

ОБРАЗЦОВЫЙ ГЕНЕРАТОР ПРЯМОУГОЛЬНОГО НАПРЯЖЕНИЯ С РЕГУЛИРУЕМЫМИ СКВАЖНОСТЬЮ И ЧАСТОТОЙ

М. С. РОЙТМАН, Г. П. ТРОФИМОВ, Л. А. НАУМОВ, А. В. СОКОЛОВ

(Представлена научным семинаром кафедры радиотехники)

В комплексе задач по повышению точности и обеспечению единства измерений напряжений вольтметрами различных систем (амплитудного, действующего и среднего значений) важное значение имеет задача учета влияния формы напряжения на показания прибора как при поверках, так и при эксплуатации [1]. При этом экспериментальному подходу отдается первостепенное значение ввиду существенных математических трудностей при аналитическом разрешении задачи.

Для теоретического анализа необходимо располагать точной математической аппроксимацией динамической характеристики вольтметра и затем, в общем случае, решать нелинейные дифференциальные уравнения.

Проблема калибровки и экспериментальной оценки влияния формы кривой напряжения на вольтметры различных систем в значительной мере решается при наличии образцового генератора прямоугольного напряжения с регулируемыми параметрами. Здесь и далее под образцовым понимается генератор, параметры сигнала которого известны с высокой точностью. Генератор прямоугольного напряжения становится поистине универсальным средством, если имеется возможность точного взаимонезависимого регулирования в широких пределах частоты, скважности и амплитуды напряжения при пренебрежимо малой относительной длительности фронтов.

Возможны два принципиально различных пути построения генераторов. Первый путь — это когда осуществляется безрефлексная генерация требуемых функций, т. е. когда в системе нет чувствительных к определенным параметрам сигнала обратных связей.

Второй — когда имеются встроенные узлы контроля параметров сигнала (узлы выделения погрешности) и их авторегулирования (рефлексные генераторы). Заметим, что к образцовым генераторам предъявляются столь высокие требования к стабильности параметров сигналов, что корректировка вручную практически исключается.

Если пока отвлечься от «цены затрат» и стремиться к получению наилучших метрологических характеристик, то выбор пути определяется ответом на альтернативу: что может быть сделано с большей точностью: 1) синтезирование сигнала с заданными параметрами или 2) оценка отклонения соответствующего параметра сигнала от заданного значения. В общем случае, обоснованный ответ может быть получен только после детального изучения вопросов безрефлексной генерации и потенциальной точности встроенных систем поверки параметров сигнала.

Известные методы измерения амплитудного значения напряжения не позволяют пока создать встроенные системы активной* поверки амплитуды с погрешностью, меньшей $0,05 \div 0,1\%$. Имеется реальная возможность свести погрешность измерения амплитуд к величине порядка $0,01\%$, используя метод одновременного сравнения подстановкой и осциллограф в качестве нуль-индикатора. Но подобного рода систему весьма затруднительно автоматизировать.

Что касается измерения временных интервалов, то здесь удовлетворительные результаты могут быть получены при использовании фазовых методов. Однако в этом случае резко возрастают объем и сложность оборудования, что нежелательно. Данное замечание справедливо и при использовании метода подсчета числа импульсов, укладывающихся в определенный интервал.

Таким образом, предпочтение следует отдать безрефлексным системам. Сравнительный анализ реализаций безрефлексных генераторов [2] показал, что наиболее рационально его построение на базе транзисторных ключей и триггеров. Варьируя режим входной цепи транзисторного ключа, можно сравнительно легко при заданной нагрузке получить очень малый температурный и временной дрейф напряжения коллектор-эмиттер сплавного транзистора в области насыщения [3], а следовательно, и высокую стабильность амплитуды выходного сигнала**. Триггеры, как и другие дискретные схемы, могут обеспечить высокую точность установки временных интервалов [4].

По сравнению с другими дискретными делителями частоты триггеры имеют ряд общеизвестных преимуществ. Очевидно, при использовании статических триггеров установка частоты и скважности будет осуществляться дискретно с кратностью 2. Однако дискретная регулировка параметров является характерной для образцовой аппаратуры.

Определим требования к скважности прямоугольного напряжения. Для этого рассмотрим систему генератор-вольтметр с закрытым входом. Считаем пока, что постоянная времени входной цепи вольтметра бесконечно велика и, следовательно, спад вершины прямоугольного напряжения отсутствует. Амплитудное, действующее и среднее значения прямоугольного напряжения зависят от скважности, т. е. в общем случае $U_x = f(Q)$. Колебания скважности около установленного значения определяют нестабильность соответствующего напряжения U_x . Эту связь удобно найти в виде

$$\frac{dU_x/U_x}{dQ/Q} = f(Q), \quad (1)$$

откуда для заданной погрешности напряжения найдем допустимое относительное отклонение скважности.

Задавая величину перепада напряжения $2U$ (рис. 1) и учитывая равенство площадей положительной и отрицательной полуволны, найдем амплитуду прямоугольного напряжения после разделительной емкости:

$$U_m = \frac{2(Q-1)}{Q} U. \quad (2)$$

Приравнивая сумму указанных площадей некоторому среднему выпрямленному*** напряжению, действующему в течение периода, т. е. величине

* Под активной понимается поверка, результаты которой используются для устранения отклонений параметров сигнала от нормы.

** Из дальнейшего видно, что нестабильность параметров закрытого транзистора не влияет на характеристики выходного сигнала.

*** В дальнейшем будем употреблять термин «среднее напряжение».

$U_0 T$, получим

$$U_0 = \frac{4(Q-1)}{Q^2} U. \quad (3)$$

Аналогично для действующего значения напряжения

$$U_m^2 T_n + (U_m')^2 (T - T_n) = U_d,$$

откуда

$$U_d = \frac{2\sqrt{Q-1}}{Q} U. \quad (4)$$

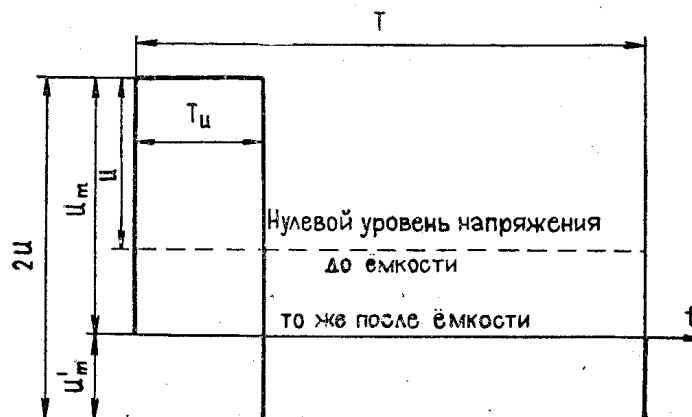


Рис. 1.

Полученные соотношения позволяют найти пикфактор

$$K_p = \frac{U_m}{U_d} = \sqrt{Q-1} \quad (5)$$

и коэффициент формы напряжения

$$K_F = \frac{U_d}{U_0} = \frac{Q}{2\sqrt{Q-1}}, \quad (6)$$

что удобно для сопоставления результатов калибровки синусоидальным и прямоугольным напряжениями.

Значения U_0 , U_d , K_p и K_F , рассчитанные для некоторых значений скважности, и $U=10$ в, приведены в табл. 1. Для существующих

Таблица 1

Q	U_m	U_d	U_0	K_p	K_F
2	10,000	10,000	10,000	1,000	1,000
4	15,000	8,660	7,500	1,732	1,155
8	17,500	6,615	4,375	2,646	1,512
16	18,750	4,837	2,344	3,873	2,066

щих вольтметров пикфактор калибровочного напряжения не превышает 4. Из приведенных данных видно, что это значение K_F достигается при $Q=16$. Следовательно, указанный ряд значений скважностей можно считать достаточным.

Дифференцируя выражения (2), (3) и (4) по скважности и учитывая полученные соотношения для U_m , U_0 и U_d , найдем зависимости вида (1). Эти зависимости и их численные величины для нескольких значений скважности приведены в табл. 2.

Таблица 2

Допустимые отклонения скважности прямоугольного напряжения при погрешности по напряжению $3 \cdot 10^{-4}$

Q	Для амплитудного	Для действующего	Для среднего
	$\frac{dQ}{Q} \cdot 10^{-4}$	$\frac{dQ}{Q} \cdot 10^{-4}$	$\frac{dQ}{Q} \cdot 10^{-4}$
2	3,0	—	—
4	9,0	9,0	4,5
8	21,0	7,0	3,5
16	45,0	6,4	3,2

Лучшие отечественные вольтметры амплитудного, действующего и среднего значений напряжений имеют класс точности 0,2-0,3. Для их калибровки и поверки достаточно иметь погрешность по напряжению

$$dU_m/U_m = dU_0/U_0 = dU_d/U_d = 3 \cdot 10^{-3}.$$

Рассчитанные по зависимостям табл. 2 допустимые значения dQ/Q приведены в табл. 3.

В конечном счете требуемая нестабильность скважности определяет максимальную частоту генерируемого напряжения. По нашей оценке

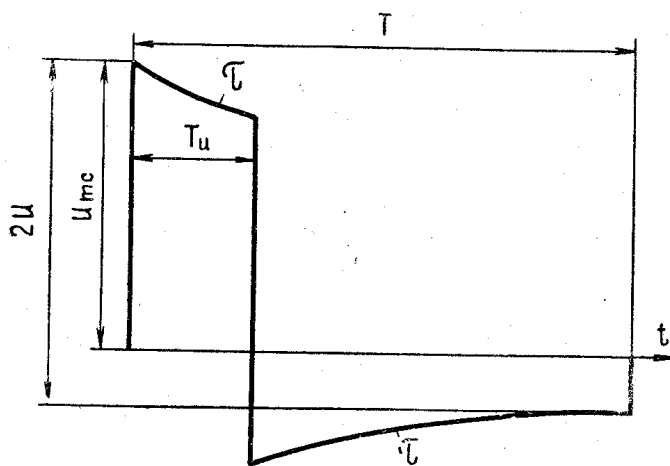


Рис. 2.

для транзисторных схем в обычном исполнении эта частота ограничена величиной 10 кГц.

Верхняя частота генерируемого напряжения ограничена также допустимыми потерями энергии сигнала за счет конечной длительности переключения транзисторных ключей. Для сплавных транзисторов это время находится в пределах 100 нсек, что не позволяет увеличить частоту генерации выше 10 кГц (без ухудшения характеристик выходного напряжения).

Рассмотрим теперь случай, когда постоянная времени входной цепи вольтметра конечна. Экспоненциальный спад вершины прямоугольного импульса приводит к дополнительным погрешностям по амплитудному, действующему и среднему значениям напряжения.

Амплитуду напряжения при наличии разделительной емкости (рис. 2) найдем из очевидного соотношения

$$(U_{mc} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} - 2U) e^{-\frac{t-T_u}{\tau}} + 2U = U_{mc},$$

откуда

$$U_{mc} = \frac{1 - e^{-\frac{T-T_n}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} 2U. \quad (7)$$

При разложении экспоненциальных членов в ряд и учете лишь двух членов разложения получим

$$U_{mc} = \left(1 + \frac{1}{Q} \cdot \frac{1}{2\tau f - 1} \right) U_m, \quad (8)$$

где в окончательном выражении период заменен частотой. Дополнительное относительное изменение U_{mc} по сравнению с U_m составит

$$\delta U_{mc} = \frac{1}{Q(2\tau f - 1)}. \quad (9)$$

Учитывая равенство площадей положительной и отрицательной полуволны, для среднего за период напряжения имеем

$$U_{oc} = 2 \int_0^{T_n} U_{mc} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \cdot dt.$$

После подстановки в это равенство значения U_{mc} из выражения (8) и выполнения преобразований можно получить

$$U_{oc} = \frac{2\tau f}{2\tau f - 1} U_0 \quad (10)$$

$$\delta U_{oc} = \frac{U_{oc} - U_0}{U_0} = \frac{1}{2\tau f - 1}. \quad (11)$$

Аналогично для действующего значения напряжения можно найти

$$U_{dc} = U_d \sqrt{\frac{Q+1}{Q} \cdot \frac{2\tau f}{2\tau f - 1}}, \quad (12)$$

$$\delta U_{dc} = \sqrt{\frac{Q+1}{Q} \cdot \frac{2\tau f}{2\tau f - 1}} - 1. \quad (13)$$

Постоянная времени разделительной цепи вольтметров различных систем колеблется в пределах $0,01 \div 0,5$ сек, и дополнительная величина погрешности по всем значениям напряжения на низких частотах составит значительную величину. Для учета поправки необходимо знать истинную величину τ .

Генератор реализован по функциональной схеме, приведенной на рис. 3.

Формирователь (Ф) преобразует синусоидальные колебания задающего ЛС — генератора (ЗГ) в остrokонечные импульсы для запуска триггерных схем. Пересчетная схема на триггерах TrI—Tr10 определяет частоту выходного прямоугольного напряжения в соответствии с требуемым коэффициентом перекрытия частотного диапазона (2^{10}).

Триггеры Tr11—Tr20 и клапан В образуют схему формирования скважности. Работа схемы поясняется временными диаграммами, приведенными на рис. 4. Клапан представляет собой транзисторную последовательную схему совпадения отрицательных сигналов и имеет два входа: потенциальный с триггера Tr19 и импульсный с одного из триггеров

Tг11—Tг13 в зависимости от требуемой скважности (положения переключателя В2-1).

Импульсы образованы путем дифференцирования перепадов напряжения с триггеров Tг11—Tг13 и поступают на вентиль В непрерывно.

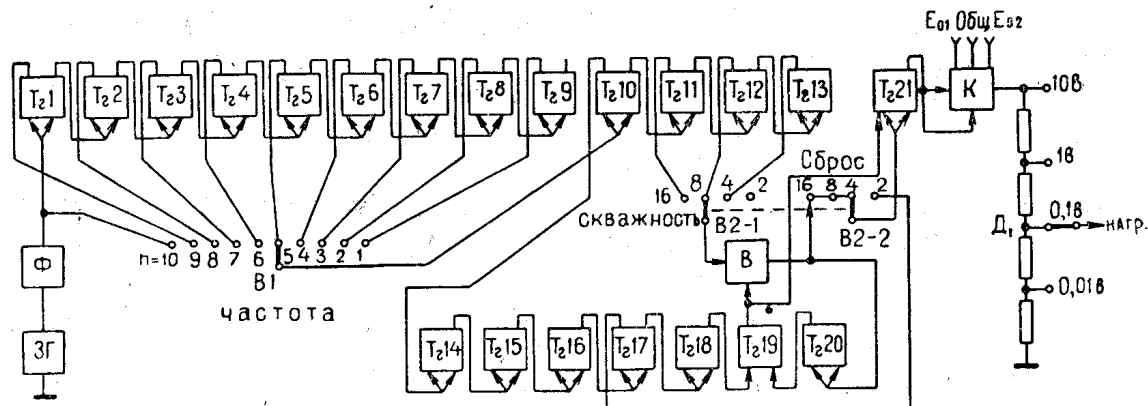


Рис. 3

Сигналы с левого выхода триггера Tг10 через пересчетную схему на триггерах Tг14—Tг18 перебрасывают Tг19 в состояние, при котором на его левом выходе устанавливается высокий отрицательный потенциал.

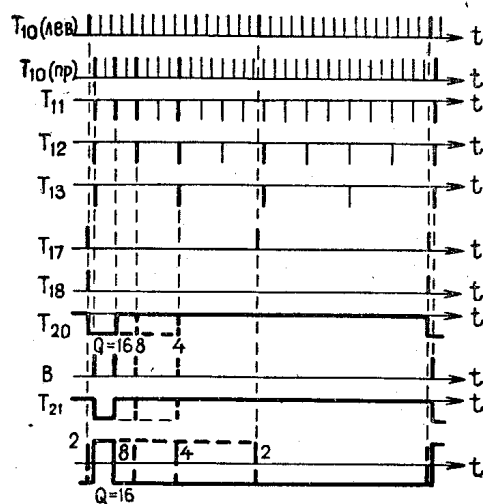


Рис. 4.

Вентиль В подготавливается к работе. Спустя полпериода работы Tг10 очередной импульс с одного из триггеров Tг11—Tг13 приводит к срабатыванию вентиля В, выходной сигнал которого перебрасывает триггер Tг20 и через переключатель В2-2 триггер Tг21. Второй выходной импульс вентиля В, возникающий в зависимости от положения переключателя В2-1, по второму импульсу одного из триггеров Tг11—Tг13 перебрасывает триггеры Tг20 и Tг21 в исходное положение.

Сигнал с Tг20 возвращает Tг19 в состояние, при котором на его левом выходе устанавливается нулевой потенциал. При этом вентиль на третий импульс не реагирует. Следующие два импульса схема совпадения выдает после очередного срабатывания Tг19 по левому входу.

Таким образом, в течение интервала времени между двумя этими импульсами триггер Tг21 находится в одном состоянии, а в течение остальной части периода, определяемого триггером Tг19, в другом. Сигналы с триггера Tг11 образуют скважность 16, с Tг12—8, с Tг13—4. Скважность 2 образуется путем обычного деления триггером Tг21 частоты сигналов с левого выхода Tг17 (на рис. 4 показаны лишь сигналы с правого выхода Tг17, фактические сигналы сдвинуты на полпериода работы Tг17).

Для получения малой погрешности по скважности в схеме генератора использованы высокочастотные триггеры со встроенными эмиттерными повторителями, основные транзисторы которых работают в ненасыщенном режиме. Длительность перепадов напряжения триггера величиной 9,5 в составляет 40 нсек.

Одинаковое разнополярное напряжение получено при помощи перекидного транзисторного ключа К (рис. 3 и рис. 5).

При поступлении высокого отрицательного уровня с триггера Тг21 открыт транзистор ПП₁ и напряжение на нагрузке $+U$, при нулевом уровне сигнала триггера напряжение на нагрузке отрицательно ($-U$).

Для получения одинакового разнополярного напряжения на нагрузке (падения напряжения на насыщенных транзисторах, внутренние сопротивления источников E_{01} , E_{02} и проводов различны) э.д.с. источников регулируются.

Статический режим генератора с заданной полярностью выходного напряжения обеспечивается путем подачи на соответствующую базу триггера Тг21 положительного напряжения через контакты 2 и 3 переключателя ВЗ-2 (на общей схеме генератора этот переключатель не показан). В первом и четвертом положении переключателя ВЗ обеспечивается динамический режим генератора. При коммутации транзисторов ПП₁ и ПП₂ получим на нагрузке биполярное прямоугольное напряжение.

Последнее остается равным постоянному, если только падения напряже-

ния на транзисторных ключах и внутреннем сопротивлении источников E_{01} и E_{02} в динамике не изменяются, а емкости этих источников по отношению к «земле» пренебрежимо малы (иначе увеличиваются длительности перепадов и уменьшается действующее значение прямоугольного напряжения).

Для оценки различия напряжения коллектор-эмиттер насыщенного ключа $U_{кэн}$ в статике и в динамике два однотипных транзистора (МП16Б или МП38А) включались по схеме, приведенной на рис. 6. Управляющее напряжение подается с противоположных плеч высокочастотного триггера. Затормаживали триггер то в одном, то в другом состоянии и низкоомным потенциометром r_n добивались равенства напряжений на коллекторах транзисторов в статике. Затем триггер запускался, и изменение $U_{кэн}$ контролировалось потенциометром Р309. В динамике при выходном токе 10 ма напряжение $U_{кэн}$ уменьшалось у транзисторов МП38А на 5 ÷ 10 мкв, а у МП16Б — возрастало на 10 ÷ 20 мкв. Для выяснения причин изменения $U_{кэн}$ варьировались частота коммутации триггера (5 гц ÷ 50 гц) и глубина насыщения, а также контролировались переходные процессы. Исследования показали, что основным влияющим фактором является снижение темпера-

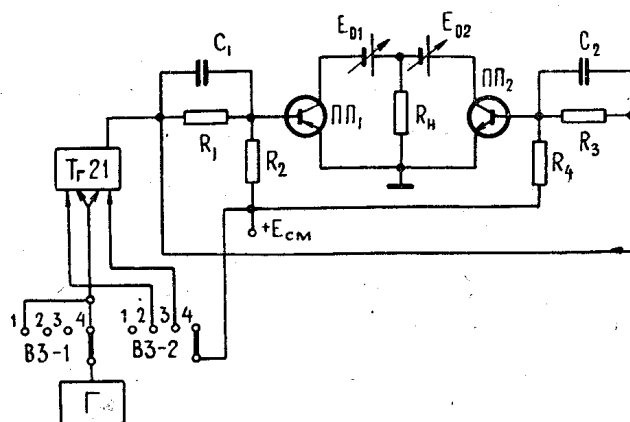


Рис. 5.

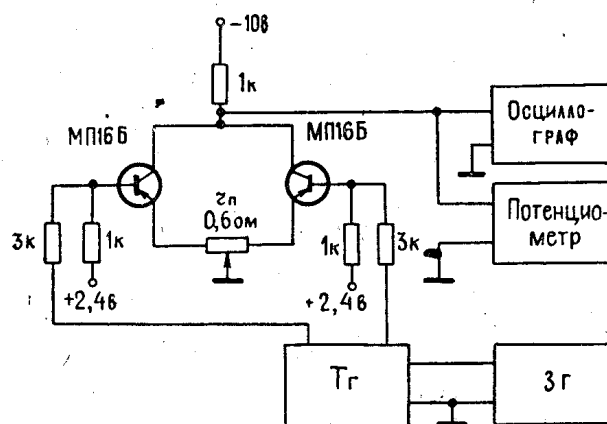


Рис. 6.

туры в транзисторе на переменном токе из-за уменьшения расходуемой в нем мощности (почти в два раза). С увеличением выходного тока ключа эта погрешность возрастает. Поэтому выходной ток генератора выбран равным 10 мА. Данные по температурной и временной стабильности $U_{кэн}$ приведены в работах [2, 3].

Оценим влияние внутреннего сопротивления источников E_{01} и E_{02} . Потребление источника на постоянном токе в два раза выше, чем на переменном. Это приводит к изменению напряжения меандра по сравнению с постоянным на $\Delta U_{и} = \frac{r_{и1} + r_{и2}}{2} I_{и}$.

Внутренние сопротивления реализованных источников $r_{и1} = -0,007$ ом, $r_{и2} = +0,003$ ом, и напряжение меандра повышается на +20 мкВ ($I = 10$ мА). Аналогично можно определить изменение амплитуды для любого значения скважности. Нестабильность напряжений E_{01} и E_{02} не превышает 10^{-6} за 10 минут.

Для изменения паразитной емкости источников E_{01} и E_{02} их питание осуществляется через дополнительный трансформатор Tr2 (рис. 7).

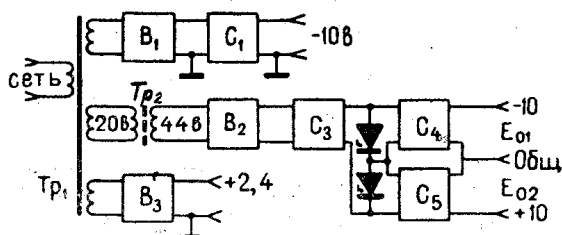


Рис. 7.

Паразитная емкость вторичной обмотки Tr2 относительно «земли» в этом случае определяется последовательно соединенными междуобмоточными емкостями трансформаторов Tr1 и Tr2 и составляет согласно измерениям 80 пФ.

Проверка генератора на постоянном токе производилась потенциометром Р309. На переменном токе для оценки метро-

логических характеристик выходного прямоугольного напряжения применялись специально отобранные измерительные преобразователи: многоэлементный термоэлектрический (ТЭМ), вакуумный бесконтактный (ТВБ) и созданный на кафедре фотоэлектрический интегрирующего типа. Нестабильность частоты определялась частотометром ЧЗ-12, длительность фронтов — осциллографом С1-11 (цена метки 10 нсек).

Проверка дала следующие результаты.

1. Нестабильность действующего значения напряжения — $\pm 5 \times 10^{-3} \%$ за час.
2. Нестабильность частоты $\pm 2 \times 10^{-3} \%$ за 5 часов.
3. Нестабильность скважности $\pm 10^{-3} \%$ за час.
4. Длительность фронтов 50 нсек.

Подробно методика и данные проверки приведены в работе [2].

Основные характеристики генератора (см. рис. 8): амплитуда выходного напряжения ± 10 В, выходной ток 10 мА, скважность 2^m ($m = 1, 2, 3, 4$), частота $10 \cdot 2^n$ Гц ($n = 1, 2, \dots, 10$).

ЛИТЕРАТУРА

1. Б. Е. Рабинович, А. М. Федоров. Современное состояние техники градуировки и проверки электронных вольтметров. «Измерительная техника», № 10, 1966.
2. М. С. Ройтман, Г. П. Трофимов, Л. А. Наумов, А. В. Соколов. Отчет по НИР, Образцовый генератор прямоугольного напряжения с регулируемыми параметрами, № 68371510, ВИНТИ, 1970.
3. Г. П. Трофимов. Температурная и временная стабильность напряжения коллектор-эмиттер насыщенного транзистора (в настоящем томе).
4. Е. И. Долбак. Исследование высокостабильных транзисторных схем и их применение в хронометрии. Диссертация, Новосибирск, НЭТИ, 1965.

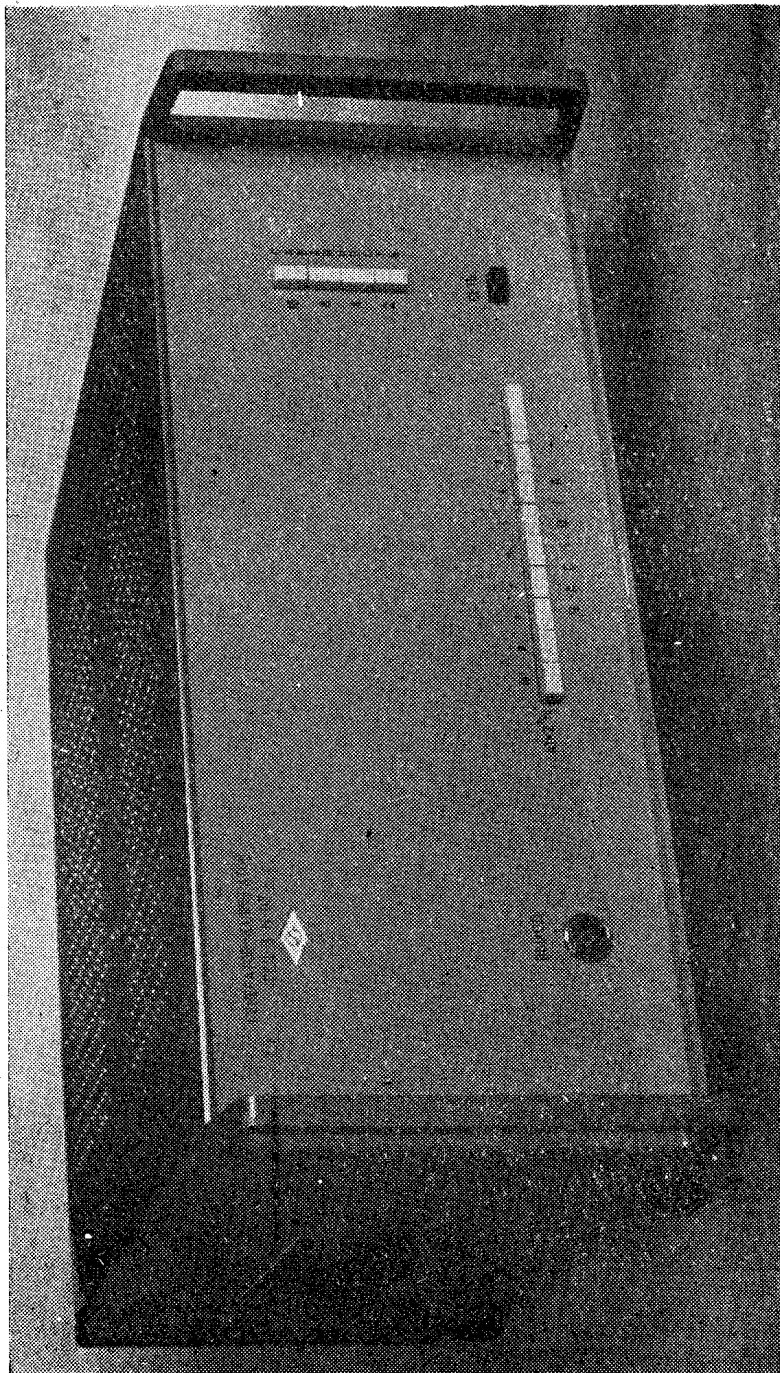


Рис. 8. Внешний вид генератора