЫХ ПРОБЛЕМ

1965

2217

В.М. Лачинов

УСОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ЧАСТОТОМЕРА ЧЗ-4

Направлено в ПТЭ

пр. 3436/3

С помощью выпускаемого промышленностью электронно-счетного частотомера ЧЗ-4 со вставным блоком преобразования можно измерять частоту синусоидальных электрических колебаний в диапазоне 10 гц-100 Мгц. Прямое автоматическое измерение частоты возможно только до 10 Мгц, что определяется максимальной скоростью счета входной ламповой пересчетной декады. Для частот свыше 10 Мгц измерения производятся полуавтоматически с использованием преобразования. Процесс измерения частоты в этом диапазоне достаточно сложен. В начале производится настройка на измеряемую частоту, для чего нужно выбрать один из 3-х поддиапазонов резонансного усилителя и по визуальному индикатору подстроить усилитель более точно. Затем другим переключателем выбрать одну из 9 опорных частот (10, 20, ..., 80 Мгц) и произвести регулировку усиления входного сигнала. После значительного изменения измеряемой частоты требуется новая настройка и выбор опорной частоты. Индикация частоты неудобна, так как ее величина определяется как сумма показаний электронного счетчика и показания переключателя опорной частоты.

В настоящее время диапазон частот от 10 до 100 Мгц и выше широко используется в различных электронных устройствах. Вопрос автоматизации измерений этих частот становится все более актуальным. Так, в работе^{1/} уже решался вопрос усовершенствования частотомера ЧЗ-4. Введением широкополосного усилителя была устранена настройка на измеряемую частоту. Расширен диапазон непосредственного счета до 20 Мгц, в результате чего число диапазонов с использованием преобразования уменьшилось до 6. Все же такое переоборудование громоздко и несовершенно - принцип преобразования частот остается.

Наиболее радикальным решением вопроса являлась бы замена блока преобразования быстродействующей пересчетной декадой. Подобная замена полностью автоматизирует работу частотомера во всем рабочем диапазоне частот и обеспечивает удобную визуальную цифровую индикацию измеряемой частоты. Разработка полупроводниковой пересчетной декады до частот 100-200 Мгц^{2/}, малогабаритной и экономичной по питанию, в принципе позволяет решить эту задачу. В данной работе рассматривается усовершенствованная пересчетная декада на полупроводниках, которая применена для автоматизации работы частотомера ЧЗ-4.

Пересчетная декада

Описанная ранее декада ^{/2/} состоит из двичной пересчетной схемы на туннельных диодах (ТД) и пятиричной кольцевой пересчетной схемы на транзисторах. На входе декады, между двоичной и пятиричной пересчетными схемами, и на выходе имеются соответствующие формирующие устройства. Из-за емкостных связей в декаде нижняя частота ограничена величиной порядка 2-3 Мгц. Диапазон входных амплитуд недостаточно широк, так как даже при указанных максимальных амплитудах входного сигнала ($\sim 0,5$ в) длительная работа приводит к деградации ТД во входном триггере. Ступенчатая форма выходного сигнала декады в некоторых случаях может вызывать неправильный запуск последующей пересчетной схемы. Нужно также отметить, что тщательный отбор элементов в пятиричной пересчетной схеме является серьезным препятствием при создании декады. Указанные недостатки затрудняют непосредственное использование декады в частотомере ЧЗ-4. В рассмотренной ниже схеме пересчетной декады (рис. 1) эти недостатки в основном устранены, что сделало декаду более универсальной и экономичной. Существенную помощь оказало применение высокочастотных транзисторов п-р-п типа с $f_r = 400 - 500$ Мгц, имеющих емкости коллектор-база $\approx 2 - 3$ пф и повышенное обратное напряжение база-эмиттер.

Входной формирователь играет важную роль в работе декады, определяя ее входные параметры. Он включает в себя ограничитель входных сигналов (R_1, D_1, D_2), эмиттерный повторитель T_1 , усилитель T_2 , триггер на ТД₁, который запускается транзистором T_3 , и одновибратор ТД₂. Существенно улучшило работу формирователя введение запускающего транзистора T_3 п-р-п типа и применение гальванических связей в этом узле. Коллекторный ток T_3 , проходя через ТД₁, осуществляет запуск триггера. В отсутствие сигнала величина этого тока равна $\sim 2,5$ ма, а изменение его на ± 2 ма вызывает включение и выключение триггера. Наличие индуктивности в триггере обеспечивает формирование ступенчатого сигнала со сравнительно постоянной амплитудой и фронтом независимо от формы входного сигнала в диапазоне от 0 до частот свыше 200 Мгц.

Максимальный коллекторный ток T_3 ограничивается с помощью диода D_8 и сопротивления R_2 до значения $\sim (5-6)$ ма. Установка среднего тока производится потенциометром R_3 . Ограничение запускающих триггер токов устранило деградацию ТД, возникавшую при повышенных входных сигналах из-за больших средних диффузионных токов в ТД. Отметим, что применение T_3 , обладающих малыми емкостями, позволило устанавливать в триггере ТД со сравнительно большой емкостью ~ 7 пф.

Усилитель T_2 отличается тем, что в нем применено ограничение по току. Цепочка диодов D_5, D_6 и сопротивление R_4 выполняют роль ограничителя тока и элемен-

та обратной связи усилителя. Общий ток, протекающий через диоды, равен ~ 16 ма. В исходном состоянии половина тока идет через диод D_5 в эмиттер T_2 ($I_{э ср}$), а вторая половина — через диод D_6 на землю. Если рассмотреть дифференциальное сопротивление, действующее в эмиттере T_2 , в зависимости от тока эмиттера, то получится кривая, как показано на рис. 2. При малых сигналах дифференциальное сопротивление мало ~ 15 ом и усиление каскада максимально. Однако сопротивление по постоянному току из-за нелинейности диодов раза в 3 больше и, следовательно, стабильность каскада по постоянному току соответственно выше, чем если бы в эмиттере стояло омическое сопротивление ~ 15 ом. Когда входной сигнал превышает некоторое значение, то величина дифференциального сопротивления делает резкий скачок вверх и усиление каскада практически падает до нуля. Кроме того, диод D_5 предотвращает пробой перехода база-эмиттер T_2 , так как величина допустимого обратного напряжения перехода равна $\sim 0,3$ в.

Осуществление связей по постоянному току в схеме обеспечивается цепочкой диодов $D_7, D_{12}, D_{13}, D_{14}$. Они же делают режим этого устройства малозависимым от питающего напряжения. Индуктивность в коллекторе T_2 , а также собственные емкости диодов D_5 и D_6 используются для высокочастотной коррекции. Вход усилителя T_2 допускает подачу сигналов с амплитудой свыше 2 в. Однако, чтобы повысить надежность устройства, перед ним стоит эмиттерный повторитель T_1 с диодным ограничителем входного сигнала (D_1, D_2, R_1). При малых сигналах ограничитель снижает амплитуды их не более чем на 10%. Шунтирующее влияние диодов при высоких частотах корректируется включением небольшой емкости параллельно R_1 . Входные сигналы свыше 2 в после ограничителя не превышают 0,8–0,7 в. Вход формирователя согласован под 75-омный кабель.

Более простой вариант входной части формирователя показан на рис. 3. Он обеспечивает надежный запуск триггера на ТД до максимальной частоты ~ 110 Мгц. Это балансный усилительный каскад на высокочастотных транзисторах T_1, T_2 типа п-р-п, в котором аналогичным способом коллекторным током триода T_2 запускается триггер на ТД. Транзисторы допускают на входе сигналы до ~ 2 в, а запускающий триггер ток строго ограничен величиной ~ 6 ма.

В выходной части формирователя для запуска последующей двоячной пересчетной схемы стоит одновибратор на $ТД_2$. Он вырабатывает короткие (~ 2 нсек) импульсы отрицательной полярности. Запуск одновибратора производится импульсами, получающимися после дифференцирования сигнала с триггера. Амплитуда этих импульсов мало зависит от частоты и величины входного сигнала. При необходимости этим можно успешно воспользоваться для коммутации входного сигнала. Снижение тока в делителе, задающем режим одновибратора, до величины менее 1 ма запирает одновибратор. Управление током делителя может производиться, как и при запуске триггера, транзистором, который ставится вместо сопротивления R_5 .

Двоичная пересчетная схема с двумя последовательными туннельными диодами ТД₃ и ТД₄ оставлена без изменения^{/2/}. Проверка ее работы показала, что она хорошо работает как при очень низких частотах, так и при высоких, выше 210 Мгц. Напряжение питания двоичной пересчетной схемы задается и стабилизируется диодом Д₁₀, включенным в проводящем направлении, и выбирается в пределах 1,08–1,15 в, варьируя ток через диод.

Промежуточное формирование в рассматриваемой декаде значительно упрощено. Благодаря применению триодов п–р–п типа, имеющих относительно малые межэлектродные емкости, удалось осуществить гальваническую связь между двоичной и пятиричной пересчетными схемами. Посредством эмиттерного повторителя Т₄ и усилительного каскада на Т₅, эмиттер которого смещен с помощью диодов Д₉ и Д₁₁, сигналы прямоугольной формы с двоичной ячейки поступают на вход пятиричного кольца. Здесь амплитуда импульсов отрицательной полярности достигает величины ~ 0,9 в. Установка исходного потенциала на входе пятиричной схемы U_{вх} макс., равного ~ +1,65 в, производится потенциометром R₆.

Пятиричная пересчетная схема построена на транзисторах типа п–р–п. По своим параметрам эти триоды наиболее перспективны для использования в подобного рода кольцевых, ключевых пересчетных схемах. Принцип работы кольца был рассмотрен ранее^{/2,3/}. Здесь приведен статический расчет схемы и рассмотрен вопрос допустимых отклонений по величине элементов и питающих напряжений, относящихся к кольцу.

На рис. 4а показана одна из 5 цепей с транзисторными ключами (выделена утолщенными линиями) кольцевой пересчетной схемы. Общий ток I_Σ, проходящий через коллекторное сопротивление R_к, далее может протекать как через цепь диод Д–сопротивление R_б, так и через транзисторы Т₂, Т₃. В каждом ключе (Т₁–Т₂, Т₃–Т₄ и т.д.) токи в коллекторах определяются эмиттерным током, т.е. сопротивлением R_э и напряжением U_п. В зависимости от того, проводят триоды Т₂ и Т₃ или нет, напряжение на базе U_б транзистора Т₁ принимает три различных значения U'_б, U''_б и U'''_б (рис. 4,б).

Случай 1. Триоды Т₂ и Т₃ заперты. Ток I_{к0} (< 1 мка) и ток базы триодов (β_{СТ} > 30) не учитываем вследствие их относительно малой величины. Тогда получаем:

$$I'_б = I_Σ = \frac{U_п - U_д}{R_к + R_б}, \quad (1)$$

где U_{п+} – напряжение питания коллекторов, U_д – падение напряжения на стабилитроне. Динамическим сопротивлением стабилитрона (для Д808 меньше 7 ом) пренебрегаем.

В итоге имеем:

$$U'_6 = I'_6 R_6 = \frac{(U_{п+} - U_d)}{R_k + R_6} \cdot R_6. \quad (2)$$

Случай 2. Один из триодов открыт. Учитывая, что

$$I_k = I_3 = \frac{U_{п-} + U_{эср}}{R_3}, \quad (3)$$

где $U_{п-}$ - напряжение питания эмиттеров, $U_{эср}$ - среднее напряжение эмиттеров, а

$$U_{эср} = \frac{U'_6 + U_{вх макс} - U_{бэ}}{2}, \quad (4)$$

где $U_{бэ}$ - напряжение база-эмиттер триодов, получаем:

$$I'_6 = I_{\Sigma} - \Delta I = \frac{U_{п+} - U_d}{R_k + R_6} - \frac{(U_{п-} + U_{эср}) \cdot R_k}{R_3 (R_k + R_6)} \quad (5)$$

и соответственно

$$U''_6 = I'_6 \cdot R_6 = U'_6 - \Delta U_6, \quad (6)$$

где

$$\Delta U_6 = \frac{(U_{п-} + U_{эср}) R_k}{R_3 (R_k + R_6)} R_6. \quad (7)$$

Случай 3. Оба триода открыты. В этом случае

$$I'''_6 = I_{\Sigma} - 2\Delta I = \frac{U_{п+} - U_d}{R_k + R_6} - \frac{2(U_{п-} + U_{эср}) R_k}{R_3 (R_k + R_6)}, \quad (8)$$

а

$$U'''_6 = I'''_6 \cdot R_6 = U'_6 - 2\Delta U_6. \quad (9)$$

Решая совместно уравнения (2) и (7), находим

$$R_k = \frac{(U_{п+} - U_d) R_3 \Delta U_6}{(U_{п-} + U_{эср}) U'_6} \quad (10)$$

и

$$R_6 = \frac{(U_{п+} - U_d) R_3 \Delta U_6}{(U_{п-} + U_{эср})(U_{п+} - U_d - U'_6)}. \quad (11)$$

Поскольку максимально допустимая мощность, рассеиваемая коллектором, $P_k = 50$ мвт, а напряжение на коллекторе определяется стабилитроном, $U_d \approx 7,7$ в, то отсюда с некоторым запасом определяем величину эмиттерного тока, $I_{\text{э}} \approx 5$ ма. Нужно заметить, что в рассматриваемой схеме желательно использовать стабилитроны с $U_d = (4-5)$ в, что дает возможность выбрать больший эмиттерный ток и увеличить быстродействие кольца. Величину напряжений питания определяем из условий нормальной и экономичной работы кольца, $U_{\text{п}+} = 18$ в, $U_{\text{п}-} = -5$ в. Снизить величину $U_{\text{п}-}$ и совместить его с питанием формирователя удалось после соответствующего анализа и проверки, которые показали, что работа кольца в этом случае практически не ухудшается.

Задаем уровни напряжения на базе $U_{\text{б}}$:

$$U'_{\text{б}} = 2,1 \text{ в}, \quad U''_{\text{б}} = 1,2 \text{ в}, \quad U'''_{\text{б}} = 0,3 \text{ в}, \quad \Delta U_{\text{б}} = 0,9 \text{ в}.$$

Принимая $U_{\text{бэ}} = 0,4$ в, из (4) имеем, что $U_{\text{э ср}} = 1,5$ в, а из (3) получаем $R_{\text{э}} \approx 1,3$ ком.

Подставляя соответствующие значения и в выражения (10) и (11) найдем $R_k \approx 910$ ом и $R_{\text{б}} \approx 220$ ом.

Теперь рассмотрим допустимые отклонения по величине элементов, входящих в кольцо. Близкое к оптимальному соотношение для данной схемы в величинах входного напряжения и напряжения $U_{\text{б}}$ и их относительное положение по постоянному току показано на рис. 46. Как показывает анализ указанных 3 случаев, наиболее чувствительным к разбросу параметров схемы является случай 2.

Смещение $U''_{\text{б}}$ относительно входного сигнала не вызовет нарушения работы кольца, если $U''_{\text{б}}$ не приближается к крайним значениям $U_{\text{вх}}$ ближе, чем на 0,1-0,15 в. Последняя величина определяется необходимостью четкого включения или выключения триодов в каждом ключе (T_1-T_2 , T_3-T_4 , и т.д.). Таким образом, для $U''_{\text{б}}$ допустимо изменение в пределах $\pm(0,3-0,35)$ в. Расчеты с помощью формул (5) и (8), учитывая отклонения рассчитанных значений элементов схемы ($R_{\text{э}}$, R_k , $R_{\text{б}}$, U_d) на $\pm 5\%$, при наиболее неблагоприятном соотношении их, показывают, что смещение $U''_{\text{б}}$ не превышает $\pm 0,3$ в. Напряжения питания при этом считаются постоянными. Поскольку диоды Д808 имеют разброс в значениях напряжения стабилизации от 7 до 8,5 в, то их следует отбирать по группам в пределах $\pm 5\%$. Отбора триодов в кольце практически не требуется (желательно лишь, чтобы у них было $\beta_{\text{СТ}} > 30$).

В практически выполненных схемах пятиричного кольца использованы элементы с точностью в пределах $\pm 2\%$, благодаря чему допускаются значительные ($\sim \pm 15\%$) изменения напряжений питания при сохранении нормальной работы кольца. Проверка быстродействия кольца показала его работоспособность до частот свыше 140 Мгд.

Выходной формирователь, кроме своего основного назначения, выполняет роль буферного каскада, развязывающего пятиричную пересчетную схему от последующих устройств. Как видно из рис. 4,5 сигнал U_6 , который используется в качестве выходного, имеет ступенчатую форму, что в случае дифференцирования этого сигнала может привести к ошибкам в запуске последующей пересчетной схемы.

Формирователь представляет собой пороговое устройство на триодах T_{16} , T_{17} п-р-п типа и гальванически связан с кольцом. Порог срабатывания каскада равен $\sim +1,8$ в и задается делителем на базу T_{17} . Если потенциал базы T_{16} ниже этой величины, то через коллекторное сопротивление транзистора T_{17} течет ток ~ 4 ма. Он переключается в триод T_{16} , когда потенциал базы последнего превышает $+1,8$ в. На выходе формирователя получаются импульсы прямоугольной формы с амплитудой $\sim 2,5$ в. Подключенные нагрузки не сказываются на работе кольца.

Было выполнено несколько пересчетных декад по рассмотренной выше схеме, которые оказались достаточно идентичны по всем основным параметрам. На рис. 5 представлена входная амплитудно-частотная характеристика декады. Измерение максимальных амплитуд входных сигналов не производилось, но они по крайней мере больше 2-2,5 в. Ограничение чувствительности в области низких частот зависит от выбранных переходных емкостей на входе декады. Из-за отсутствия необходимых приборов максимальная частота декады точно не определена, хотя она превышает 210 Мгц. Учитывая максимальное быстродействие пятиричного кольца (более 140 Мгц) и возможность повышения скорости работы двоичной пересчетной схемы путем отбора ТД и более тщательной настройки ее кажется возможным достигнуть в подобной схеме предельных частот свыше 250 Мгц.

При нагревании декада сохраняла работоспособность до температуры свыше 55°C . При этом лишь повышался нижний порог срабатывания, но не более чем в 2 раза на всех частотах.

Потребление всего устройства составляет 100 ма при $+18$ в и 120 ма при -5 в. Изменение напряжений питания $+18$ на $\pm 12\%$, -5 на $\pm 17\%$ не вызывает нарушений в работе декады.

Применение декады в частотомере ЧЗ-4

Малые размеры декады и низкая потребляемая ею мощность сделали возможным разместить как самую декаду, так и необходимый для нее источник питания в габаритах сменного блока преобразования (рис. 7). Схема стабилизированного выпрямителя для питания пересчетной декады показана на рис. 1. Удалось обойтись одним стабили-

заторм с выходным напряжением ~ 23 в и эмиттерным повторителем в качестве делителя напряжения, чтобы получить два источника питания $+18$ в и -5 в. Схема стабилизатора проста и компактна и обеспечивает стабильность выходного напряжения лучше 0,2% при пульсации менее 1 мв. Для питания выпрямителя используется напряжение 6,3 в, которое подведено к разъему сменного блока. Однако предусмотрена возможность питания от сети 220 в в случае применения декады в качестве самостоятельного делителя частоты.

Контроль питающих напряжений и токов производится по прибору U с помощью переключателей P_1 (положение 1,2) и P_2 , выведенных на переднюю панель. В положении 3 переключателя P_1 по прибору U можно следить за величиной входного сигнала, что весьма полезно в процессе измерения частоты. В качестве детектора входного сигнала применен пиковый детектор на диодах D_3, D_4 , который вместе с сопротивлением R_7 и прибором U (микроамперметр на 100 мка) обеспечивает измерение входного сигнала до 1 в. На рис. 6 показана градуировочная кривая детектора на частоте 20 Мгц. За счет подачи на диоды D_3 и D_4 смещения в проводящем направлении $\sim 0,15$ в стало возможным и измерение малых сигналов. Точность измерения входных сигналов во всем диапазоне частот лучше $\pm 10\%$. Более точное измерение входного сигнала до величины $\sim 0,3$ в (без предварительного деления) можно получить при замене в детекторе обычных диодов на обращенные из арсенида галлия, используя их туннельную ветвь.

Выход декады подключается к тому же контакту разъема, к которому подходил и выход преобразователя. Амплитуда выходного сигнала ($\sim 2,5$ в) достаточна для четкого запуска последующего устройства. Таким образом, при замене сменного блока преобразователя на блок декадного делителя не требуется никакого изменения в основной схеме частотомера. Кроме указанных выше достоинств такого усовершенствования частотомера, проверка показала, что измеряемая им частота повысилась до ~ 110 Мгц при улучшенной чувствительности.

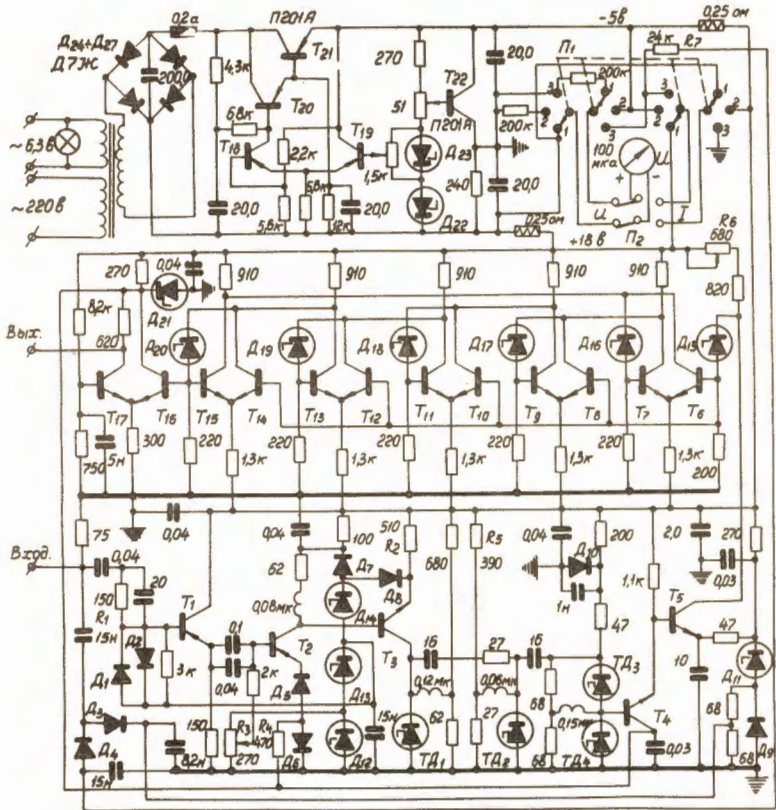
В заключение нужно отметить, что в статье рассмотрено лишь одно применение быстродействующей пересчетной декады. Благодаря своим достаточно универсальным параметрам декада может быть использована во многих других электронных приборах, включая и устройства, где необходима индикация ее состояний^{/2/}.

Автор считает необходимым выразить благодарность Ю.Н. Денисову за внимание и поддержку в работе и П.П. Гавришу за помощь в изготовлении рассмотренных устройств.

Л и т е р а т у р а

1. Ю.Н. Денисов, Ю.И. Соусов, П.Т. Шишляльников. Препринт ОИЯИ 1555, Дубна, 1964.
2. Ю.Н. Денисов, В.М. Лачинов, В.И. Прилипко. Препринт ОИЯИ 1705, Дубна, 1964.
3. R.Engelmann. Electronics, 36, No. 46, 19(1963).

Рукопись поступила в издательский отдел
12 июня 1965 г.



$T_{18} \div T_{20}$ - П16А, $T_{D1} \div T_{D4}$ - 3ИЭ01Г, $D_1 \div D_4$ - Д18,
 D_{20} - Д102, $D_{11} \div D_{22}$ - Д808, D_{23} - Д810

Рис. 1. Принципиальная схема пересчетной декады и стабилизированного источника питания.

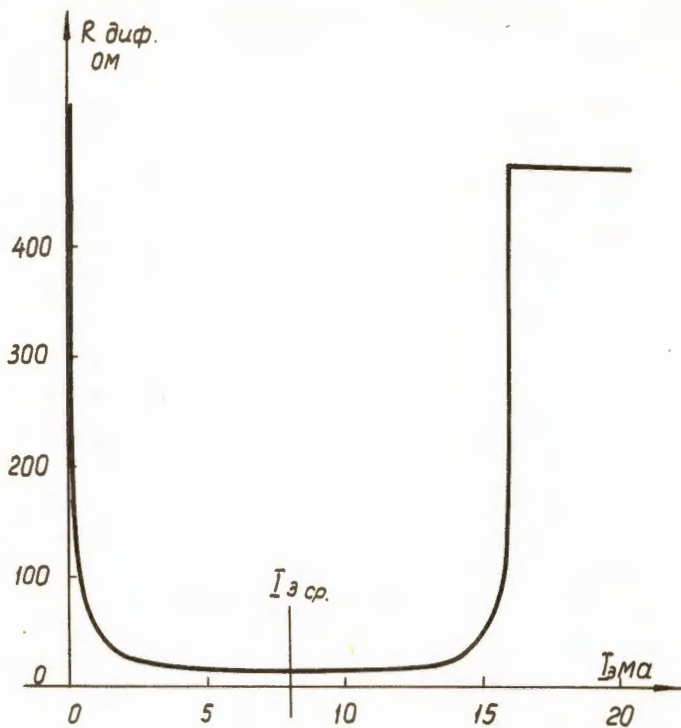


Рис. 2. Зависимость дифференциального сопротивления в эмиттере усилительного каскада от тока эмиттера.

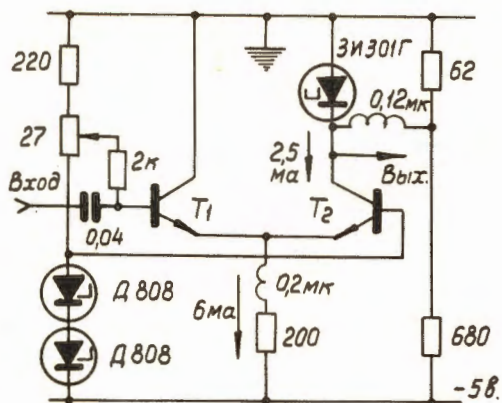


Рис. 3. Упрощенный вариант узла входного формирователя.

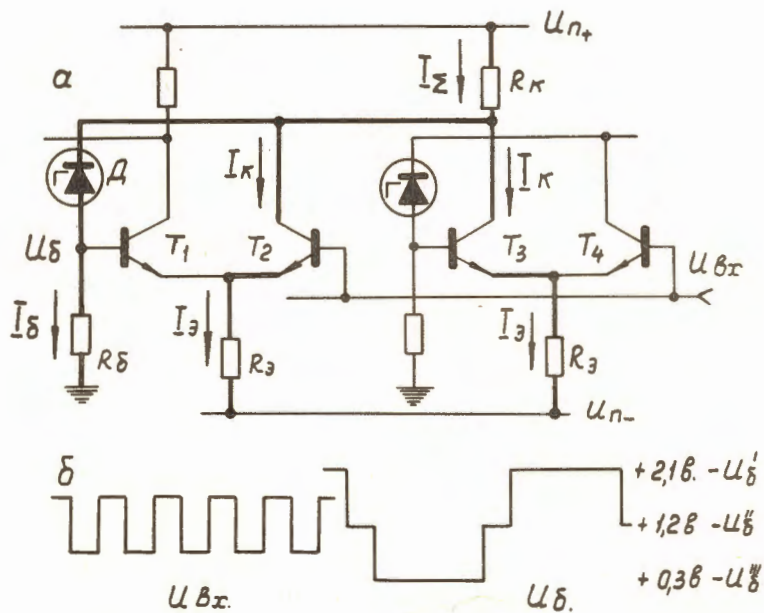


Рис. 4. Схема одной из цепей пятиричного пересчетного кольца и эпюры его входного и выходного напряжений.

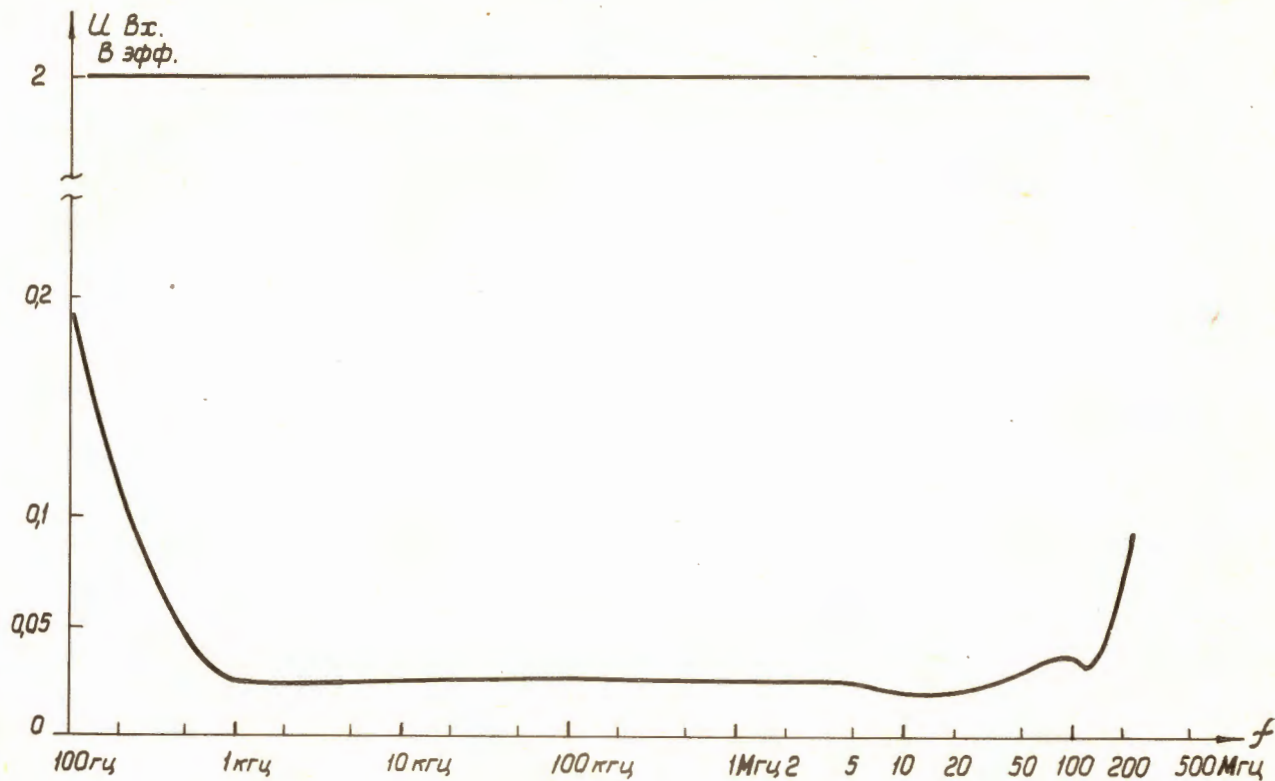


Рис. 5. Входная амплитудно-частотная характеристика пересчетной декады.

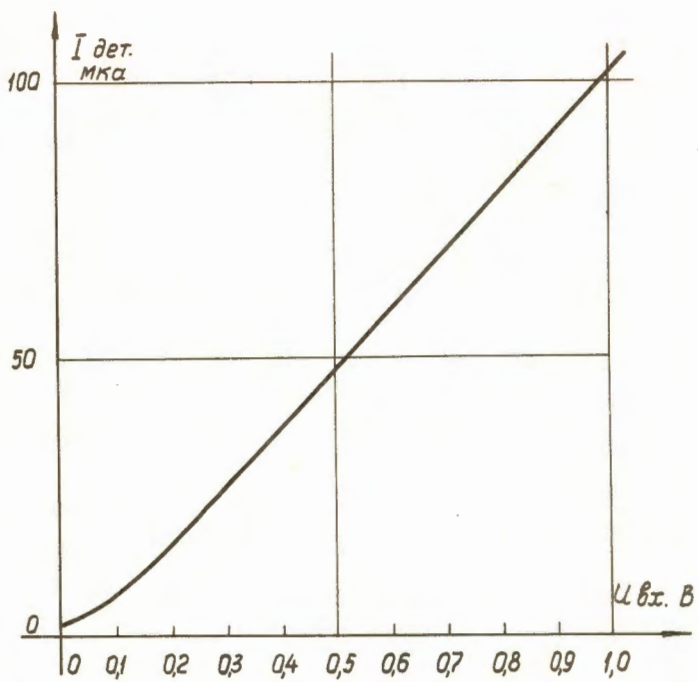


Рис. 6. Градуировочная кривая детектора амплитуды входного сигнала.

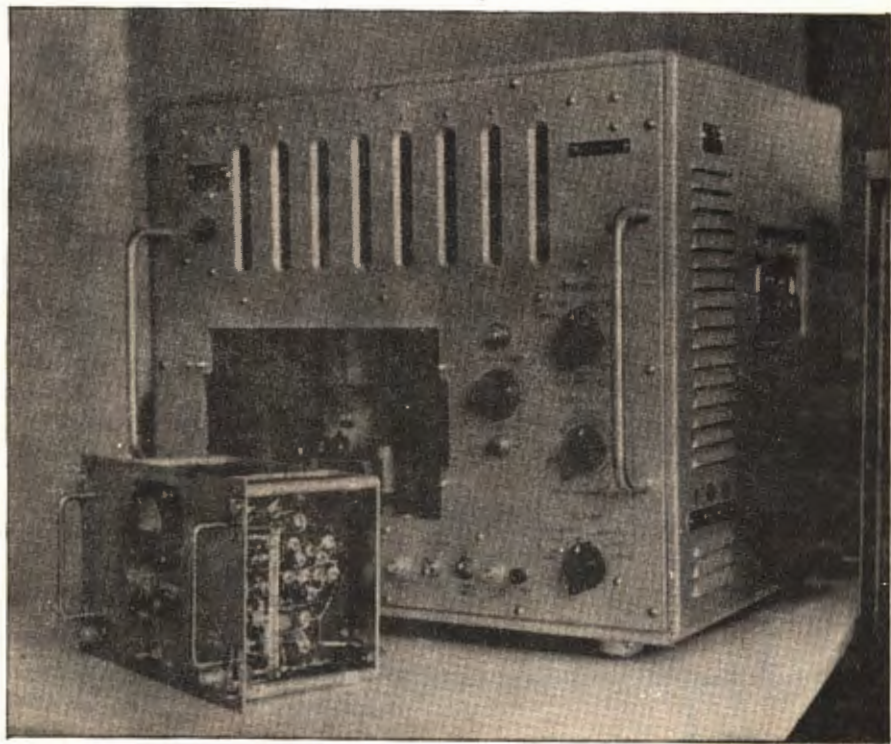


Рис. 7. Внешний вид сменного блока декадного пересчета для частотомера ЧЗ-4.