

Boxoft Image To PDF Demo. Purchase from
www.Boxoft.com to remove the watermark

С. И. ЗИЛДЖИЕВИЧ

Профессор, доктор технических наук

НОВЫЕ
СИСТЕМА И ПРИБОРЫ
ДЛЯ ДИСТАНЦИОННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ
ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ И НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ
ВЕЛИЧИН

Л е н и з д а т
1946

С. И. ЗИЛИТИНКЕВИЧ

Профессор, доктор технических наук

НОВЫЕ
СИСТЕМЫ И ПРИБОРЫ
ДЛЯ ДИСТАНЦИОННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ
ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ
И НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ
ВЕЛИЧИН

Ленинградское
газетно-журнальное и книжное издательство

1946

ПРЕДИСЛОВИЕ

КРАТКАЯ ИСТОРИЯ РАБОТЫ

Вероломное нападение фашистской Германии на Советский Союз и последовавшая затем блокада немецкими и финскими войсками Ленинграда побудили автора с весны 1942 г., кроме академической и научной работы в Ленинградском институте точной механики и оптики Народного комиссариата вооружения, принять на себя выполнение специальных оборонных работ в Ленинградском подразделении Главной геофизической обсерватории Главного управления гидрометслужбы Красной Армии.

Ленинградское подразделение обсерватории работало в это время по непосредственным заданиям Ленфронта и весной 1942 г., в качестве весьма спешной и актуальной научно-технической темы, получило задание на разработку и конструирование дистанционного электрического анемометра.

Как известно, авиация, артиллерия и Служба ЗОС крайне заинтересованы в систематических круглосуточных измерениях направления и скорости ветра, выполняемых в определенным образом организованных условиях. Между тем, современные электрические анемометры оказались совершенно ненадежными в практических условиях работы, а механические анемометры не позволяли вести наблюдения в темную часть суток, особенно в военной обстановке, исключавшей возможность применения видимого на расстоянии освещения.

Летом 1942 г., т. е. вскоре после получения Обсерваторией задания на разработку нового типа анемометра, автором были предложены оригинальные типы дистанционных электрических румбометра и анемометра.

Очень важной отличительной чертой нового анемометра, названного автором „конденсаторным“, делавшей его исключительно удобным для дистанционных измерений, была полная независимость его показаний от электрических сопротивлений рабочих цепей прибора (в том числе линий связи и контактов) в пределах изменения сопротивления от единиц до многих тысяч омов.

Новые румбометр и анемометр были выполнены Ленинградским подразделением Главной геофизической обсерватории летом 1942 г.

Пока Ленинград оставался в условиях военной блокады, автору приходилось напряженно заниматься разрешением последовательного ряда задач Ленфронта. Только после полной ликвидации блокады, т. е. с весны 1944 г., оказалось возможным ЭБ „Научное наследие России“

ным вернуться к идеям, положенным в основу конденсаторного анемометра, и полноценно их развить как с теоретической стороны, так и с точки зрения возможных форм практического применения прибора.

В результате этого автором была дана теория применения для измерительных целей, в условиях использования автокомпенсации напряжения, специальной формы периодического электрического тока, состоящего из апериодических зарядов и разрядов конденсатора, и была разработана полная теория работы первых двух типов конденсаторных анемометров, питаемых от источника постоянного тока.

Последующая работа в этой области привела автора, с одной стороны, к разработке еще двух типов комбинированных анемометров, предназначенных для более широких измерительных задач, и, с другой стороны, к разработке теории работы детекторных измерительных приборов в специальных и сложных условиях, когда параллельно измерителю подключен сглаживающий конденсатор.

Теория конденсаторных анемометров и методика расчетов всех четырех типов этих приборов, а также теория электрических измерений периодических процессов при помощи детекторных приборов со сглаживающей емкостью были доложены автором 7 февраля 1945 г. в Ленинграде на „Итоговой сессии по научно-исследовательским работам 1944 г. Ученого совета Главной геофизической обсерватории ГУГМС СССР“. Доклад сопровождался демонстрациями работы соответствующих измерительных устройств.

Наконец, завершающая обработка всего материала по применению для измерительных целей новой специальной формы электрического тока дала автору возможность создать универсальный измерительный прибор, позволяющий с большой точностью измерять как вблизи, так и на весьма значительных расстояниях от исследуемого объекта целый ряд электрических и неэлектрических величин. При этом оказалось вполне возможным производить эти измерения как в цепях постоянного, так и переменного токов.

Выполненный таким образом универсальный измерительный прибор был всесторонне испытан 26 февраля 1945 г. специальной комиссией из представителей Ленинградского института точной механики и оптики НКВ СССР и Главной геофизической обсерватории ГУГМС СССР, и результаты доложены Ученому совету Ленинградского института точной механики и оптики 20 марта 1945 г. Эти испытания полностью подтвердили все теоретические положения и практические выводы автора, и в своем протоколе „комиссия констатирует, что новая оригинальная методика оказывается исключительно удобной для универсальных телеметрических работ по определению электрических и неэлектрических величин, как-то: напряжений, токов, емкостей, частот, угловых скоростей, перемещений в жидких и газообразных средах (скоростей потоков) и температур“.

ЧАСТЬ ПЕРВАЯ

I. СПЕЦИАЛЬНАЯ ФОРМА ПЕРИОДИЧЕСКОГО ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ТОКА

Аналогично тому как радиотехника затухающих колебаний была целиком основана на использовании периодического процесса, состоящего из повторяющихся через равные промежутки времени апериодических зарядов и периодических разрядов конденсатора, для новой системы дистанционных измерений автор использует тоже периодический ток, но состоящий из повторяющихся через равные промежутки времени апериодических зарядов и таких же апериодических разрядов конденсатора.

Рассмотрим электрическую цепь, представленную на рис. 1.

Здесь C — конденсатор, который при помощи переключателя P по-

переменно подключается то к цепи Oa , и тогда происходит его заряд, то к цепи Ob , и тогда происходит его разряд.

E_0 — источник напряжения, литающий своей энергией протекающий электрический процесс.

r_s и r_p — полные активные сопротивления соответственно цепей заряда и разряда конденсатора C .

i_s и i_p — мгновенные значения токов заряда и разряда конденсатора.

Как ясно вытекает из рис. 1, на участке электрической цепи Oa ток i_s всегда протекает в одном и том же направлении вверх. Совершенно аналогично, на участке Ob ток i_p тоже всегда протекает в одном и том же направлении — вниз.

Таким образом, токи i_s и i_p будут токами пульсирующими и взаимно противоположными.

На участке же цепи Od поочередно протекают оба тока, следовательно здесь будет иметь место переменный ток.

Как на схеме рис. 1, так и в дальнейшем на всех других рассматриваемых схемах цепи заряда и разряда конденсатора C практически состоят только из относительно значительных ак-

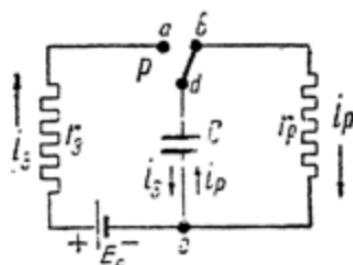


Рис. 1.

тивных сопротивлений (сотен омов), по сравнению с которыми, при подсчетах времени заряда τ_3 и времени разряда τ_p конденсатора C , индуктивными сопротивлениями соединительных проводов и рамки измерительного прибора безусловно можно пренебречь. В таком случае, для напряжений и токов заряда конденсатора u_3 , i_3 и его разряда u_p , i_p будут иметь место следующие зависимости:

при заряде конденсатора C

$$u_3 = E_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{Cr_3}} \right) \quad (1)$$

$$i_3 = \frac{E_0 - u_3}{r_3} = \frac{E_0}{r_3} e^{-\frac{t}{Cr_3}}; \quad (2)$$

при разряде конденсатора C

$$u_p = E_0 e^{-\frac{t}{Cr_p}}, \quad (3)$$

$$i_p = \frac{u_p}{r_p} = \frac{E_0}{r_p} e^{-\frac{t}{Cr_p}} \quad (4)$$

Все эти уравнения графически представлены на рис. 2.

Здесь кривая $Oabed$ представляет собой напряжение на конденсаторе C в функции времени t . При этом участок ab изображает кривую роста напряжения на конденсаторе u_3 во время его заряда (τ_3), а участок cd изображает кривую падения напряжения на конденсаторе u_p во время его разряда (τ_p).

Соответственно этому в течение времени τ_3 протекает ток заряда конденсатора (i_3), а в течении времени τ_p протекает ток его разряда (i_p). Таким образом, заштрихованные на рис. 2 площади представляют собой величины зарядов конденсатора C , каждый из которых Q_c , как известно, равен

$$Q_c = \int_0^{\infty} i_3 dt = \int_0^{\infty} \frac{E_0}{r_3} e^{-\frac{t}{Cr_3}} dt = E_0 C. \quad (5)$$

Если при этом переключения передвижной пластины переключателя P будут выполняться со строгой периодичностью T , то и в соответствующих цепях схемы рис. 1 токи и напряжения заряда и разряда конденсатора тоже будут чередоваться с той же периодичностью.

Этот случай и представлен на рис. 2. Кроме того, здесь приняты следующие обозначения.

τ_1 — время пребывания пластины переключателя P на зарядном контакте a (τ_{k3}) и на изоляции между контактами a и b (τ_{iz}), т.-е. время первой части зарядно-разрядного процесса.

Аналогично, τ_2 — время пребывания той же пластины на разрядном контакте b (τ_{kp}) и на изоляции между контактами b и a (τ_{iz}), т.-е. время второй части зарядно-разрядного процесса.

Время τ_1 делится также на время заряда конденсатора τ_3 и на 1-й интервал τ'_{int} .

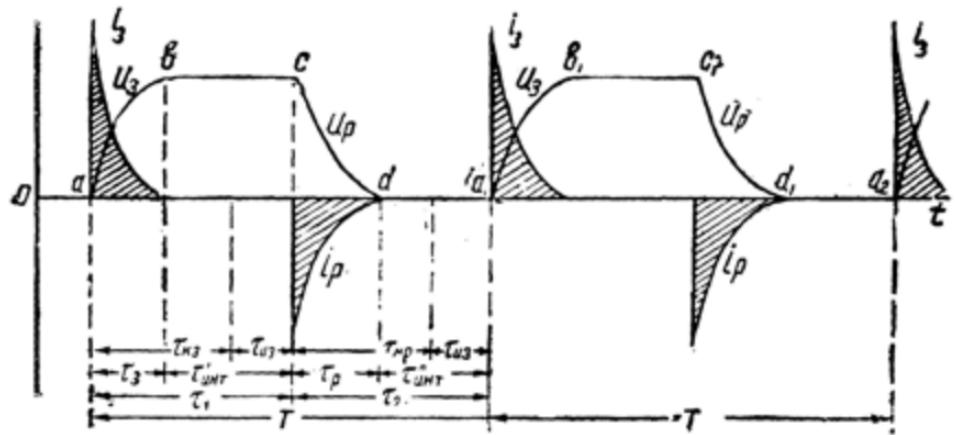


Рис. 2.

Аналогично время τ_2 делится на время разряда конденсатора τ_p и на 2-й интервал τ''_{int} .

Следовательно, имеем две системы равенств:

$$\tau_1 = \tau_{k3} + \tau_{iz} = \tau_3 + \tau'_{int} \quad (6)$$

и

$$\tau_2 = \tau_{kp} + \tau_{iz} = \tau_p + \tau''_{int} \quad (7)$$

Сумма времени $\tau_1 + \tau_2$ образует период [зарядно разрядного процесса T . Таким образом,

$$T = \tau_1 + \tau_2 = \tau_{k3} + \tau_{kp} + 2\tau_{iz} = \tau_3 + \tau'_{int} + \tau_p + \tau''_{int} \quad (8)$$

Для практического осуществления полной периодичности в переключениях конденсатора C с заряда на разряд, переключателю P должна быть придана соответствующая конструкция. Например, подвижная пластина переключателя может быть выполнена в форме щетки, приводимой в равномерное вращение, а вместо кнопочных контактов применены расположенные по окружности ламели.

Принципиальная схема так сконструированного устройства показана на рис. 3. Одновременно здесь в цепи разряда помещен магнитоэлектрический прибор G , измеряющий средний ток, протекающий по этой цепи.

Переключатель K_m , который мы в дальнейшем будем называть контактным коммутатором, на рис. 3 имеет только одну пару контактных пластин. Следовательно, одному обороту щетки коммутатора будет соответствовать один период зарядно-разрядного тока.

В общем случае контактный коммутатор может иметь k пар контактных пластин. Если он при этом делает n_0 оборотов в секунду, то в приборе будут иметь место $N = n_0 k$ циклов в секунду зарядно-разрядного тока.

Таким образом, получаем:

$$N = \frac{1}{T} = n_0 k. \quad (9)$$

Рис. 3.

При этих условиях средний ток заряда конденсатора C за период T или равный ему средний ток разряда конденсатора (если ток утечки конденсатора отсутствует или имеет столь малую величину, что им можно пренебречь) будет равен

$$I_0 = \frac{Q_c}{T} = N Q_c. \quad (10)$$

Следовательно, согласно уравнениям (5) и (9), имеем

$$I_0 = C E_0 n_0 k \quad (11)$$

При этом, если E_0 выражено в вольтах (V), а C в фарадах (F), то I_0 будет в амперах (A). Если же C выразить в микрофарадах (μF), то I_0 будет в микроамперах (μA).

Уравнение (11) устанавливает связь между средним током заряда или разряда конденсатора I_0 , определяемым гальванометром G , и основными параметрами цепи: величиной заряжаемой и разряжаемой емкости C , напряжением питания E_0 и оборотами оси коммутатора n_0 .

При этом в цепях заряда и разряда конденсатора будут иметь место следующие энергетические соотношения.

При осуществлении заряда конденсатора источник напряжения E_0 затрачивает энергию:

$$A_{\Sigma} = \int_0^{\infty} E_0 i_s dt = E_0 Q_c = C E_0^2. \quad (12)$$

В то же время энергия заряженного конденсатора будет

$$A_c = \int_0^\infty U_3 i_3 dt = E_0 Q_c - \frac{E_0 Q_c}{2} = \frac{E_0 Q_c}{2} = \frac{CE_0^2}{2}. \quad (13)$$

Таким образом, при каждом заряде конденсатора теряется энергия A_3 , точно равная конечной энергии самого заряженного конденсатора, т. е.

$$A_3 = A_c = \frac{E_0 Q_c}{2} = \frac{CE_0^2}{2}. \quad (14)$$

Как следует из полученных зависимостей, полная энергия A_Σ , затрачиваемая источником напряжения, а также две составляющие этой энергии A_c и A_3 совершенно не зависят от величины сопротивления цепи заряда r_3 и целиком определяются емкостью конденсатора C и напряжением источника тока E_0 .

Если условно рассматривать энергию заряда конденсатора A_c как полезную, а энергию A_3 , идущую на нагревание сопротивления r_3 , как потерянную, то коэффициент полезного действия при заряде конденсатора будет неизменно равен 50%.

Действительно

$$\eta_c = \frac{A_c}{A_\Sigma} = 0,5. \quad (15)$$

В общем случае, когда заряд и разряд конденсатора происходит N раз в секунду, получаем следующие выражения для мощностей в цепях заряда и разряда конденсатора.

Полная мощность, затрачиваемая источником напряжения, будет равна

$$P_\Sigma = A_\Sigma N = E_0 Q_c N = CE_0^2 N. \quad (16)$$

Мощность же, теряемая в цепи заряда P_3 , как и полная мощность заряженного конденсатора P_c , в дальнейшем переходящая в мощность, теряемую в цепи разряда P_p , взаимно равны и представляют собой половину полной мощности, отдаваемой источником напряжения, P_Σ .

Таким образом,

$$P_3 = P_c = P_p = \frac{P_\Sigma}{2} = \frac{E_0 Q_c N}{2} = \frac{CE_0^2 N}{2}. \quad (17)$$

Если выразить все найденные мощности через средний ток I_0 , протекающий в цепях заряда и разряда конденсатора¹, то получим

$$P_s = E_0 I_0 \quad (16a)$$

и

$$P_c = P_p = P_{\text{p}} = \frac{E_0 I_0}{2}. \quad (17a)$$

Одновременно, пользуясь обычными представлениями электротехники, мы можем выразить мощности, теряемые в цепях заряда и разряда конденсатора, через эффективные токи.

Тогда имеем

$$P_s = I_{s \text{ eff}}^2 \cdot r_s \quad (18)$$

и

$$P_p = I_{p \text{ eff}}^2 \cdot r_p. \quad (19)$$

Сопоставляя уравнения (18) и (19) с уравнением (17), получаем следующие значения для эффективных токов:

$$I_{s \text{ eff}} = E_0 \sqrt{\frac{C n_0 k}{2 r_s}} = \sqrt{\frac{E_0 I_0}{2 r_s}} \quad (20)$$

и

$$I_{p \text{ eff}} = E_0 \sqrt{\frac{C n_0 k}{2 r_p}} = \sqrt{\frac{E_0 I_0}{2 r_p}}. \quad (21)$$

Сравнение уравнения (11) с уравнениями (20) и (21) указывает на следующие замечательные свойства рассмотренных цепей электрического тока: в то время как эффективные токи зарядной и разрядной цепей обычным образом зависят от активных сопротивлений этих цепей, средние токи совершенно не зависят от сопротивлений тех цепей, по которым они протекают, если только в приборе осуществляется полный заряд и полный разряд конденсатора.

Последнее условие, необходимое для правильной работы прибора, мы будем именовать в дальнейшем "режимом полного зарядно-разрядного процесса" конденсатора C .

Рассмотрим требования, обеспечивающие выполнение этого режима. — При измерениях, учитывая точность электрических измерительных приборов, обычно можно считать, что конденсатор

¹ На рис. 1 средний ток равняется I_0 для цепей Oa и $O\bar{b}$. На неразветвленном участке цепи $O\bar{d}$ средний ток за период равен нулю, а средний ток за половину периода равен $2 I_0$. Эти соотношения особенно ясны из рассмотрения фиг. 2.

фактически зарядился, когда напряжение на его зажимах достигло значений, отличающихся от напряжения источника тока только на 1%. Аналогично, конденсатор фактически разрядился, когда напряжение на его зажимах упало до 1% от начального.

В таком случае интервалы времени заряда τ_z и разряда τ_p конденсатора определяются следующими уравнениями: при заряде конденсатора имеем

$$E_z \left(1 - e^{-\frac{\tau_z}{Cr_z}} \right) = E_0 (1 - 0,01)$$

или

$$\tau_z = Cr_z \cdot \ln 100 = 4,605 Cr_z; \quad (22)$$

при разряде конденсатора имеем

$$E_0 \cdot e^{-\frac{\tau_p}{Cr_p}} = 0,01 E_0$$

или

$$\tau_p = Cr_p \cdot \ln 100 = 4,605 Cr_p. \quad (23)$$

Очевидно, для удовлетворения требованиям „режима полного зарядно-разрядного процесса“ необходимо соблюдение неравенств

$$\tau_z \leq \tau_{kz} \quad (24)$$

и

$$\tau_p \leq \tau_{kp}, \quad (25)$$

где, как указывалось выше, τ_{kz} и τ_{kp} представляют продолжительности замыкания вращающейся щеткой коммутатора цепей заряда и разряда конденсатора C .

Из сопоставления зависимостей (22) и (24), а также (23) и (25) вытекают следующие практические условия, которым должны удовлетворять полные активные сопротивления цепей заряда и разряда конденсатора, чтобы имел место „режим полного зарядно-разрядного процесса“ в измеряемой цепи:

$$r_z \leq \frac{\tau_{kz}}{4,6C} \quad (26)$$

и

$$r_p \leq \frac{\tau_{kp}}{4,6C}.^1 \quad (27)$$

¹ Представляет несомненный интерес отметить характер изменения этих неравенств для случаев, когда измерительный прибор или какой-либо другой аналогичный индикатор будет иметь иную погрешность, чем это определено условиями (22) и (23).

Пользуясь теми же основными зависимостями, получаем следующие изме-

Для иллюстрации полученных результатов рассмотрим следующие легко осуществляемые условия функционирования контактного коммутатора.

Полагаем

$$\tau_{k3} = \tau_{kp} = 4\tau_{iz}, \quad (28)$$

Следовательно,

$$\tau_{k3} = \tau_{kp} = 0,4 T, \quad (29)$$

и

$$\tau_{iz} = 0,1 T \quad (30)$$

При этих условиях работы коммутаторного устройства, найденные выше неравенства (26) и (27) примут вид

$$r_3 \leq \frac{1}{11.5} \cdot \frac{T}{C} \quad (26')$$

или, согласно уравнению (9),

$$r_3 \leq \frac{1}{11.5 C n_0 k} \quad (26a)$$

и аналогично

$$r_2 \leq \frac{1}{11.5 C n_0 k} \quad (27a)$$

Пусть при этом $k = 5$, т. е. одному обороту коммутатора соответствует пять зарядов и разрядов конденсатора C , емкость которого принимаем равной $0,1 \mu F$. Тогда, в зависимости от угловой скорости контактного коммутатора Km (рис. 3) будут иметь место следующие условия работы устройства:

угловые скорости коммутатора:

$$n_0 = 1 \text{ об/сек.} \div 50 \text{ об/сек.};$$

интервалы времени зарядно-разрядного процесса:

$$T = \tau_{k3} + \tau_p + 2\tau_{iz} = \frac{1}{5} \text{ сек.} \div \frac{1}{250} \text{ сек.};$$

и

$$\tau_{k3} = \tau_{kp} = 0,08 \text{ сек.} \div 16 \cdot 10^{-4} \text{ сек.};$$

нения предельных значений допустимых сопротивлений цепей заряда и разряда конденсатора против ранее полученных.

При погрешности индикатора в $0,1\%$, имеем

$$\tau_3 = \tau_p = Cr \cdot \ln 1000 = 6,908 Cr.$$

Следовательно,

$$\frac{r(0,1\%)}{r(1\%)} = \frac{4,605}{6,908} = \frac{2}{3}.$$

При погрешности индикатора в 5% , имеем

$$\tau_3 = \tau_p = Cr \cdot \ln 20 = 2,996 Cr.$$

Следовательно,

$$\frac{r(5\%)}{r(10\%)} = \frac{4,605}{2,996} = 1,537 \approx 1,5.$$

допустимые сопротивления цепей заряда и разряда:

$$r_z \text{ и } r_p = 174\,000 \Omega \div 3\,480 \Omega$$

Таким образом, при малых угловых скоростях коммутатора наличие или отсутствие в цепях заряда и разряда конденсатора такого огромного сопротивления как $174\,000 \Omega$ совершенно не отражается на величине измеряемого гальванометром среднего тока, протекающего по этим цепям.

Даже при таких весьма больших угловых скоростях (предельных для стандартных синхронных и асинхронных электрических машин), когда $n_0 = 50$ об/сек. или $n = 3000$ об/мин., введение в каждую из этих цепей суммарного сопротивления в $3\,480 \Omega$ тоже не отражается на величине среднего тока в этих цепях.

Если бы, однако, и эти большие значения предельных сопротивлений цепей заряда и разряда конденсатора почему-либо нас не удовлетворяли, то в рассматриваемом примере мы их легко могли бы: 1) увеличить в 5 раз, перейдя от коммутатора с пятью парами контактных пластин, к коммутатору с одной парой контактных пластин; или 2) увеличить в 10 раз, уменьшив емкость конденсатора C в такое же число раз, т. е. вместо $0,1 \mu F$, приняв ее равной $0,01 \mu F$; или, наконец, 3) увеличить в 50 раз, осуществив одновременно и то и другое изменения.

Разумеется, возможны и другие преобразования цепей заряда и разряда прибора, приводящие к еще более значительным увеличениям предельных значений допустимых сопротивлений r_z и r_p .

Вообще же рассмотренный выше пример показывает, что подбором величин E_0 , C , n_0 и k в таком устройстве можно получить любые практически желательные соотношения между измеряемыми угловыми скоростями (оборотами в секунду) коммутатора и размерами допустимых сопротивлений цепей заряда и разряда конденсатора, а следовательно и любую степень независимости работы прибора от сопротивлений линий связи и подвижных контактов коммутатора. Здесь практически недопустим лишь полный разрыв электрической цепи.

Интересный и в некоторых отношениях улучшенный вариант зарядно-разрядной электрической цепи с гальванометром представлен на рис. 4. Здесь обычный гальванометр заменен прибором, имеющим вывод от средней точки обмотки подвижной рамки. При этом обе половины рамочной обмотки гальванометра включены так, что оба пульсирующих тока i_z и i_p , проходят через обмотку прибора в одном и том же направлении.

Вращающий момент, возникающий у рамки под воздействием этих токов, по своей величине не отличается от того, который был бы у нее при включении прибора по схеме рис. 3, так как в обоих случаях имело бы место одно и тоже число ампервитков. Однако улучшением в работе прибора при схеме рис. 4 является прежде всего то, что при этом удваивается частота

импульсов тока в рамке, что, несомненно, содействует большему спокойствию показаний стрелки прибора при малых оборотах контактного коммутатора.

Кроме того, при этой схеме несколько вырастают предельные значения допустимых добавочных сопротивлений благодаря тому, что в каждую из цепей заряда и разряда конденсатора входит только половина сопротивления рамки гальванометра.

Во всех случаях, когда назначением приборов, схематически изображенных на рис. 3 и 4, является измерение не электрических токов и напряжений, а каких-либо других величин, например угловых скоростей, эти схемы имеют известное усложнение, состоящее в том, что их градуировка связана с определенным

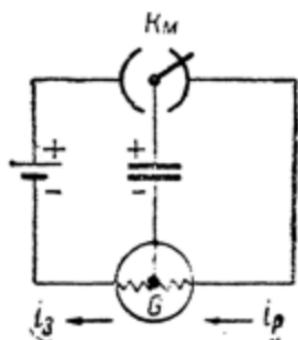


Рис. 4.

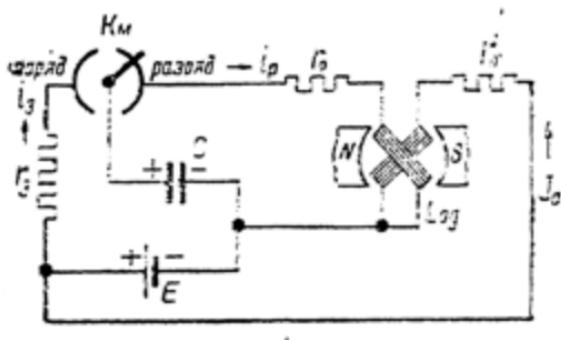


Рис. 5.

значением напряжения питания E_0 . Поэтому перед отсчетом необходимо проверить величину этого напряжения и, если требуется, ее отрегулировать.

Чтобы показания приборов в широких пределах были независимы от напряжения питания, в качестве измерителя вместо гальванометра может быть применен логометр. Принципиальная схема устройства для этого случая показана на рис. 5.

Основные элементы в этой схеме те же, что и на рис. 3, но гальванометр G заменен логометром Log . Измеряемый ток I_x теперь проходит через одну из рамок логометра, а через его другую рамку проходит вспомогательный ток I_r , величина которого определяется зависимостью

$$I_r = \frac{E}{r_0}, \quad (31)$$

где r_0 — полное омическое сопротивление цепи, по которой проходит ток I_r .

Согласно уравнению (11) имеем

$$I_x = CE_0 n_0 k.$$

Поэтому отношение двух токов в логометре, определяющее угол поворота его стрелки (т. е. отсчет по шкале прибора) будет равно

$$\frac{I_z}{I_r} = Cr_0 n_0 k \quad (32)$$

В полученное выражение для отношения токов $\frac{I_z}{I_r}$ не входят ни сопротивления цепей заряда и разряда конденсатора r_z и r_r , ни напряжение источника питания прибора E . Следовательно, эти элементы цепи совершенно не влияют на показания логометра.

Таким образом, в случае применения логометра мы имеем совершенно исключительную независимость нашего прибора от внешних по отношению к измеряемой величине факторов: от напряжения питания и от сопротивлений линий связи, т. е. цепей заряда и разряда конденсатора.

Суммируя полученные результаты изложенного выше теоретического анализа, естественно заключить, что исключительные свойства электрических устройств, использующих цепи заряда и разряда конденсатора с периодически протекающими по ним апериодическими импульсами i_z и i_r , делают эти устройства весьма ценными для измерительных целей и в особенности при решении дистанционных измерительных задач.

II. ЧЕТЫРЕ ТИПА КОНДЕНСАТОРНЫХ АНЕМОМЕТРОВ

Как было указано в предисловии, настоящая работа возникла в связи с заданием, полученным Главной геофизической обсерваторией от Гидрометслужбы Ленфронта весной 1942 г. на разработку и выполнение нового типа дистанционного электрического анемометра.

Как известно, непрерывные и систематические определения скорости ветра составляют основную задачу измерений, осуществляемых всеми метеорологическими станциями мира, ведущими аэрологические наблюдения. Исключительно важны эти наблюдения в военных условиях, причем в них особенно заинтересованы авиация и артиллерия. При этом существенно отметить, что ни для одного из метеорологических измерений, проводимых на земной поверхности, нет стольких оснований в применении электрических дистанционных измерительных приборов, как именно для определений скорости ветра.

Действительно, необходимость определения этой скорости на высоте 10—12 м над поверхностью земли, как днем, так и ночью, в значительном удалении от построек и других возвышенностей "Научное наследие России"

шенных предметов, при всех состояниях погоды, делают всякий другой метод измерений, кроме электрического, весьма неудобным, а часто и невыполнимым.

Однако все предложенные до сего времени дистанционные электрические анемометры оказались неудовлетворительными в условиях их эксплуатации на метеорологических станциях.

Электрические анемометры с ветровым колесом, работающие на постоянном токе, весьма страдают от изменений сопротивления подвижных контактов. Эти контакты соединяют ту часть электрической цепи прибора, которая крепится на оси ветрового колеса, с остальной электрической цепью устройства. При этом сопротивление контактов обязательно входит в измеряемую цепь электрического тока.

Так как эти контакты укреплены на ветровом колесе и непосредственно подвержены всем метеорологическим влияниям (температуры, влажности и др.), то их омическое сопротивление не может не меняться в значительных размерах, что, разумеется, отражается на величине протекающего через прибор тока и недопустимо искажает даваемые им показания.

В этом отношении имеет серьезные преимущества „индукционный анемометр“, или, как его еще называют, „электрический анемометр с самопитанием“. Как известно, он представляет собой маленький генератор переменного тока, индуктор которого (ротор) состоит из постоянных магнитов, укрепляемых на оси ветрового колеса.

Однако и этот прибор имеет очень серьезные недостатки, главнейшими из которых являются:

1. Величина магнитного потока индуктора вследствии старения магнитов меняется.

2. Под влиянием метеорологических воздействий, главным образом температурных, воздушный зазор между индуктором и якорем меняется, что тоже изменяет величину магнитного потока.

3. Электродвигущая сила якоря мала, поэтому для измерения токов приходится применять детекторные приборы. Но используемые при этом чувствительные детекторы тоже не всегда отличаются постоянством.

4. На показания прибора влияют сопротивления линий связи, величина которых в различных установках может заметно различаться. Кроме того, эти сопротивления меняются в зависимости от метеорологических условий.

В результате перечисленных причин градуировка анемометров этого типа в эксплуатационных условиях легко и в значительной степени нарушается.

Таким образом, с несомненностью приходится констатировать, что метеорология в настоящее время весьма нуждается в создании нового надежного дистанционного электрического анемометра.

В связи с этим автором был предложен новый тип электрического анемометра с ветровым колесом, основанного на использовании токов заряда и разряда конденсатора. При этом были разработаны два варианта такого прибора: конденсаторный анемометр с гальванометром и конденсаторный анемометр с логометром.

Упрощенная схема конденсаторного анемометра с гальванометром уже была представлена на рис. 3. Полная принципиальная схема этого прибора показана на рис. 6.

Здесь K_m — контактный коммутатор, вращаемый ветровым

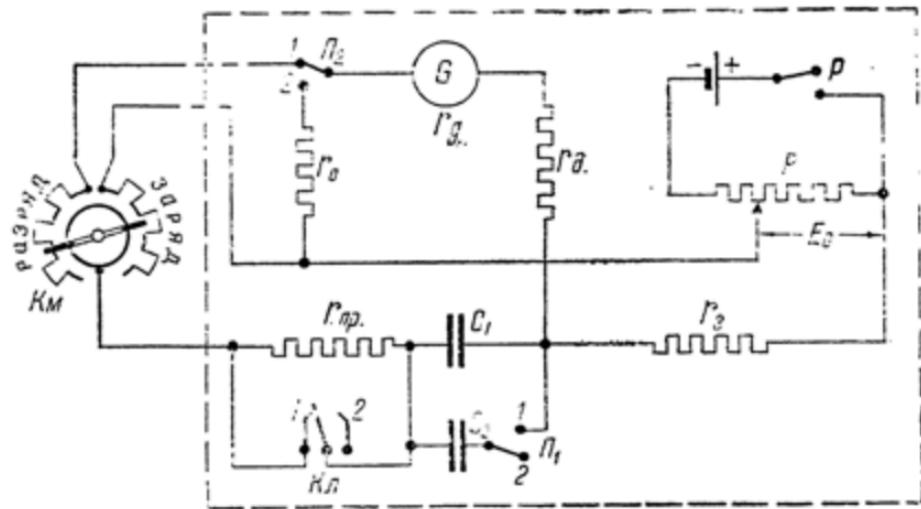


Рис. 6. Принципиальная схема конденсаторного анемометра с гальванометром

колесом анемометра и переключающий конденсатор C_1 (или включенные параллельно конденсаторы $C_1 + C_2$) поочередно на заряд и разряд.

Подключение конденсатора C_2 параллельно конденсатору C_1 производится переключателем P_1 . При этом осуществляется простой и удобный переход у анемометра от одной шкалы скоростей к другой. Ясно, что при соответствующем наборе конденсаторов и достаточном числе контактов переключателя P_1 легко может быть получено любое число шкал прибора, охватывающих все существующие скорости любых газообразных или жидких потоков.

Переключатель P_2 обеспечивает возможность проверки перед отсчетом и, если требуется, регулировки напряжения питания прибора. Для этого подвижная пластина переключателя устанавливается на контакте 2 и требуемое напряжение E_0 отсчитывается по шкале гальванометра G . Регулировка напряжения E_0 осуществляется при помощи потенциометрического реостата R .

При положении подвижной пластины переключателя P_2 на контакте I производится отсчет скорости ветра.

Рубильник P предназначается для включения батареи только на время производства измерений.

На рис. 6 изображен контактный коммутатор коллекторного типа. Он может быть выполнен в форме как плоской, так и цилиндрической конструкции. На рисунке он показан с четырьмя парами контактных пластин, что соответствует четырем "срабатываниям" контактного устройства при одном обороте ветрового колеса. Принцип работы коммутатора вполне ясен из чертежа.

В отношении работы контактов коммутатора как в рассматриваемой схеме, так и во всех последующих существенно подчеркнуть следующие исключительно благоприятные электрические условия:

1. Средние значения токов, проходящих через эти контакты, весьма малы: при гальванометре они порядка 10^{-5} А, а при логометре — порядка 10^{-3} А.

2. В моменты замыканий и размыканий контактов (при нормальной работе прибора) токи всегда равны нулю. Таким образом искрение в контактах полностью отсутствует.

3. Наконец, как это ясно из всего изложенного выше, прибор практически совершенно не ставит ограничений в отношении величины электрического сопротивления контактов и постоянства этого сопротивления, несмотря на то, что контакты входят в измеряемую цепь.

Интересную и новую для такого рода приборов деталь представляет собой переключатель K_2 . Он служит для совершенно своеобразной проверки правильности показания анемометра. При его переключении с позиции I на позицию 2 в измерительную цепь вводится значительное добавочное ("проверочное") сопротивление r_{np} (порядка нескольких сот омов). В случае правильного функционирования прибора при этом переключении не происходит никаких изменений в показаниях гальванометра.

Основные зависимости для конденсаторного анемометра с гальванометром вытекают из уравнения (11). На основании этого уравнения имеем

$$n_0 = \frac{I_0}{CE_0 k} = a I_0 \quad (33)$$

где $a = \frac{1}{CE_0 k}$ — постоянная прибора для измерений оборотов в секунду.

Так как контактный коммутатор анемометра крепится на оси ветрового колеса, то n_0 есть одновременно число оборотов в секунду и самого ветрового колеса. Таким образом, n_0 непо-

средственно и однозначно связано со скоростью ветра v . Следовательно, на шкале гальванометра G (рис. 6) могут быть сразу нанесены значения скорости ветра в метрах в секунду.

При этом, так как мы имеем дело с магнитоэлектрическим прибором, шкала анемометра будет линейной. Это обеспечивает удобство и одинаковую абсолютную точность отсчетов во всем диапазоне измеряемых скоростей.

Чтобы представить себе численные размеры входящих в прибор электрических параметров, рассмотрим типичный случай расчета такого анемометра. В качестве основных исходных элементов принимаем:

1. Напряжение питания $E_0 = 1 \text{ V}$.

2. Магнитоэлектрический гальванометр имеет шкалу на 100 делений и предельный ток $35 \mu\text{A}$.

3. Контактное устройство работает так же, как рассмотренное выше, т. е. $k=5$, и выполняются условия уравнений (26 а) и (27 а).

4. Диапазон измеряемых скоростей ветра $v = 0,5 \div 20 \text{ m/sec}$.

5. Угловые скорости ветрового колеса, соответствующие измеряемым скоростям ветра, меняются в пределах¹

$$n_0 = \frac{1}{6} \text{ об/сек.} : \frac{20}{3} \text{ об/сек.},$$

т. е.

$$n_0 = \frac{v}{3}.$$

Исходя из так заданных величин, находим емкость C , обеспечивающую перекрытие прибором всего диапазона скоростей ветра.

Согласно уравнению (33), получаем

$$C = \frac{35}{1 \cdot \frac{20}{3} \cdot 5} = 1,05 \mu\text{F}$$

¹ При расчетах угловых скоростей вращения ветрового колеса в общем случае применяется обычная по своей форме параболическая формула с эмпирическими коэффициентами:

$$v = v_0 + a n_0 + b n_0^2.$$

Здесь

v — скорость воздушного потока в m/sec .

n_0 — число оборотов в секунду ветрового колеса.

v_0 — скорость воздушного потока, начиная с которой ветровое колесо приходит во вращение (v_0 зависит в основном от величины трения в подшипниках ветрового колеса).

a и b — коэффициенты, зависящие от конструктивного оформления ветрового колеса.

Для существующих типов анемометров имеем следующие экспериментальные данные:

$$v_0 = 0,2 \div 1,2 \text{ m/sec.};$$

$$a = 1,5 \div 3,0;$$

$$b = 0,0001 \div 0,001.$$

Округляя полученный результат, берем емкость $C = 1 \mu F$. Тогда, согласно уравнению (28), находим предельное для прибора число об/сек. ветрового колеса, отвечающее 100 делениям шкалы гальванометра:

$$n_{\max} = \frac{35}{1 \cdot 1 \cdot 5} = 7 \text{ об/сек.}$$

Учитывая принятый в пункте 5 исходных условий переводный множитель, получаем

$$v_{\max} = 3n_{\max} = 21 \text{ м/сек.}$$

Таким образом, скорости ветра в 20 м/сек. будет соответствовать положение стрелки гальванометра на 95,2 деления шкалы, а скорости в 0,5 м/сек. будет соответствовать положение той же стрелки на 2,4 деления шкалы.

Чтобы уменьшить абсолютную погрешность отсчетов малых скоростей ветра в m раз, очевидно, следует (при помощи переключателя P_1) увеличить рабочую емкость прибора тоже в m раз.

Если после перемещения переключателя P_1 с контакта 2 на контакт 1 общая емкость вырастет до $4 \mu F$, то 100 делениям шкалы будет отвечать скорость ветра в 5,25 м/сек.

В этом случае, при $v = 0,5 \text{ м/сек.}$, стрелка гальванометра будет на 9,5 делениях шкалы.

Суммируя полученные результаты, будем иметь (табл. 1):

В пределах обычных атмосферных скоростей ветра ($v \leq 20 \text{ м/сек.}$) квадратичный член параболического уравнения, благодаря малой величине коэффициента b , практически совершенно не играет роли. Поэтому для этого диапазона скоростей ветра получаем следующую простую зависимость:

$$v = v_0 + a n_0$$

Отсюда, пользуясь приведенными выше значениями коэффициента a , находим пограничные зависимости для угловых скоростей ветрового колеса: у легкого и чувствительного анемометра, при $v > 0,2 \text{ м/сек.}$,

$$n_0 = \frac{2}{3} v - 0,1 \text{ об/сек.};$$

у тяжеловесного и малочувствительного анемометра, при $v > 1,2 \text{ м/сек.}$,

$$n_0 = \frac{1}{3} v - 0,4 \text{ об/сек.};$$

при ориентировочных подсчетах в пределах интересующего нас диапазона скоростей ветра ($v = 0,5 \div 20 \text{ м/сек.}$), для анемометра средней чувствительности в качестве удобного приближенного решения может быть принято уравнение

$$n_0 \approx \frac{v}{3} \text{ об/сек.}$$

Таблица 1

Общие элементы прибора	$E_s = 1 \text{ V}$; $I_b \text{ max} = 35 \mu\text{A}$	$k = 5$
Величина суммарной емкости	$C_1 = 1 \mu\text{F}$	$C_1 + C_2 = 4 \mu\text{F}$
Показания стрелки гальванометра при скорости ветра 0,5 м/сек.	2,4°	9,5°
Максимальная измеряемая скорость ветра (стрелка гальванометра на 100°)	21 м/сек.	5,25 м/сек.
Допустимые сопротивления цепей заряда (r_g) и разряда (r_p) при трех значениях скорости:	$v = 0,5 \text{ м/сек.}$ $v = 5 \text{ м/сек.}$ $v = 20 \text{ м/сек.}$	$\leq 10400 \Omega$ $\leq 10400 \Omega$ $\leq 2600 \Omega$

Из всего изложенного выше ясно вытекает, что конденсаторный анемометр по существу является дистанционным электрическим тахометром и как таковой может служить для определения угловых скоростей (оборотов в единицу времени) в любых случаях практики.

В качестве тахометра он имеет следующие положительные качества: 1) большую точность отсчетов; 2) малую нагрузку на измеряемый объект; 3) практически неограниченный диапазон измеряемых угловых скоростей; 4) возможность отсчетов на любых желательных расстояниях от измеряемого объекта.

На рис. 7 приведена схема конденсаторного анемометра с гальванометром типа КАГ-2. Обозначения на этой схеме те же, что и на рис. 6.

Основное отличие новой схемы от схемы рис. 6 состоит в том, что прежние переключатели P_1 и P_2 на ней объединены в одном трехпозиционном переключателе Pr . Последний выполняет следующие задачи.

При повороте рукоятки переключателя Pr вниз гальванометр G подключается к батарее питания для проверки и регулировки напряжения питания.

При установке рукоятки переключателя в среднее положение в зарядно-разрядную цепь прибора вводится конденсатор C_1 емкостью в $1 \mu\text{F}$, и прибор работает в условиях меньшей чувствительности, но полного диапазона измеряемых скоростей.

Наконец, при повороте рукоятки переключателя вверх в зарядно-разрядную цепь прибора вводится суммарная емкость в $4 \mu\text{F}$. Соответственно этому чувствительность анемометра увеличивается в 4 раза и во столько же раз уменьшается диапазон измеряемых скоростей.

Из данных рис. 7 не трудно видеть, что этот прибор выполнен в полном соответствии с приведенным выше расчетом конденсаторного анемометра.

На этом рисунке показана также новая конструкция контактного коммутатора. Замыкание и размыкание цепей здесь осуществляется пружинными контактами, аналогичными тем, что обычно применяются у кодовых реле. Средняя контактная пружина коммутатора перемещается от нижнего зарядного контакта к верхнему разрядному при помощи укрепленного на ней ролика. Последний катится по специальной звездочке, вращаемой ветровым колесом.

Ход средней контактной пружины превосходит расстояние между контактами, и верхняя и нижняя пружины при нажиме на них средней отклоняются от положения покоя. Поэтому и при такой конструкции коммутатора контакты будут трущимися, что несомненно увеличивает их надежность.

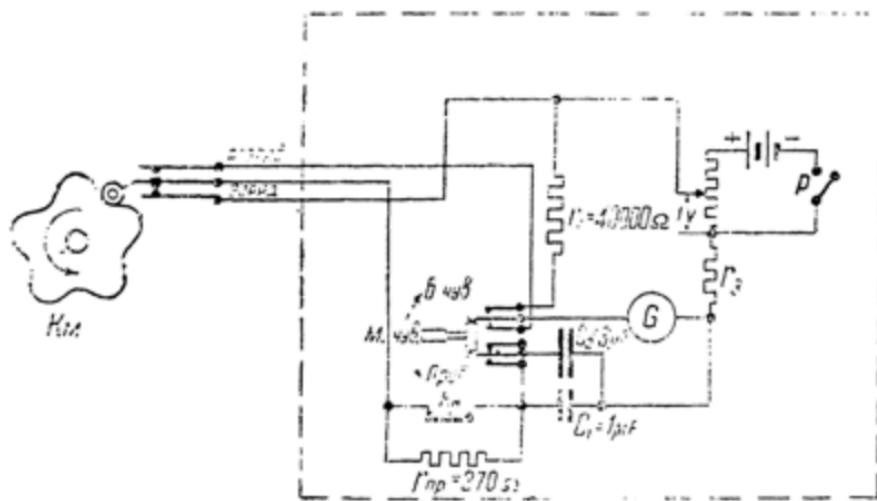


Рис. 7. Схема конденсаторного анемометра с гальванометром типа КАГ-2.

Как видно из рис. 7, один оборот ветрового колеса в приборе КАГ-2 вызывает пять „срабатываний“ контактного устройства.

Как уже было выяснено выше, показания конденсаторного анемометра с гальванометром пропорциональны напряжению его питания E_0 . Чтобы сделать показания прибора в самых широких пределах независимыми от колебаний и падений напряжения питания, необходимо применить в качестве измерительного прибора вместо гальванометра логометр.

Полная принципиальная схема конденсаторного анемометра с логометром представлена на рис. 8.

Основные зависимости для так выполненного прибора вытекают из уравнения (32). На основании этого уравнения получаем

$$n_0 = \frac{1}{Cr_0 k} \cdot \frac{I_s}{I_r} = b \frac{I_s}{I_r} \quad (34)$$

где $b = \frac{1}{Cr_0 k}$ — постоянная прибора для измерений оборотов в секунду.

Так же как в случае применения гальванометра, логометр может быть сразу отградуирован на непосредственный отсчет на шкале скорости ветра в м/сек. При этих условиях выполнение измерений при помощи конденсаторного анемометра с логометром исключительно удобно и просто.

Однако схема с логометром имеет и некоторые недостатки по сравнению со схемой с гальванометром. Прежде всего ане-

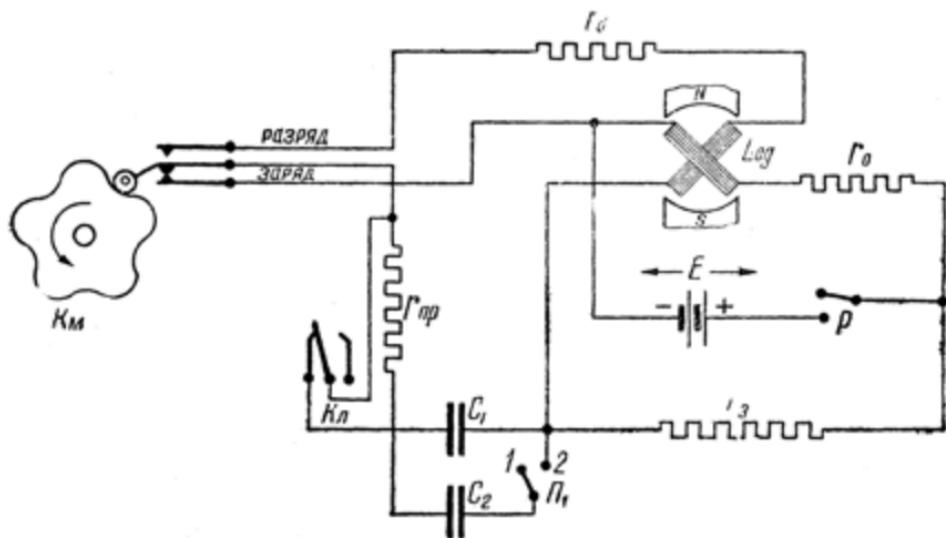


Рис. 8. Принципиальная схема конденсаторного анемометра с логометром.

мометр с логометром значительно менее чувствителен, чем анемометр с гальванометром. В то время как обычные переносные гальванометры требуют для полного отклонения стрелки на всю шкалу токов порядка 40—100 μA , для такого же отклонения стрелки логометра обычно требуются токи порядка 2—5 mA, т. е. в среднем в 50 раз большие. Это означает необходимость такого же увеличения характеристической постоянной прибора, представляющей собою произведение трех величин: $C E k$.

Но существенное увеличение рабочей емкости прибора C или удельного числа „срабатывания“ его контактного устройства k , вообще говоря, не желательно, так как это влечет за собой понижение верхних пределов для сопротивления цепей заряда и разряда конденсатора r_s и r_p , при которых еще имеет место „режим полного зарядно-разрядного процесса“ в приборе.

Поэтому для сохранения неизменности величин предельных сопротивлений у анемометра с логометром, при обычной чувствительности последнего, требуется увеличение питающего напряжения примерно в 50 раз. Вообще говоря, это не должно вызывать особых затруднений. Для конденсаторного анемометра с гальванометром достаточен источник напряжения порядка 1 V. Следовательно, в случае применения логометра потребуется питающее напряжение порядка 50 V, что в большинстве случаев легко осуществимо.

Если же емкость и число срабатываний прибора суммарно

увеличить в 2—3 раза, то для питания анемометра с логометром понадобится напряжение всего 17—25 V. Правда, при этом в те же 2—3 раза уменьшаются предельно допустимые значения сопротивлений r_s и r_p .

Второе преимущество анемометров с гальванометром — равномерность (линейность) шкал этих приборов, являющаяся естественным результатом применения магнитоэлектрического прибора. Осуществление такой же равномерности у анемометров с логометром представляет серьезные трудности.

Таким образом, каждый из рассмотренных двух типов конденсаторных анемометров имеет свои достоинства, а следовательно и свои основания для практического применения.

Наличие двух рамок у логометра позволяет применить этот прибор для определения отношения скоростей ветра в двух различных пунктах, как это и показано на упрощенной принципиальной схеме рис. 9.

Как видно из этой схемы, каждый из исследуемых пунктов (I и II) имеет самостоятельное ветровое колесо со своим контактным коммутатором Km_1 и Km_2 . Каждый из коммутаторов соединен линиями связи со своим конденсатором C_1 и C_{II} . Эти конденсаторы заряжаются от общего источника напряжения E . Токи разряда этих конденсаторов I_1 и I_{II} , протекающие через обе рамки логометра Log , будут соответственно равны

$$I_1 = C_1 E n_1 k_1$$

и

$$I_{II} = C_{II} E n_2 k_2.$$

Под влиянием этих токов стрелка логометра повернется на угол α , определяемым их отношением:

$$\frac{I_1}{I_{II}} = \frac{C_1 k_1}{C_{II} k_2} \cdot \frac{n_1}{n_2}. \quad (35)$$

Следовательно,

$$\boxed{\frac{n_1}{n_2} = b_0 \frac{I_1}{I_{II}}} \quad (36)$$

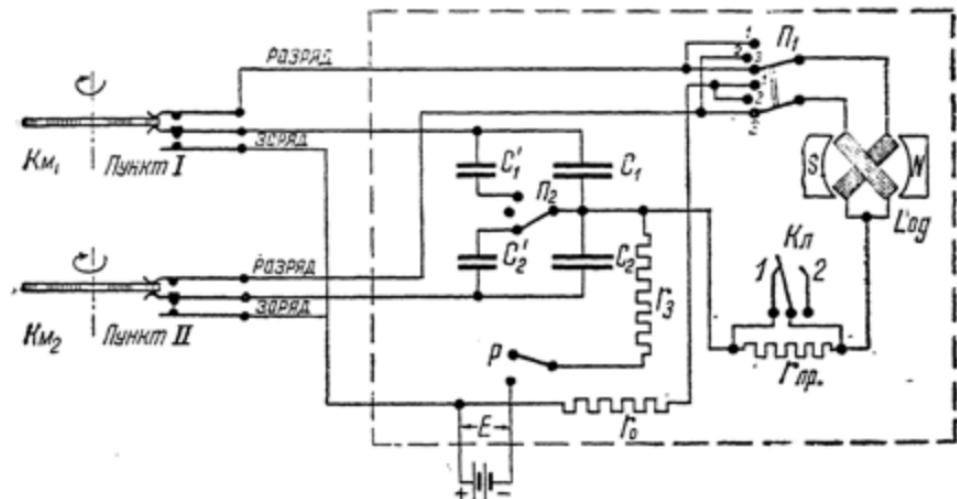


Рис. 10. Схема прибора для измерения скорости ветра в двух пунктах и для измерения отношения этих скоростей.

где $b_0 = \frac{C_{II} k_2}{C_1 k_1}$ — постоянная прибора при измерениях отношений оборотов в двух пунктах.

В частном случае, когда $C_1 = C_{II}$ и $k_1 = k_2$, имеем $b_0 = 1$ и

$$\boxed{\frac{n_1}{n_2} = \frac{I_1}{I_{II}}} \quad (37)$$

Полная принципиальная схема такого комбинированного анемометра показана на рис. 10.

Как видно из этой схемы, при помощи переключений трехпозиционного двухполюсного переключателя P_1 могут быть осуществлены следующие виды работы прибора:

- 1) при положении переключателя на контактах 1—1, анемометр измеряет скорость ветра в пункте I;
- 2) при положении переключателя на контактах 2—2, анемометр измеряет скорость ветра в пункте II;

3) наконец, когда переключатель находится на контактах 3 - 3, анемометр непосредственно измеряет отношение скоростей ветра в этих двух пунктах.

Переключатель P_2 осуществляет такие изменения емкостей заряжаемых конденсаторов, которые позволяют делать непосредственные отсчеты отношений скоростей ветра как для случаев,

когда скорости в пункте I больше, так и тогда, когда они меньше, чем в пункте II.

На рис. 10 показан также новый вариант контактного коммутатора, вращаемого ветровым колесом. "Срабатывания" контактов здесь производятся укрепленным на валу ветрового колеса зубчатым диском из изоляционного материала. Зубцы этого диска раздвигают среднюю и верхнюю пружины контактного устройства и вызывают этим замыкание контактов "на заряд". Когда места зубцов занимают впадины, верхняя и средняя контактные пружины сходятся и создают

замыкание контактов на "разряд".

В тех случаях, когда представляет интерес измерение не отношения скоростей ветра в двух пунктах, а их разности (градиента скорости ветра), прибор выполняется по схеме рис. 11.

Особенностью этой схемы, по сравнению со схемой рис. 9, является замена логометра *Log* дифференциальным гальванометром *DG*.

Как известно, дифференциальный гальванометр реагирует на разность токов, протекающих по обеим половинам его рамки. Следовательно, его показания будут определяться зависимостью

$$I_1 - I_{II} = CE_0 k (n_1 - n_2) \quad (38)$$

или

$$n_1 - n_2 = \frac{1}{CE_0 k} (I_1 - I_{II}) = a_0 (I_1 - I_{II}) \quad (39)$$

где $a_0 = \frac{1}{CE_0 k}$ — постоянная прибора при измерениях разности оборотов в секунду в двух пунктах. Полная принципиальная схема такого анемометра для измерений градиентов скорости ветра представлена на рис. 12.

Как и в случае двойного анемометра с логометром, у рассматриваемого двойного прибора с дифференциальным гальвано-

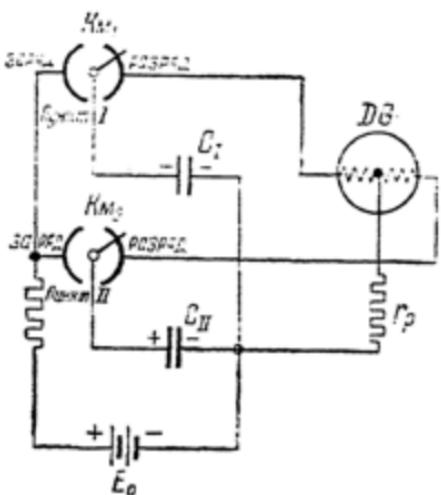


Рис. 11.

метром трехпозиционный двухполюсный переключатель P_1 , является основным органом управления его схемой. Он дает возможность осуществлять измерения:

- 1) скорости ветра в пункте I (контакты 1—1);
- 2) скорости ветра в пункте II (контакты 2—2);
- 3) разности (градиента) скоростей ветра в пунктах I и II (контакты 3—3).

Переключатель P_2 , как и в случае конденсаторного анемометра с гальванометром (рис. 6), позволяет осуществлять регулировку питающего прибор напряжения E_0 (позиция 2) и производить требуемые измерения (позиция 1).

На рис. 12 в качестве одного из возможных конструктивных вариантов показан контактный коммутатор коллекторного типа,

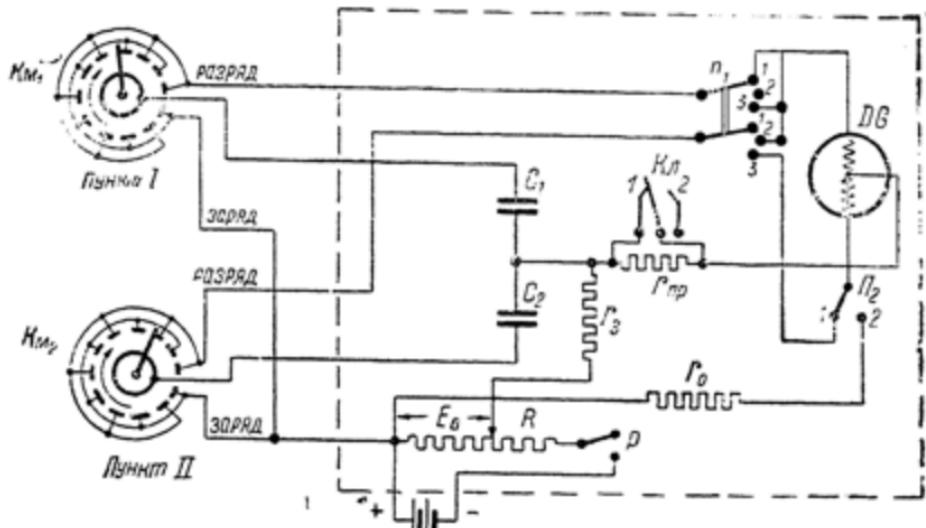


Рис. 12. Схема прибора для измерения скорости ветра в двух пунктах и для измерения разности (градиента) скорости ветра.

видоизмененный по сравнению с рис. 6. Этот коммутатор осуществляет нужные переключения контактов при помощи ординарной щетки.

Резюмируя материал, относящийся к двум последним типам анемометров, следует указать, что эти приборы дают возможность весьма удобно осуществлять ветровые наблюдения дистанционно, с непосредственным отсчетом искомых величин на шкале прибора, выполняя значительно более широкие задачи измерений, чем это было доступно для имевшихся до настоящего времени приборов.

III. УНИВЕРСАЛЬНЫЙ ДИСТАНЦИОННЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ ПРИБОР

Естественным дальнейшим этапом в развитии основных идей автора в отношении использования для измерительных целей системы периодического тока, состоящего из апериодических ЭБ "Научное наследие России"

зарядов и разрядов конденсатора, является разработка универсального конденсаторного измерительного прибора для дистанционных определений ряда электрических и неэлектрических величин.

Можно сказать, что основные элементы такого прибора уже имелись во всех предыдущих схемах, начиная с рис. 1. И это, разумеется, совершенно естественно, ибо, как мы увидим дальше, конденсаторный анемометр, к которому относятся эти рисунки, является частным случаем одного из применений универсального измерительного прибора.

Упрощенная принципиальная схема такого прибора изображена на рис. 13. Ее основное отличие от предыдущих схем конденсаторных анемометров состоит

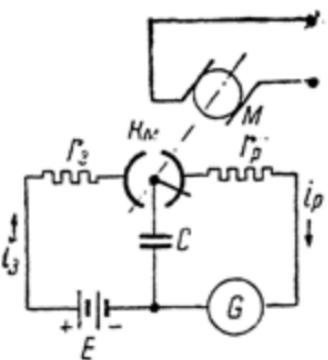


Рис. 13.

в том, что во всех случаях, за исключением измерений чисел оборотов в секунду вращающихся тел и измерений скоростей потоков, контактный коммутатор прибора приводится во вращение с постоянной угловой скоростью или электрическим мотором, или механизмом с пружинным заводом, снабженным регулятором оборотов или любым другим двигателем с постоянными оборотами.

В качестве электрического мотора могут быть использованы двигатели

постоянного тока или переменного тока, при условии получения от них строго заданного числа оборотов в минуту. При этом может осуществляться или непосредственный контроль этих оборотов, выполняемый самим универсальным прибором, или контроль подводимого к нему напряжения, тоже выполняемый тем же прибором.

Для вращения контактного коммутатора требуется ничтожная мощность порядка 2–3 W, поэтому двигатели для этих целей могут быть взяты мощностью порядка 5–10 W.

Ввиду того, что в электрических сетях переменного тока стандартная частота, как правило, держится с весьма приличной точностью, в тех случаях, когда эта точность является достаточной, могут быть применены синхронные двигатели с ротором из постоянных магнитов или часовые моторы Уоррена, тоже, как известно, вращающиеся с синхронной скоростью.

В выполнении автором универсальном измерительном приборе взят мотор Уоррена малого типа, на 127 V, 50 Hz, 6 VA, с вращающим моментом на внешнем валу $20g \times cm$. Благодаря редуктору внешний вал мотора вращается со скоростью 60 оборотов в минуту, т. е. делает 1 оборот в секунду.

На этом валу укреплен контактный коммутатор того же типа, что и указанный на рис. 7. Коммутатор делает 4 срабатывания

на один оборот вала ($k = 4$), следовательно в этом случае имеем

$$N = n_0 k = 4.$$

Непосредственные измерения режима мотора при его работе с контактным коммутатором дали следующие результаты:

$$U = 125 \text{ V}; I = 43,5 \text{ mA}; P = 3,4 \text{ W}.$$

Так как в универсальном измерительном приборе в качестве измерителя применен магнитоэлектрический прибор, то основные электрические зависимости в нем определяются уравнением (11):

$$I_0 = CE_0 n_0 k. \quad (11)$$

В этом уравнении, в общем случае, только одна величина является строго постоянной для каждого прибора: число „срабатываний“ контактного коммутатора на 1 оборот его вала, т. е. k . Остальные три составляющие (заряжаемая емкость C , напряжение питания E_0 и обороты вала коммутатора в секунду n_0) могут быть самыми различными.

Отсюда вытекают три основные группы измерений, осуществляемые универсальным измерительным прибором:

1) определения напряжений и токов и вытекающие из них определения сопротивлений и температур;

2) определения угловых скоростей (оборотов в единицу времени) и частот переменного тока;

3) определения емкостей.

В отношении первой группы измерений необходимо указать, что универсальным прибором непосредственно измеряются напряжения и токи постоянные. Для определения же этих величин на переменном токе к прибору подключается специальное детекторное устройство, благодаря чему эти измерения получают несколько особый характер.

При измерениях постоянных напряжений последние при помощи контактного коммутатора включаются на периодически повторяющиеся зарядки конденсатора C . В таком случае, на основании уравнения (11), будем иметь

$$\boxed{U_x = \frac{I_0}{Cn_0 k} = a_1 I_0} \quad (40)$$

где $a_1 = \frac{1}{Cn_0 k}$ постоянная прибора при измерении напряжений.

Имеющиеся при этом возможности в отношении измерений напряжений совершенно исключительны.

Выше уже было выяснено, что при правильном функционировании прибора (т. е. при наличии „режима полного зарядно-разрядного процесса“) показания гальванометра совершенно не зависят от активного сопротивления его рабочих цепей. Рис. 14

показывает, что при измерении исследуемых напряжений U_x не окажут влияния на отсчеты прибора и включенные последовательно в линию связи (паразитные) индуктивности L_n , а также включенные параллельно линиям связи (паразитные) емкости C_n .

Из схемы рис. 14 ясно, что значения напряжения, до которого заряжается конденсатор C , остаются совершенно неизменными как при отсутствии, так и при наличии L_n и C_n . Следовательно, неизменной будет энергия каждого заряда конденсатора C , а значит неизменным будет и ток через гальванометр, определяющий величину U_x . Экспериментальное исследование полностью подтвердило эту независимость показаний прибора от активного сопротивления, индуктивности и емкости линии связи. Последовательное включение в эти линии при опытной проверке добавочных 6000 Ω активного сопротивления или катушки индуктивности в 30 H совершенно не меняли показаний прибора. Точно так же абсолютно не сказывалось на его показаниях присоединение параллельно зажимам a и b конденсаторов, емкостью до 400 μF .

Рис. 14.

данным НИИ НКС).

Таблица 2

Данные на 1 км длины двухпроводных воздушных линий НКС

Расстояние между проводами	Материал проводов	Диаметр	R	L	C
		мм	Ω	мН	ст
300 мм	Бронза	2,5	11,4	2,29	4770
	Твердотянутая медь . .	{3,0 4,5}	{5,2 2,3}	2,22 2,05	4920 5320
600 мм	Бронза	2,5	11,4	2,57	4260
	Твердотянутая медь . .	{3,0 4,5}	{5,2 2,3}	2,30 2,33	4380 4730
	Алюминий	4,0	4,8	2,38	4600

На основании этой таблицы получаем следующие предельные изменения трех параметров двухпроводных воздушных линий связи на 1 км их длины:

$$R = 2,3\Omega \div 11,5\Omega \leq 11,5\Omega,$$

$$L = 2,05 \cdot 10^{-3} H \div 2,57 \cdot 10^{-3} H < 2,6 \cdot 10^{-3} H,$$

$$C = 4,73 \cdot 10^{-3} \mu F \div 5,93 \cdot 10^{-3} \mu F < 6 \cdot 10^{-3} \mu F.$$

Таким образом, индуктивности, емкости и сопротивления, введение которых в измерительную цепь универсального прибора при экспериментальной проверке не оказалось совершенно никакого влияния на его отсчеты, превышают в тысячи раз те значения этих величин, которые имеют на 1 км своей длины практически применяемые воздушные линии связи.

Принципиально аналогичную картину будем иметь и для кабельных линий связи.

Единственным физическим фактором в электрических свойствах линий связи, практически влияющим на точность отсчетов универсального прибора и поэтому ограничивающим целесообразные дальности измерений с ним, является утечка электрического тока в этих линиях.

Для получения достаточной точности измерений падение напряжения вдоль линий связи ΔU , создаваемое током утечки ΔI , разумеется, должно быть достаточно малым. Относительную величину этого падения напряжения, выраженную в масштабе измеряемого напряжения U_s , обозначим через ε , т. е.

$$\varepsilon = \frac{\Delta U}{U_s}. \quad (41)$$

Так как ε в рассматриваемых случаях всегда малая величина, то ток утечки естественно считать равномерно распределенным по длине линии связи l .

Обозначим:

R_1 — сопротивление линии на 1 км ее длины.

G_1 — проводимость утечки линии на 1 км ее длины.

Тогда

$$\Delta U = \frac{M \cdot R_1 l}{2} \quad (42)$$

и

$$\Delta I = U_s \cdot G_1 l. \quad (43)$$

Следовательно,

$$\varepsilon = \frac{\Delta U}{U_s} = \frac{R_1 G_1 l^2}{2}. \quad (44)$$

Откуда

$$l = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{R_1 G_1}}. \quad (45)$$

Относительное падение напряжения на линии связи определяет собой величину относительной погрешности, вносимой линией в искомый отсчет универсального прибора. Обозначим предельное допустимое значение этой погрешности через ε_m . Тогда допустимая длина линии связи будет определяться условием

$$l \leq \sqrt{\frac{2\varepsilon_m}{R_1 G_1}}. \quad (46)$$

Чтобы оценить получающиеся при этом численные результаты, примем следующую относительно жесткую величину для проводимости линий связи: $G_1 = 1 \mu S/\text{км}$, что отвечает сопротивлению утечки в $1 M\Omega/\text{км}$. При этом рассмотрим типичную двухпроводную линию из твердотянутой меди, с диаметром проводов 3 мм и $R_1 = 5,2 \Omega/\text{км}$.

Если при этом считать допустимой при прецизионных измерениях величину погрешности $\varepsilon \leq 0,001 = 0,1\%$, то максимальные расстояния l_m при дистанционных измерениях будут определяться отношением

$$l_m = \sqrt{\frac{2 \cdot 0,01}{5,2 \cdot 10^{-6}}} \approx 20 \text{ км}.$$

При технических измерениях, если $\varepsilon \leq 1\%$, максимальная протяженность линии связи равна

$$l_m = \sqrt{\frac{2 \cdot 0,01}{5,2 \cdot 10^{-6}}} \approx 62 \text{ км}.$$

Наконец, при грубых измерениях, если $\varepsilon \leq 5\%$, имеем

$$l_m = \sqrt{\frac{2 \cdot 0,05}{5,2 \cdot 10^{-6}}} \approx 140 \text{ км}.$$

Таким образом, рассматриваемая измерительная система, основанная на использовании для измерительных целей импульсов тока периодически повторяющихся зарядов и разрядов конденсатора, безусловно может быть широко применена для самых различных телеметрических задач. При этом она обеспечивает на расстояниях порядка до 20 км практически полную независимость работы измерительного устройства от какого-либо влияния электрических параметров линий связи. При измерениях же на расстояниях порядка 60 км линии связи могут внести в отсчет универсального прибора погрешность, не превышающую 1%. Наконец, при грубых требованиях к точности измеряемых величин, когда погрешность, вносимая линией связи может доходить до 5%, телеметрические измерения могут производиться на расстояниях до 140 км.

Полезно отметить, что для обычных линий связи со средними условиями изоляции можно считать $G_s = 0,5 \mu S/\text{км}$. В таком случае все найденные выше расстояния вырастают на 41%.

В то же время сами измерения осуществляются универсальным прибором с высокой чувствительностью и точностью, определяемой как примененным в нем магнитоэлектрическим прибором, так и методом автоматической компенсации напряжений при отсчете. Таким образом, условия, необходимые для самых различных дистанционных измерений, обеспечиваются универсальным прибором с большой полнотой в весьма благоприятных для практики формах.

В виду того, что постоянная прибора при измерениях напряжения обратно пропорциональна емкости, а последняя легко может быть выбрана весьма различной, в универсальном приборе с большой простотой осуществляется исключительно широкий диапазон измеряемых напряжений. При этом возникают чрезвычайно интересные возможности в отношении измерений с помощью обычного стрелочного микроамперметра весьма малых напряжений.

Иллюстрируем последний вывод численным примером. Для этого возьмем тот же гальванометр, что нами применялся в конденсаторном анемометре, т. е. со шкалой на 100 делений и предельным током $35 \mu A$. Кроме того, попрежнему примем $N = n_0 k = 4$. В таком случае, на основании уравнения (40), получаем следующее выражение для величины емкости C в μF в зависимости от предельно измеряемого напряжения U_x :

$$C = \frac{J_0}{U_x n_0 k} = \frac{35}{4 U_x} = \frac{8,75}{U_x}.$$

Отсюда находим приводимые в табл. 4 соотношения между измеряемыми напряжениями U_x и необходимой емкостью заряжаемого и разряжаемого конденсатора C .

Таблица 3:

Измеряемые пределы напряжений U_x		Необходимая емкость C
Вольты	Милливольты	Микрофарады
$10^{-3} - 0,1$	$1 - 100$	87,5
$0,1 - 10$	$10^2 - 10^4$	0,875
$10 - 1000$	$10^4 - 10^6$	$8,75 \cdot 10^{-3}$

Таким образом, с помощью простого комбинирования емкостей, одним и тем же прибором могут осуществляться непосред-

ственные измерения от весьма малых напряжений — порядка долей милливольта до весьма значительных напряжений — порядка тысячи вольт.

При этом весьма важно отметить следующую очень ценную особенность работы (в качестве вольтметра) универсального измерительного прибора.

При протекании тока заряда конденсатора, особенно в начальный момент, прибор может оказывать заметное влияние на измеряемую цепь, если она маломощна. Но когда конденсатор универсального прибора зарядился, его напряжение оказывается вполне соответствующим (т. е. равным и встречным) исследуемому напряжению, и между прибором и измеряемой цепью устанавливается равновесие, полностью соответствующее условиям взаимной компенсации обоих напряжений. Таким образом, отсчеты по универсальному прибору относятся к неискаженному режиму измеряемой цепи, вполне освобожденному от вносимых измеряющим прибором нарушений нормального процесса.

Эти условия измерений вполне аналогичны тем, которые имеют место в компенсационных схемах, и они обеспечивают большую принципиальную точность этого нового метода измерений. Ясно, что в универсальном приборе, в отличие от обычных компенсационных схем, имеет место процесс автоматической самокомпенсации за счет источника измеряемого напряжения.

Легкость и точность измерения малых напряжений делают весьма простым применение универсального измерительного прибора для измерения токов I_x .

В этом случае в измеряемую цепь вводится шунт с известным сопротивлением R_0 , падение напряжения на котором U_x и отсчитывается прибором.

Согласно уравнению (40) будем иметь

$$\boxed{I_x = \frac{U_x}{R_0} = \frac{I_0}{R_0 C n_0 k} = a_2 I_0} \quad (47)$$

где $a_2 = \frac{1}{R_0 C n_0 k} = \frac{a_1}{R_0}$ — постоянная прибора для измерений токов.

Точно так же универсальный прибор дает возможность дистанционно измерять любые сопротивления и их изменения при сохранении полной независимости отсчетов от влияний сопротивлений линий связи.

С принципиальной стороны эти измерения могут быть вполне аналогичными указанным выше измерениям величины тока, так как они тоже сводятся к определению падения напряжения U_x на

искомом сопротивлении. Только в данном случае вместо известного по величине сопротивления R_0 и неизвестного тока I_x , которые имели место при измерении токов, мы имеем известный по величине ток i_0 и неизвестное сопротивление R_x .

Следовательно, в этом случае получаем

$$R_x = \frac{U_x}{i_0} = \frac{i_0}{i_0 C n_{11} k} = \frac{a_1}{i_0} I_n \quad (48)$$

Принципиальная схема для такого рода измерений представлена на рис. 15. Величина тока i_0 , протекающего через измеряемое сопротивление R_x , регулируется реостатом R и контролируется по миллиамперметру A . При этом шкала гальванометра G может быть проградуирована непосредственно в омах.

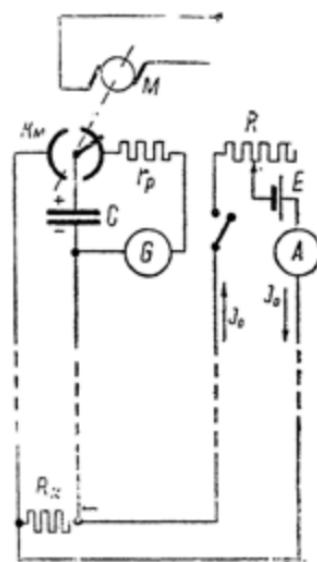


Рис. 15.

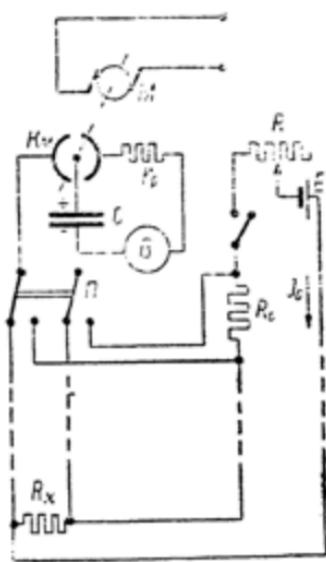


Рис. 16.

В тех случаях, когда затруднительно иметь специальный измерительный прибор для наблюдения за током i_0 , соответствующий контроль может быть осуществлен самим универсальным прибором. Тогда принципиальная схема для измерений сопротивлений примет вид, показанный на рис. 16. Здесь при повороте двухполюсного переключателя P вправо гальванометр G показывает величину тока i_0 , а при повороте этого переключателя влево гальванометр отсчитывает величину измеряемого сопротивления R_x .

Как видно из рисунков 15 и 16, для измерений сопротивлений в рассмотренных случаях требуется четырехпроводная линия связи. Однако при этом мы получаем полное устранение влияния на отсчет измеряемого сопротивления всех посторон-

них сопротивлений в измерительной цепи, в том числе сопротивлений соединительных проводов и промежуточных контактов.

Определение искомого сопротивления R_x может быть осуществлено и путем последовательного включения с ним известного сопротивления R_0 и питания обоих сопротивлений от одного источника тока. При этом определение падений напряжения на каждом из сопротивлений U_1 и U_2 осуществляется универсальным измерительным прибором (при помощи трехпроводной линии) обычным образом.

Очевидно, в этом случае будем иметь следующую зависимость:

$$\frac{R_x}{R_0} = \frac{U_1}{U_2} \quad (49)$$

и

$$R_x = R_0 \frac{U_1}{U_2}. \quad (49a)$$

Для того чтобы отношение сопротивлений $\frac{R_x}{R_0}$ определять не при помощи двух самостоятельных измерений U_1 и U_2 , а одним непосредственным отсчетом по прибору, следует заменить в универсальном измерительном приборе гальванометр G логометром Log . При этом схема прибора в части, относящейся к измерителю (логометру), примет вид аналогичный схеме рис. 10.

Точно так же в тех случаях, когда представляет интерес не само сопротивление R_x , а его изменения $\pm \Delta R$, целесообразно обычный гальванометр G заменить дифференциальным гальванометром DG , а сопротивление R_0 выбрать равным начальному значению сопротивления R_x . Тогда показания дифференциального гальванометра DG будут пропорциональны искомым приращениям сопротивления, и его шкала может быть непосредственно проградуирована в омах на эти приращения сопротивления.

Схема универсального прибора в этом случае, в части, относящейся к измерителю (дифференциальному гальванометру), примет вид аналогичный схеме рис. 12.

Наконец, чрезвычайно целесообразным для измерений сопротивлений или их приращений является применение уравновешенного или неуравновешенного моста Уитстона, с использованием в его диагонали вместо обычного гальванометра универсального прибора. Компенсационный метод отсчета у универсального прибора, его высокая чувствительность и его полная независимость от внутреннего сопротивления источника электрического напряжения делают такого рода измерения исключительно плодотворными.

Принципиальная схема для таких измерений представлена на рис. 17. Здесь неизвестное сопротивление R_x является одним из четырех плеч моста Уитстона. Контроль тока, проходящего через мост от источника напряжения E , осуществляется, как и на схеме

рис. 15, при помощи специального миллиамперметра A . Очевидно, что этот контроль может быть выполнен и при помощи самого универсального прибора таким образом, как это показано на рис. 16. Кроме того, в последнем случае может осуществляться вместо определений величины тока определение подводимой к мосту разности потенциалов, для чего должны быть соответствующим образом переключены зажимы двухполюсного переключателя P (рис. 16).

На рис. 17 показано специальное сопротивление r_{sp} порядка нескольких сот омов, с параллельно подключенным к нему переключателем K_L , предназначенное для "проверки исправности действия" прибора. Роль и характер работы этого проверочного устройства те же, что и у ранее рассмотренных схем (рис. 6, 7, 8 и др.). Несомненно, должно создаваться чрезвычайно парадоксальное впечатление, когда гальванометр G универсального прибора, регистрирующий отклонение сопротивления в плечах моста на сотые доли ома, совершенно не реагирует на включение и выключение в связывающих его с мостом проводах сопротивлений, размером в сотни и тысячи омов.

Возможности измерять неизвестные сопротивления и их положительные и отрицательные приращения на любых расстояниях совершенно независимо от сопротивлений, индуктивностей и емкостей линий связи открывают чрезвычайно большие перспективы в отношении использования универсального прибора для измерений весьма многих неэлектрических величин.

Как известно, температуры, длины, углы, скорости и т. д., а также положительные и отрицательные приращения этих величин можно весьма легко переводить соответственно в сопротивления и их приращения. А универсальный измерительный прибор позволяет определять эти переменные сопротивления указанными выше методами просто, точно и практически на любых расстояниях.

Кроме того, в отношении измерения температур следует еще указать, что универсальный измерительный прибор легко преобразуется в дистанционный электрический термометр также и пу-

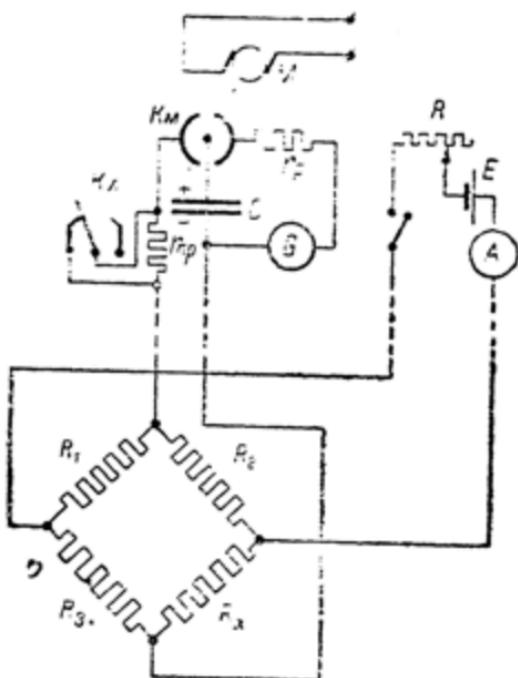


Рис. 17.

тем простого подключения к нему термопары. Большая чувствительность прибора и его полная независимость от внутреннего сопротивления источника электрического напряжения делают этот прибор весьма удобным для такого рода измерений.

Поскольку контактное устройство в универсальном приборе может приводиться во вращение мотором с синхронным числом оборотов, прибор легко может быть использован и как стрелочный частотомер.

Действительно, в случае синхронного мотора имеем

$$f = zpn_0 \quad (50)$$

где f — частоты тока питающего мотор;

z — передаточное число редуктора мотора;

p — число пар полюсов мотора;

n_0 — число оборотов вала мотора в секунду.

Для мотора Уоррена, уже рассмотренного выше, $zp = 50$. Следовательно, в этом случае

$$f = 50 n_0 \quad (51)$$

Но, согласно уравнению (33), для числа оборотов вала мотора в секунду имеем зависимость

$$n_0 = \frac{I_0}{CE_0 k} = a_1 I_0 \quad (33)$$

Таким образом, при измерениях с мотором Уоррена получаем

$$f = \frac{50}{CE_0 k} I_0 = a_2 I_0 \quad (52)$$

где $a_2 = 50 a = \frac{50}{CE_0 k}$ — постоянная прибора с мотором Уоррена при измерении частоты.

Применения универсального измерительного прибора как тахометра, а также как прибора для измерений скоростей газовых (в том числе воздушных) и жидких (в том числе водяных) потоков — вполне ясны из второго раздела настоящей работы, посвященного описанию разработанных автором четырех анемометров. Как указывалось в предисловии к настоящей работе, измерения угловых скоростей и скоростей ветра явились областью первых практических применений для этих приборов.

Наконец, весьма естественным и простым является применение универсального прибора для измерения емкостей.

Из уравнения (11) вытекает, что

$$C = \frac{I_0}{E_0 n_0 k} = a_3 I_0 \quad (53)$$

где $a_3 = \frac{1}{E_0 n_0 k}$ постоянная прибора для измерений емкостей.

Эти измерения не зависят от активных сопротивлений и индуктивностей линий связи. Однако емкости линий связи будут влиять на отсчеты прибора.

Поскольку основой рабочего процесса в универсальном измерительном приборе является режим заряда и разряда конденсатора прибора, естественным было использование во всех рассмотренных случаях измерений источника постоянного напряжения.

Однако представлялось в высшей степени желательным применить универсальный измерительный прибор и для измерения переменных напряжений и токов.

Элементарно понятно, что включить прибор непосредственно в цепь переменного тока нельзя. Но, как будет ясно из дальнейшего, было бы также неправильным питать прибор и выпрямленным пульсирующим напряжением без сглаживания. Физический процесс, происходящий при этом, может быть выяснен следующим образом.

Если контактный коммутатор делает 5 „срабатываний“ в секунду т. е. $N = \frac{1}{T} = 5$, то, согласно уравнению (29), имеем следующую продолжительность замыкания цепи заряда конденсатора.

$$\tau_{kz} = 0,4 \quad T = 0,08 \text{ сек.}$$

Частота промышленного тока f равна 50 Hz. Следовательно, при однотактном выпрямлении в течение времени замыкания контактов зарядной цепи τ_{kz} будет иметь место число импульсов выпрямленного напряжения, равное

$$F = \tau_{kz} f = 4.$$

Итак, в течение периода заряда конденсатора напряжение 4 раза вырастает от нуля до амплитудного значения и снова падает до нуля. Благодаря этому суммарное время, в течение которого напряжение в период заряда остается близким к своему амплитудному значению, становится весьма небольшим.

Действительно, если считать, что на величине зарядного тока существенно не отражаются только такие отклонения выпрямленного пульсирующего напряжения от его амплитудной величины, которые не превышают 1%, а более значительные отклонения уже сказываются на зарядном токе, то получаем следующие соотношения.

Изменения напряжений в пределах $0,99U_m \div U_m \div 0,99U_m$ происходят при изменениях электрических углов в пределах $82^\circ \div 90^\circ \div 98^\circ$. Таким образом, при однотактном выпрямлении ЭБ "Научное наследие России"

полнозначные условия заряда делятся лишь в течение 16° из 360° ,
т. е. в продолжении $\frac{1}{22,5}$ части всего периода электрического

напряжения.

Следовательно, вполне эффективное время протекания тока заряда уменьшается примерно в 20 раз против условий заряда от постоянного источника тока. А значит в такое же количество раз упадет и предельное значение допустимого сопротивления цепи заряда.

Таким образом, для того чтобы измерения переменных напряжений и токов универсальным измерительным прибором оставались в прежних пределах независимыми от неуправляемых параметров линий связи, необходимо не только выпрямить измеряемое напряжение, но и его достаточно тщательно сгладить. Как известно, последнее может быть осуществлено при помощи фильтров, образованных конденсаторами или конденсаторами и катушками индуктивности.

В рассматриваемом случае могут быть применены различные типы фильтров. Но ввиду того что измерительный процесс несет компенсационный характер, вполне естественно применить в детекторном устройстве простейший фильтр, образованный только конденсаторами, включенными параллельно нагрузочному сопротивлению. Это тем более целесообразно, что индуктивности практически не могут играть мало-мальски существенной роли в фильтре при тех малых токах, которые протекают через измерительную цепь.

Такой фильтр и применен автором в его универсальном измерительном приборе. Физические процессы в детекторном устройстве с таким фильтром, несмотря на внешнюю простоту этого устройства, отличаются весьма большой сложностью. Их теоретическое рассмотрение в общем виде представляет тем большую важность и интерес, что при этом выясняются и разрешаются многие принципиальные и практические вопросы, определяющие работу целого ряда ответственных электротехнических устройств, иногда внешние не похожих, но по своим основным электрическим параметрам и процессам весьма сходных с принятым детекторным устройством. Это — детекторные приборы со сглаживающими конденсаторами; рентгеновские установки, питаемые от кенотронных выпрямителей; импульсные генераторы высоких напряжений; схемы выпрямления с умножением напряжения (удвоением, утегверением и т. д.) и др.

Подробный и углубленный теоретический анализ работы этого рода устройств, ориентированный на детекторное измерительное устройство универсального измерительного прибора, выполнен автором во второй специальной части настоящей работы.

Прежде чем перейти к описанию разработанного и осуществленного прибора, очень существенно также отметить еще одно

весьма ценное его качество, непосредственно вытекающее из его универсальности. Возможные случайные отклонения любого исходного параметра измерительного устройства E_0 , C , n , определяющего его градуировку, от заданных расчетом или экспериментальным подбором величин всегда могут быть проверены при помощи самого же универсального прибора и затем учтены при отсчетах измеряемых величин.

Таким образом, даже при наличии в приборе подобных случайных отклонений, пользуясь только самим прибором, можно осуществлять измерения с полной доступной прибору точностью, лишь при сравнительно небольшом усложнении отсчетов путем введения соответствующей поправки.

Полная принципиальная схема универсального измерительного прибора для измерений как на постоянном токе, так и в цепях переменного тока представлена на рис. 15.

Как видно из этой схемы, все устройство состоит из двух частей: собственно измерительного прибора, показанного в верхней части рисунка, и детекторного измерительного устройства, помещенного в нижней части рисунка.

Детали собственно измерительного прибора ясны из ранее рассмотренных схем. При помощи только этой части устройства выполняются все измерения, за исключением относящихся к цепям переменного тока.

При отсчетах постоянных напряжений и токов измеряемая разность потенциалов подключается к зажимам a и b , а переключатель P_3 ставится на левый 1 контакт (как это и показано на рис. 18).

Для всех остальных измерений на постоянном токе переключатель P_3 ставится на правый контакт 2, а к зажимам d и g подключается источник постоянного напряжения E , порядка 1—1,5 V.

Прежде чем производить измерения, переключатель P_1 ставится на нижний контакт 1, и при помощи регулировки потенциометрического реостата R на прибор подается заданное напряжение E_0 , отсчитываемое по гальванометру G . После этого переключатель P_1 ставится на верхний контакт 2, и прибор подготовлен для остальных измерений.

Для определения исследуемых емкостей последние подключаются к зажимам h и l , а переключатель P_2 ставится на нижний 0 контакт (как это и показано на рис. 18). При остальных измерениях переключатель устанавливается на средний 1 или верхний 2 контакты, в зависимости от желательной чувствительности прибора и требуемого диапазона измеряемых величин.

Для определения чисел оборотов вращающихся тел контактный коммутатор K_m должен приводиться во вращение от этих тел. Очевидно, что таким методом могут быть измерены и линейные скорости, в том числе скорости газообразных и жидких потоков. Для этого при помощи соответствующих механизмов должны быть получены угловые скорости вращения контактного

коммутатора K_m , пропорциональные измеряемым линейным скоростям.

Для измерения частоты переменного тока контактный коммутатор приводится во вращение электродвигателем M с синхронным числом оборотов, питаемым от измеряемой цепи. В таком случае, показания гальванометра G будут прямо пропорциональны частоте питающего двигатель тока.

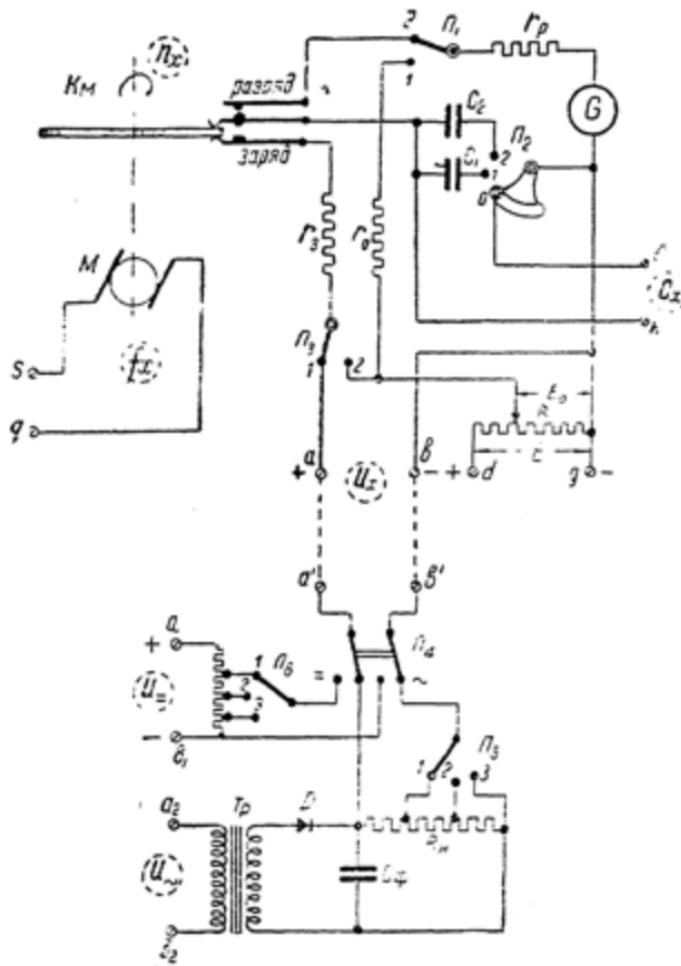


Рис. 18. Принципиальная схема универсального дистанционного измерительного прибора.

При всех остальных измерениях контактный коммутатор K_m должен приводиться во вращение с постоянной угловой скоростью, что может выполняться как при помощи электродвигателя, так и при помощи пружинного завода с регулятором числа оборотов в минуту.

Для измерений на переменном токе к универсальному прибору приключается детекторное измерительное устройство, показанное в нижней части рис. 18.

Здесь T_p — измерительный трансформатор напряжения или тока, зажимы первичной цепи которого a_2 и b_2 подключаются к измеряемому участку цепи переменного тока.

Δ — измерительный детектор (например, меднозакисный выпрямитель, диод и т. д.).

C_ϕ — сглаживающая емкость (коиденсаторы фильтра).

R_n — секционированное нагрузочное сопротивление, соответствующая часть которого подключается при помощи переключателя P_5 и линии связи $a'a$ и $b'b$ к измерительному прибору.

Три секции нагрузочного сопротивления R_n в комбинации с двумя емкостями прибора C_1 и $C_1 + C_2$ создают шесть диапазонов измеряемых переменных напряжений и токов.

Как видно из рис. 18, двойной переключатель P_4 детекторного измерительного устройства позволяет переходить от дистанционных измерений переменных напряжений и токов (правое положение переключателя P_4) к дистанционным измерениям этих же величин на постоянном токе (левое положение переключателя P_4). В последнем случае, благодаря секционированному сопротивлению R_n , связанному с трехпозиционным переключателем P_6 , осуществляется в сочетании с двумя емкостями C_1 и C_2 , связанными с переключателем P_2 , тоже 6 диапазонов показаний прибора для измеряемых постоянных напряжений и токов.

Совершенно ясно, что для измерений как на постоянном, так и на переменном токах вообще легко может быть достигнуто какое угодно большое число диапазонов напряжений и токов, измеряемых одним и тем же универсальным измерительным прибором.

Наконец, следует указать, что при определении этим прибором неэлектрических величин, а также при измерениях емкостей и частот, в качестве постоянного напряжения E_0 может быть использовано выпрямленное напряжение от детекторного измерительного устройства. В этом случае переключатель P_4 становится в свое правое положение, а зажимы a' и b' детекторного устройства присоединяются соответственно к зажимам d и g измерительной части универсального прибора.

Принципиальная схема первого осуществленного универсального измерительного прибора типа УДИП-1 представлена на рис. 19.

Здесь, как и в случае конденсаторного анемометра с гальванометром типа КАГ-2 (рис. 7), переключатели P_1 и P_2 объединены в одном трехпозиционном переключателе Pr .

При наклоне рукоятки этого переключателя влево осуществляется проверка и, если требуется, регулировка напряжения E_0 , необходимого для производства измерений всех неэлектрических величин, а также измерений емкостей и частот.

При среднем положении рукоятки переключателя *Пр* все измерения выполняются при меньшей чувствительности прибора, но зато в пределах максимального диапазона значений измеряемых величин.

Наконец, при наклоне рукоятки переключателя *Пр* вправо измерения осуществляются с максимальной чувствительностью прибора (четырехкратной по сравнению с предыдущим случаем), но при соответственно сокращенном диапазоне измеряемых величин.

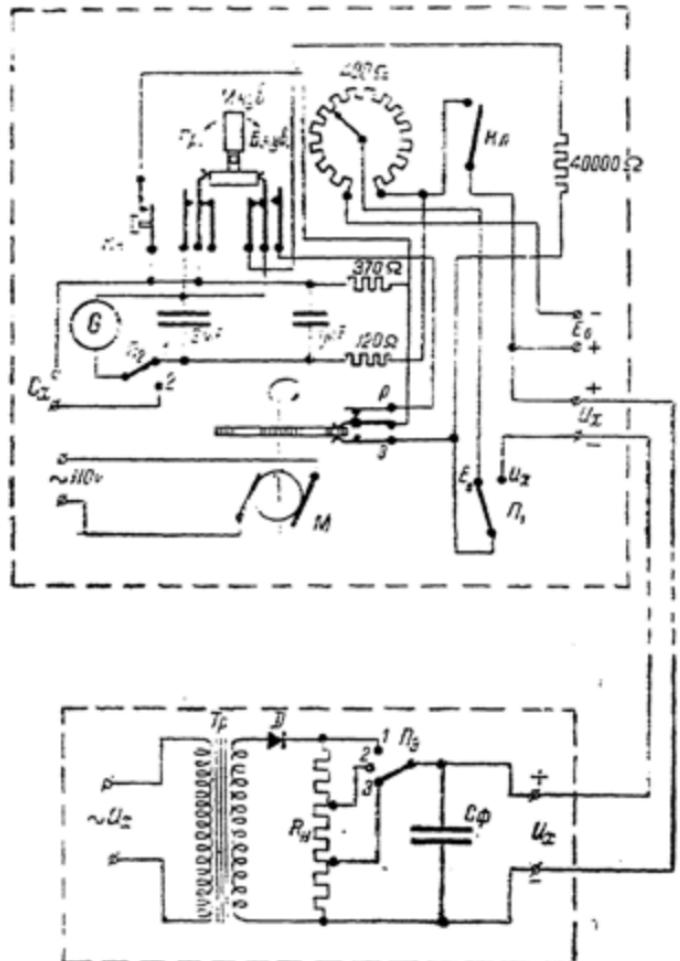


Рис. 19. Схема универсального дистанционного измерительного прибора типа УДИП-1.

Остальные детали схемы прибора УДИП-1 вполне ясны из сопоставления их со схемой рис. 18.

В заключение необходимо указать, что исследования этого прибора, выразившиеся как в сопоставлении вычисленных и экспериментально найденных его постоянных, так и в выполнении с ним разнообразных измерений, полностью подтвердили все теоретические положения и практические выводы автора.

ЧАСТЬ ВТОРАЯ

I. ТЕОРИЯ РАБОТЫ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО ДЕТЕКТОРНОГО УСТРОЙСТВА СО СГЛАЖИВАЮЩЕЙ ЕМКОСТЬЮ

Для осуществления измерений в цепях переменного тока при помощи универсального измерительного прибора, как было указано в первой части данной работы, необходимо на месте измерений осуществлять выпрямление переменного тока и его сглаживание, а сами отсчеты производить уже на таком образом полученном постоянном токе.

Для осуществления выпрямления можно применять детекторы любого типа, а для сглаживания пульсаций напряжения параллельно нагрузочному сопротивлению детекторного устройства необходимо включать соответствующую емкость. При этом

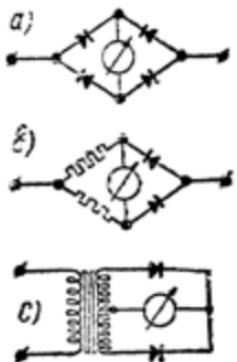
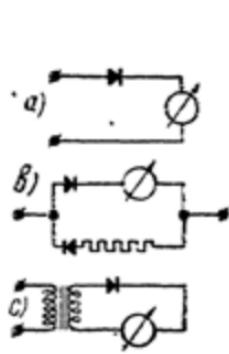


Рис. 20а. Схемы детекторных приборов с однотактным выпрямлением тока.

Рис. 20б. Схемы детекторных приборов с двухтактным выпрямлением тока.

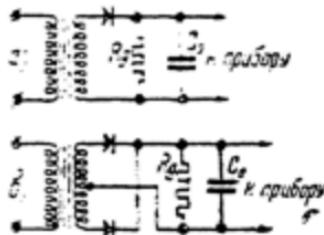


Рис. 21. Схемы детекторного устройства с однотактным и двухтактным выпрямлением.

выпрямительное устройство может быть выполнено как с одним, так и с двумя тактами выпрямления.

Что касается выбора схемы выпрямления, то естественней всего использовать одну из тех, которые обычно применяются у детекторных приборов (рис. 20 а и б). При этом измерительный прибор заменяется нагрузочным сопротивлением R_g и параллельно последнему подключается сглаживающая емкость C_s . Так преобразованные схемы типа с рис. 20-а и 20-б показаны на рис. 21.

Теория работы обычных детекторных приборов как при одном, так и при двух тактах выпрямления относительно проста и общеизвестна. Но она совершенно не может быть использована при переходе к схемам рис 21, так как после включения

конденсатора параллельно нагрузочному сопротивлению все условия работы электрической цепи с детектором радикально видоизменяются и крайне усложняются.

В качестве примера того, как значительны оказываются иногда эти изменения, можно привести соотношения у детекторного вольтметра, собранного по однотактной (однополупериодной) схеме выпрямления (рис. 20-*a*). В этом случае, при детекторе высокого качества (т. е. практически пропускающем ток только в одном направлении), подключение различных емкостей параллельно гальванометру G меняет градуировку прибора в пределах от 1 до π раз. Если же детектор частично пропускает в обратном направлении ток, соизмеримый по величине с прямым током, то градуировка прибора меняется в еще больших пределах.

Следует также отметить, что подключение сглаживающего конденсатора параллельно гальванометру представляет весьма серьезный интерес для детекторных приборов и еще потому, что при этом оказывается возможным применять детекторные приборы также для измерения токов и напряжений весьма малых частот (порядка герц и долей герц), для которых, как известно, электroteхника в настоящее время совершенно не имеет подходящих измерительных приборов. Между тем нужда в таких измерениях несомненна, а отсутствие соответствующих измерительных приборов и методов измерений приводит к суррогатированию их, что понижает точность измерений и усложняет их методику.

Таким образом, полное выяснение всех электрических зависимостей в детекторном устройстве с параллельным конденсатором чрезвычайно существенно с самых различных точек зрения.

При теоретическом рассмотрении рабочих процессов выпрямительного устройства, состоящего из детектора, активного нагрузочного сопротивления и шунтирующей его емкости, безусловно, можно пренебречь индуктивным сопротивлением в цепи устройства, так как оно вызывается только короткими соединительными проводами схемы и потому ничтожно мало по сравнению с активным и емкостным сопротивлениями. Вследствие этого, электрическую цепь нашего устройства можно рассматривать как образованную только активным сопротивлением детектора R_D и нагрузочного сопротивления R_g и емкостным сопротивлением сглаживающего конденсатора C_0 (рис. 22-*a*).

При этом, однако, в общем случае, необходимо помнить, что фактическое сопротивление детектора, благодаря его степенной характеристике, является функцией от приложенного к его зажимам напряжения. Таким образом, в течение каждого периода электрического тока сопротивление детектора тоже периодически меняется.

Для получения возможности применения к цепи, содержащей детектор, обычных электрических зависимостей переменного тока, вытекающих из законов Ома и Киргофа (что, разумеется, является только приближенным решением задачи), приходится

приписывать детектору некоторое эквивалентное электрическое сопротивление, постоянное в течение каждого полупериода напряжения, но весьма различное для двух направлений протекающего в его цепи тока. Величины этих двух эквивалентных сопротивлений меняются при изменении амплитуды приложенного к детектору напряжения.

При таких допущениях цепь детекторного устройства можно рассматривать для каждого полупериода напряжения, как приближенно омическую (рис. 22-*a*).

Поскольку, однако, в практических условиях работы сопротивление детектора току проводящего направления во много раз больше, чем току обратного направления, при такого рода решениях обычно с токами обратного направления не считаются т. е. принимают сопротивление детектора в обратном направлении равным бесконечности.

Это тем более допустимо для рассматриваемых здесь условий, когда параллельно нагрузочному сопротивлению включен сглаживающий конденсатор C_0 . Действительно, в этом случае обратный ток через детектор лишь дополнительно разряжает конденсатор C_0 , существенно не влияя на ток в нагрузочном сопротивлении, который определяется для этой части периода основным разрядом конденсатора C_0 .

Так как, к тому же, учет обратного тока через детектор, особенно при наличии сглаживающего конденсатора C_0 , представляет дополнительные математические трудности, то в дальнейшем сопротивление детектора току обратного направления при расчетах принимается равным бесконечности.

Как всякая разветвленная электрическая цепь, детекторное измерительное устройство может быть представлено эквивалентной электрической схемой, состоящей только из последовательно включенных сопротивлений. Соответствующее преобразование схем рис. 22-*a* показано на рис. 22-*b* и 22-*c*.

Здесь R_{g_3} — эквивалентное активное сопротивление разветвленного участка электрической цепи, состоящего из нагрузочного сопротивления R_g и шунтирующего конденсатора C_0 .

C_3 — эквивалентная емкость того же разветвленного участка цепи.

R_3 — сумма активных сопротивлений R_D и R_{g_3} .

Из условий эквивалентности разветвленного участка цепи, образованного R_g и C_0 (рис. 22-*a*), и последовательного участка цепи, образованного R_{g_3} и C_3 (рис. 22-*b*), вытекает, что

$$\omega C_0 R_g = \frac{1}{\omega C_3 R_{g_3}} = \tan \varphi_0. \quad (1)$$

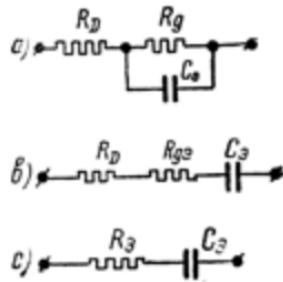


Рис. 22. Эквивалентные схемы детекторного устройства.

Здесь $\omega = 2\pi f$ — угловая частота питающего детекторный прибор тока.

ζ — основной параметр уравнений детекторного устройства.

φ_0 — тот угол сдвига фаз, который существовал бы между током и напряжением на участке цепи, эквивалентном разветвленному, если бы сопротивление детектора было бы постоянным и одинаковым для обоих направлений тока, и в цепи имел бы место установившийся режим.

Из уравнения (1) вытекает

$$\sin \varphi_0 = \frac{\zeta}{\sqrt{1 + \zeta^2}} \quad (2)$$

и

$$\cos \varphi_0 = \frac{1}{\sqrt{1 + \zeta^2}}. \quad (3)$$

Для разветвленного участка цепи (рис. 22-*b*) имеем

$$\frac{1}{Z_{g_1}} = R_g + j\omega C_0 = \frac{1 + j\zeta}{R_g} \quad (4)$$

или

$$Z_{g_1} = R_g \frac{1 - j\zeta}{1 + \zeta^2}. \quad (4a)$$

Для последовательного участка цепи (рис. 22-*c*) имеем

$$Z_{g_2} = R_{g_2} - j \frac{1}{\omega C_0} = R_{g_2} (1 - j\zeta). \quad (5)$$

Следовательно,

$$R_{g_2} = R_g \frac{1}{1 + \zeta^2} = R_g \cos^2 \varphi_0. \quad (6)$$

и

$$C_0 = C_0 \frac{1 - \zeta^2}{\zeta^2} = \frac{C_0}{\sin^2 \varphi_0} \quad (7)$$

или

$$R_g = R_{g_2} (1 + \zeta^2) = \frac{R_{g_2}}{\cos^2 \varphi_0} \quad (6a)$$

и

$$C_0 = C_0 \frac{\zeta^2}{1 + \zeta^2} = C_0 \sin^2 \varphi_0. \quad (7a)$$

При этом

$$\frac{C_0 R_g}{C_0 R_{g_2}} = \zeta^2 = \operatorname{tg}^2 \varphi_0. \quad (8)$$

Таким образом, для полной эквивалентной цепи нашего детекторного устройства (рис. 22-с) получаем:

$$R_s = R_D + R_{g_s} = R_D + R_g \frac{1}{1 + \xi^2} = R_D + R_g \cos^2 \varphi_0 \quad (9)$$

и

$$C_s = C_0 \frac{1 + \xi^2}{\xi^2} = \frac{C_0}{\sin^2 \varphi_0}. \quad (7)$$

Следовательно, полное сопротивление детекторного устройства будет равно

$$Z_s = R_s - j \frac{1}{\omega C_s} = R_D + R_g \frac{1 - j\xi^2}{1 + \xi^2} = \left(R_D + R_g \frac{1}{1 + \xi^2} \right) - j \frac{1}{\omega C_0} \frac{\xi^2}{1 + \xi^2} = \left(R_D + R_g \cos^2 \varphi_0 \right) - j \frac{\sin^2 \varphi_0}{\omega C_0}. \quad (10)$$

Как уже указывалось выше, в общем случае для каждого из направлений тока эквивалентное сопротивление детектора R_D имеет свои и взаимно весьма отличные значения. Следовательно, определение величины Z_s для каждого направления тока в общем случае должно производиться самостоятельно.

Если к детекторному прибору приложена измеряемая разность потенциалов

$$u_s = U_a \cos \omega t, \quad (11)$$

то, согласно схеме рис. 22-с, можем написать

$$i_s = \frac{u_s - u_c}{R_s} = \frac{U_a \cos \omega t - \int \frac{i_s dt}{C_s}}{R_s}, \quad (12)$$

где $u_c = \int \frac{i_s dt}{C_s}$ напряжение на зажимах конденсатора C_s .

Из уравнения (12) после его дифференцирования получаем

$$C_s R_s \frac{di_s}{dt} + i_s + \omega C_s U_a \sin \omega t = 0. \quad (13)$$

Для интегрирования этого уравнения делаем подстановку:

$$i = xy \quad \text{и} \quad \frac{di}{dt} = x \frac{dy}{dt} + y \frac{dx}{dt},$$

тогда

$$C_s R_s \left(x \frac{dy}{dt} + y \frac{dx}{dt} \right) + xy + \omega C_s U_a \sin \omega t = 0.$$

Имеем

$$C_3 R_3 y \frac{dx}{dt} + xy = 0.$$

Следовательно,

$$x = A_1 e^{-\frac{t}{C_3 R_3}}.$$

Имеем также

$$C_3 R_3 x \frac{dy}{dt} + \omega C_3 U_a \sin \omega t = 0,$$

или

$$y = -\frac{\omega U_a}{R_3 A_1} \int e^{\frac{t}{C_3 R_3}} \sin \omega t dt + A_2.$$

Следовательно,

$$y = -\frac{\omega C_3 U_a}{A_1} \frac{\sin \omega t - \omega C_3 R_3 \cos \omega t}{1 + (\omega C_3 R_3)^2} e^{-\frac{t}{C_3 R_3}} + A_2.$$

Таким образом,

$$i_s = -\omega C_3 U_a \frac{\sin \omega t - \omega C_3 R_3 \cos \omega t}{1 + (\omega C_3 R_3)^2} + A_1 A_2 e^{-\frac{t}{C_3 R_3}}.$$

Полагаем

$$\operatorname{tg} \varphi_s = \frac{1}{\omega C_3 R_3}, \quad (14)$$

$$\sin \varphi_s = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega C_3 R_3)^2}}, \quad (15)$$

$$\cos \varphi_s = \frac{\omega C_3 R_3}{\sqrt{1 + (\omega C_3 R_3)^2}}. \quad (16)$$

Тогда получаем

$$i_s = \frac{U_a}{R_3} \cos \varphi_s \cdot \cos(\omega t + \varphi_s) + A_0 e^{-\frac{t}{C_3 R_3}}.$$

Из уравнения (14) ясно, что φ_s представляет собой тот угол сдвига фаз, который существовал бы между током и напряжением у детекторного устройства (включая детектор), если бы сопротивление детектора было постоянным и одинаковым для обоих направлений тока и в цепи имел бы место установившийся режим.

Полагаем, что ток возникает при

$$\omega t_1 = -\theta_1, \quad (17)$$

где θ_1 — первый угол „отсечки тока“.

В таком случае

$$\frac{U_a \cos \varphi_s}{R_D + R_g \cos^2 \varphi_0} \cos(\varphi_s - \theta_1) + A_0 e^{\theta_1 \operatorname{tg} \varphi_s} = 0$$

Следовательно

$$i_s = \frac{U_a \cos \varphi_s}{R_D + R_g \cos^2 \varphi_0} \left[\cos(\omega t + \varphi_s) - \cos(\varphi_s - \theta_1) e^{-(\omega t + \theta_1) \operatorname{tg} \varphi_s} \right] \quad (18)$$

Как видно из уравнения (18), ток, притекающий через детекторное устройство, можно считать составленным из двух токов, которые, согласно общепринятой терминологии, именуются соответственно — „током принудительным“ ($i_{\text{пр}}$) и „током свободным“ ($i_{\text{св}}$).

Таким образом имеем

$$i_{\text{пр}} = \frac{U_a \cos \varphi_s}{R_D + R_g \cos^2 \varphi_0} \cos(\omega t + \varphi_s) \quad (19)$$

и

$$i_{\text{св}} = - \frac{U_a \cos \varphi_s}{R_D + R_g \cos^2 \varphi_0} \cos(\varphi_s - \theta_1) e^{-(\omega t + \theta_1) \operatorname{tg} \varphi_s} \quad (20)$$

Однако, полученное нами выражение для тока i_s [уравнение (18)] требует специальной оговорки.

Как видно из условий вывода, это уравнение полностью обусловливается эквивалентной схемой рис. 22-б. Между тем, эта схема вполне эквивалентна схеме рис. 22-а лишь для той (первой) части периода прохождения тока через детектор, во время которой ток источника заряжает конденсатор C_0 и одновременно питает нагрузочное сопротивление R_g . Следовательно, схема рис. 3-б правильна (эквивалентна) лишь в пределах угла от $\omega t = -\theta_1$ до $\omega t = 0$ (т. е. до момента прохождения напряжения u_s через максимум).

На втором этапе процесса прохождения тока через детектор, т. е. при $\omega t > 0$, начинается частичный разряд конденсатора C_0 , и нагрузочное сопротивление R_g получает ток одновременно и от измеряемого источника тока и от шунтирующего конденсатора C_0 . В этих условиях схема рис. 22-б перестает быть правильной, т. е. соответствовать схеме рис. 22-а. Следовательно, для углов $\omega t > 0$ уравнение (18) не отвечает действительности.

Только при одном условии уравнение тока (18) может остаться принципиально правильным для всего периода прохождения тока через детектор: это в случае идеального детектора или детектора по своим свойствам приближающегося к идеальному.

Как известно, у „идеального детектора“ сопротивление току прямого направления равно нулю, а сопротивление току обратного направления — бесконечности.

Следовательно, в этом случае имеем следующие соотношения для электрических цепей рис. 22:

$$R_s \approx R_{g_2} = R_g \cos^2 \varphi_0$$

и

$$\varphi_s \approx \varphi_0.$$

Поэтому

$$i_{np} = \frac{U_a}{R_g \cos \varphi_0} \cos(\omega t + \varphi_0) \quad (21)$$

$$i_{cb} = -\frac{U_a}{R_g \cos \varphi_0} \cos(\varphi_0 - \theta_1) e^{-(\omega t + \theta_1) \operatorname{tg} \varphi_0} \quad (22)$$

и

$$i_s = \frac{U_a}{R_g \cos \varphi_0} \left[\cos(\omega t + \varphi_0) - \cos(\varphi_0 - \theta_1) e^{-(\omega t + \theta_1) \operatorname{tg} \varphi_0} \right] \quad (23)$$

Так как в рассматриваемых электрических цепях индуктивные сопротивления ничтожно малы по сравнению с активными сопротивлениями, то практически полное затухание тока i_{cb} происходит чрезвычайно быстро, поэтому время протекания в цепи полного тока i_s фактически определяется временем спадения до нуля тока i_{np} .

Таким образом, ток i_s практически прекращается в момент $t_2 = \frac{\theta_2}{\omega}$, определяемый, на основании уравнения (21), отношением

$$\cos(\omega t_2 + \varphi_0) = 0.$$

Откуда

$$\theta_2 = \omega t_2 = \frac{\pi}{2} - \varphi_0. \quad (24)$$

Найденный таким образом угол θ_2 является вторым углом "отсечки тока".

Из уравнений (24) и (1) получаем

$$\operatorname{tg} \theta_2 = \operatorname{ctg} \varphi_0 = \frac{1}{\omega C_0 R_g}. \quad (25)$$

Подставив в уравнение (23) вместо φ_0 соответствующее выражение для θ_2 , получаем новое выражение для полного тока, проходящего через идеальный детектор:

$$i_s = \frac{U_a}{R_g \operatorname{tg} \theta_2} \left[\sin(\theta_2 - \omega t) - \sin(\theta_1 + \theta_2) e^{-\frac{\omega t + \theta_1}{\operatorname{tg} \theta_2}} \right] \quad (26)$$

Обозначим амплитудное значение „принудительного тока“ через I_s .
Имеем

$$I_s = \frac{U_a}{R_g \cos \varphi_0} = \frac{U_a}{R_g \sin \theta_2}. \quad (27)$$

Тогда

$$\frac{i_s}{I_s} = \cos(\omega t + \varphi_0) - \cos(\varphi_0 - \theta_1) e^{-(\omega t + \theta_1) \operatorname{tg} \varphi_0} \quad (28)$$

или

$$\frac{i_s}{I_s} = \sin(\theta_2 - \omega t) - \sin(\theta_1 + \theta_2) e^{-\frac{(\omega t + \theta_1)}{\operatorname{tg} \theta_2}} \quad (29)$$

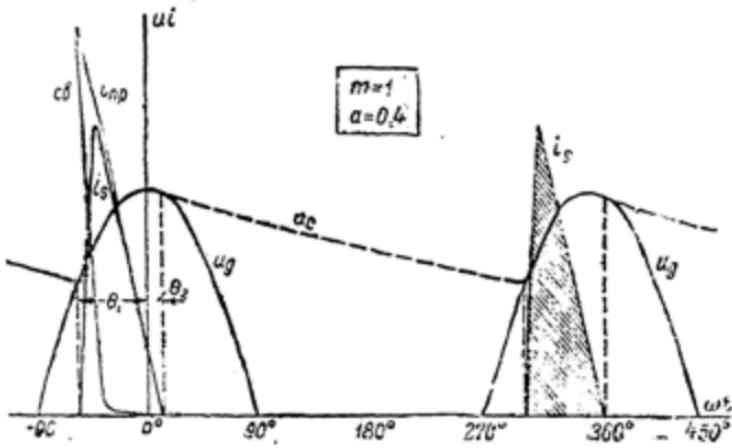


Рис. 23. Диаграмма напряжений и токов у детекторного устройства с однотактным выпрямлением.

Для иллюстрации полученных результатов на рис. 23 представлена диаграмма токов, проходящих через идеальный детектор при однотактном выпрямлении. Эта диаграмма получена на основании уравнений (28) или (29) для случая, когда относительная глубина пульсаций выпрямленного напряжения равна 40%.

Такая же диаграмма для прибора с двухтактным выпрямлением тока и при той же относительной глубине пульсаций выпрямленного напряжения (40%) показана на рис. 24.

На этих диаграммах токи „принудительный“ i_{np} , „свободный“ i_{cb} , а также полный („суммарный“), проходящий через детектор i_s , даны в масштабе амплитудного значения „принудительного тока“ I_s . Эти токи протекают в пределах электрических углов $\theta_1 + \theta_2$.

Для определения величин этих углов обратимся к рассмотре-

нию временной диаграммы напряжений у детекторного устройства, шунтированного конденсатором C_0 .

Диаграмма напряжений, приложенных к нагрузочному сопротивлению, в случае однотактного выпрямления показана на рис. 25 и в случае двухтактного выпрямления — на рис. 26.

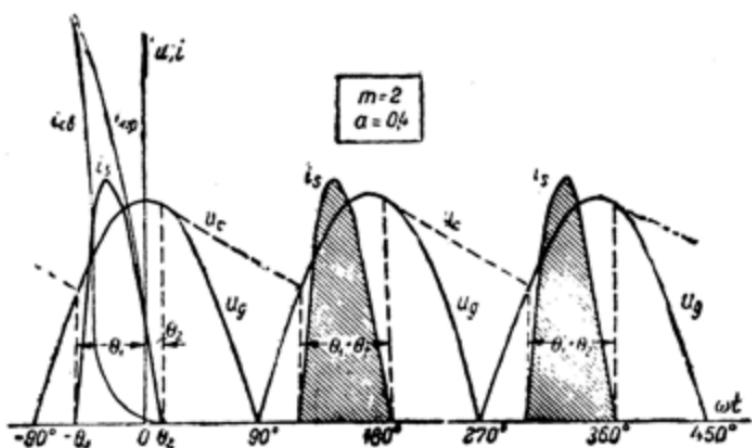


Рис. 24. Диаграмма напряжений и токов у детекторного устройства с двухтактным выпрямлением,

Здесь полезно еще раз напомнить, что при решении всех вопросов, связанных с напряжениями у детекторного измерительного устройства, сопротивление детектора считается неизменным

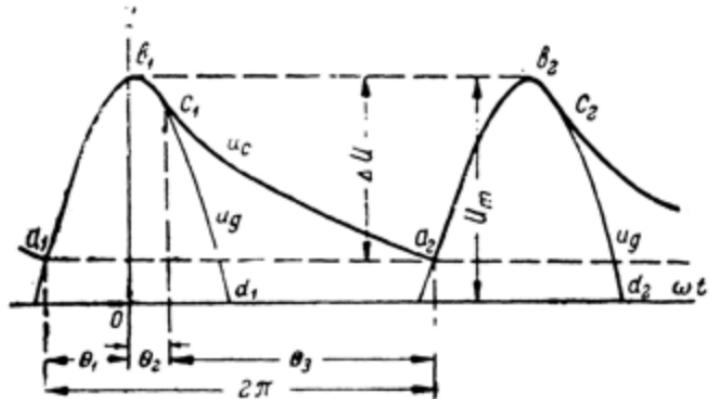


Рис. 25. Диаграмма напряжений на нагрузочном сопротивлении при однотактном выпрямлении.

во время всего такта выпрямления. Вследствие этого, напряжения, подаваемые на нагрузочное сопротивление, оказываются неискаженными, т. е. в рассматриваемом случае сохраняющими

синусоидальную форму электродвижущей силы своего источника.

На рис. 25 и 26, как везде в работе, приняты следующие обозначения:

$u_g = U_m \cos \omega t$ — мгновенное значение напряжения, приложенного к нагрузочному сопротивлению во время прохождения тока через детектор.

θ_1 — угол (в электрических радианах)

на протяжении которого источник измеряемого напряжения подает ток на активную нагрузку R_x и заряжает конденсатор C_1 .

θ_2 — время (в долях секунды)

θ_1 — первый угол „отсечки тока“.

θ_2 — угол (в электрических радианах)

на протяжении которого источник измеряемого напряжения совместно с конденсатором C_1 подают ток на активную нагрузку R_g .

θ_3 — время (в долях секунды)

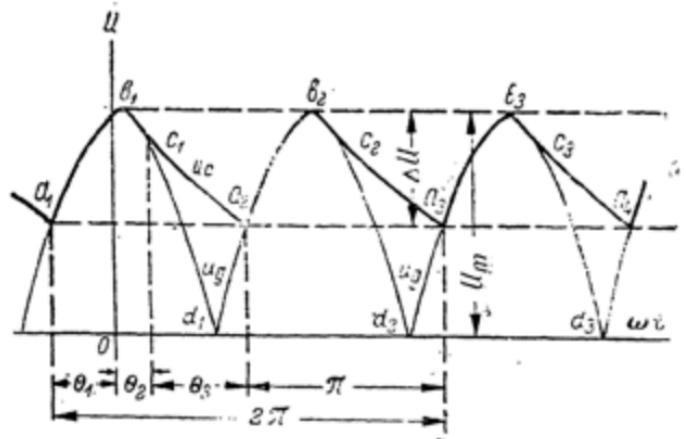


Рис. 26. Диаграмма напряжений на нагрузочном сопротивлении при двухтактом выпрямлении.

θ_2 — второй угол „отсечки тока“.

θ_3 — угол (в электрических радианах)

на протяжении которого конденсатор C_0 самостоятельно разряжается на активную нагрузку R_g .

θ_3 — время (в долях секунды)

m — число тактов выпрямления, определяемое схемой выпрямителя.

Кроме того, имеем

$$U_{\text{med}} = \frac{U_{\max} + U_{\min}}{2}$$

— среднее арифметическое значение пульсирующего напряжения.

$U_0 = \frac{m}{T} \int_0^{T_m} u dt$ — среднее интегральное значение пульсирующего напряжения, т. е. постоянная составляющая его разложения в ряд Фурье.

$\Delta U = U_{\max} - U_{\min}$ — абсолютная величина пульсации напряжения.

$a = \frac{\Delta U}{U_{\max}}$ — относительная глубина пульсаций напряжения.

$p = \frac{\Delta U}{2 U_{\text{med}}}$ — коэффициент пульсаций напряжения.

$c_p = \frac{1}{p}$ — средний коэффициент сглаживания пульсаций.

$c_0 = \frac{U_0}{0.5 \Delta U} = \frac{2}{a} \cdot \frac{U_0}{U_{\max}}$ — средний интегральный коэффициент сглаживания пульсаций напряжения.

Приняв за основной параметр, характеризующий сглаживающее действие параллельного конденсатора, коэффициент a , т. е. относительную глубину пульсаций выпрямленного напряжения на нагрузочном сопротивлении, находим следующие зависимости:

$$U_{\min} = U_{\max} - \Delta U = U_{\max}(1-a) \quad (30)$$

или

$$\frac{U_{\min}}{U_{\max}} = 1-a; \quad (30a)$$

средняя величина выпрямленного напряжения:

$$U_{\text{med}} = U_{\max} - \frac{\Delta U}{2} U_{\max} \left(1 - \frac{a}{2}\right) \quad (31)$$

или

$$\frac{U_{\text{med}}}{U_{\max}} = 1 - \frac{a}{2}; \quad (31a)$$

коэффициент пульсаций:

$$p = \frac{1}{2} \frac{\Delta U}{U_{\text{med}}} = \frac{a}{2-a}; \quad (32)$$

наконец, коэффициент сглаживания пульсаций:

$$c_p = \frac{1}{p} = \frac{2}{a} - 1. \quad (33)$$

Из рис. 25 и 26 ясно вытекает „первое уравнение трех электрических углов“ для рассматриваемого выпрямительного процесса:

$$\theta_1 + \theta_2 + \theta_3 = \frac{2\pi}{m} \quad (34)$$

„Второе уравнение трех электрических углов“ получается из условий, определяющих положение точек *c* на рис. 23 и 24. т. е. условий, определяющих угол θ_2 .

Отрицательные приращения подводимого от источника к измерителю синусоидального напряжения на участках *bc* численно меньше, а на участках *cd* численно больше соответствующих отрицательных приращений напряжения на зажимах конденсатора C_0 .

Вследствие этого, начиная с точек *c* конденсатор переходит на самостоятельный разряд на сопротивление R_g (участки *ca* на рис. 25 и 26).

Следовательно, точки *c* отвечают тем моментам, когда отрицательные приращения напряжения как у источника тока, так и у конденсатора C_0 уравниваются.

Следовательно;

$$\left[\frac{du_g}{dt} \right]_{t=\frac{\theta_2}{\omega}} = \left[\frac{du_c}{dt} \right]_{t=0} .$$

Здесь

$$u_c = U_m \cos \theta_2 e^{-\frac{t}{C_0 R_g}}. \quad (35)$$

Таким образом, находим

$$\boxed{\tan \theta_2 = \frac{1}{\omega C_0 R_g}} \quad (36)$$

Из сравнения уравнений (36) и (25) видно, что θ_2 , второй угол „отсечки тока“ i_s , однозначно определяется как по диаграмме токов для случая идеального детектора, так и по диаграмме напряжений.

Наконец, „третье уравнение трех электрических углов“ определяется из условий, что точки *a* на рис. 23 и 24 лежат на пересечении кривых u_g и u_c .

Следовательно, имеем

$$U_{\max} \cdot \cos \theta_2 e^{-\frac{\theta_3}{\omega C_0 R_g}} = U_{\max} \cos \theta_1.$$

Откуда получаем

$$\boxed{\cos \theta_1 = \cos \theta_2 \cdot e^{-\frac{t}{T} \operatorname{tg} \theta_2}} \quad (37)$$

Таким образом, для определения углов θ_1 , θ_2 и θ_3 необходимо совместно решить уравнения (34), (36) и (37). Причем, благодаря сложному характеру уравнения (37), это решение приходится искать или в графической форме, или методом последовательного интерполирования предварительно рассчитанных приближенных значений.

Наконец, если углы θ_1 , θ_2 и θ_3 известны, то не представляет затруднений найти среднее интегральное значение выпрямленного напряжения U_0 , определяющее величину воздействия измеряемого напряжения электрической цепи переменного тока на универсальный измерительный прибор.

Имеем

$$U_0 = \frac{m}{2\pi} \left[\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} U_m \cos \omega t d\omega t + \int_0^{\frac{T}{2}} U_m \cos \theta_2 e^{-\frac{\omega t \operatorname{tg} \theta_2}{T}} d\omega t \right].$$

Интегрирование этого уравнения дает

$$\frac{U_0}{U} = \frac{m}{2\pi} \left[\sin \theta_1 + \sin \theta_2 + \frac{\cos \theta_2}{\operatorname{tg} \theta_2} (1 - e^{-\frac{\theta_1 \operatorname{tg} \theta_2}{T}}) \right] \quad (38)$$

После тригонометрических преобразований окончательно получаем

$$\boxed{\frac{U_0}{U_m} = \frac{m}{2\pi} \frac{1 - \cos(\theta_1 + \theta_2)}{\sin \theta_2}} \quad (38a)$$

или

$$\boxed{\frac{U_0}{U_m} = \frac{m}{\pi} \frac{\sin^2 \frac{\theta_1 + \theta_2}{2}}{\sin \theta_2}} \quad (38b)$$

Уравнения (38a) и (38b) определяют выпрямленное напряжение U_0 в масштабе амплитуды приложенного к измерителю пульсирующего напряжения U_m .

В функции эффективной величины переменного напряжения, имеющего амплитуду пульсирующего напряжения, выпрямленное напряжение будет, очевидно, равно

$$\boxed{\frac{U_0}{U_{\text{eff}}} = \frac{m\sqrt{2}}{\pi} \frac{\sin^2 \frac{\theta_1 + \theta_2}{2}}{\sin \theta_2}} \quad (39)$$

или

$$U_{\text{eff}} = U_1 \frac{\pi}{m\sqrt{2}} \frac{\sin \theta_2}{\sin^2 \frac{\theta_1 + \theta_2}{2}} \quad (40)$$

Так как при измерениях в цепях переменных токов обычно требуется найти эффективное значение исследуемой величины, то уравнения (39) и (40) являются основными зависимостями, определяющими градуировку измерительного прибора.

При этом, однако, нужно помнить, что эти уравнения получены для синусоидальных величин. При измерениях токов и напряжений другой формы, как известно, градуировка детекторных приборов во всех случаях (в том числе и в рассматриваемых условиях) меняется.

Итак, при синусоидальных колебаниях, в общем случае при наличии сглаживающего конденсатора C_0 , коэффициент перехода от средней величины к эффективной величине, т. е. так называемый „коэффициент формы кривой“ (K_0), будет равен

$$K_0 = \frac{\pi \sin \theta_2}{m\sqrt{2} \sin^2 \frac{\theta_1 + \theta_2}{2}} \quad (41)$$

В частном случае отсутствия сглаживающего конденсатора (т. е. при $C_0 = 0$), как это имеет место в обычных детекторных измерительных приборах, будем иметь:

$$\theta_1 = \theta_2 = \frac{\pi}{2}$$

и

$$K_0 = \frac{\pi}{m\sqrt{2}}.$$

Следовательно, при однотактной схеме выпрямления

$$K_0 = \frac{\pi}{\sqrt{2}} = 2,2214,$$

и при двухтактной схеме выпрямления

$$K_0 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1,1107.$$

Если известно среднее напряжение U_0 , приложенное к нагрузочному сопротивлению R_g , то легко определить и проходящий через него средний ток I_g .

Имеем

$$I_g = \frac{U_0}{R_g} = \frac{m}{\pi} \frac{U_0}{R_g} \frac{\sin^2 \frac{\theta_1 + \theta_2}{2}}{\sin \theta_2} \quad (42)$$

или

$$I_g = \frac{m\sqrt{2}}{\pi} \frac{U_{\text{eff}}}{R_g} \frac{\sin^2 \frac{\theta_1 + \theta_2}{2}}{\sin \theta_2} \quad (43)$$

Очевидно, что эффективная величина тока будет равна

$$I_{\text{eff}} = \frac{U_{\text{eff}}}{R_g}. \quad (44)$$

Совершенно ясно, что мгновенное значение тока через нагрузочное сопротивление всегда будет равно отношению напряжения на параллельном конденсаторе u_c к активному сопротивлению нагрузки R_g , т. е.

$$i_g = \frac{u_c}{R_g}. \quad (45)$$

Таким образом, кривая тока через нагрузочное сопротивление только своим масштабом отличается от кривой выпрямленного напряжения.

В соответствии с' полученными выше зависимостями вычерчены кривые на рис. 27 и 28. Эти кривые суммируют данные рис. от 23 до 26, причем рис. 27 относится к случаю однотактного выпрямления, а рис. 28 к случаю двухтактного выпрямления. При этом относительная глубина пульсаций в обоих случаях равна 40%.

На рис. 27 и 28 даны мгновенные значения, средние интегральные значения и эффективные значения напряжений на нагрузочном сопротивлении (в масштабе амплитуды выпрямленного напряжения), мгновенные значения токов $i_{\text{пр}}$, $i_{\text{св}}$ и i_s (в масштабе амплитудной величины "принудительного тока") и мгновенные значения и средние интегральные значения токов через нагрузочное сопротивление (в масштабе $\frac{U_m}{R_g}$).

Теоретические зависимости всех основных величин, характеризующих электрический режим нагрузочного сопротивления, приведены в табл. 4.

Для того чтобы наглядно выяснить как характер, так и численную величину тех уравнений, которые определяют особенности работы детекторного устройства со сглаживающей емкостью, а также чтобы сделать все расчеты электрических режимов такого устройства проще и нагляднее, ниже приводятся таблицы и графики, вычисленные на основании найденных выше уравнений. Они получены для ряда значений относительной глубины пульсаций напряжения на нагрузочном сопротивлении, взятых во всем диапазоне возможных изменений коэффициента a ($a = 0 \div 1$).

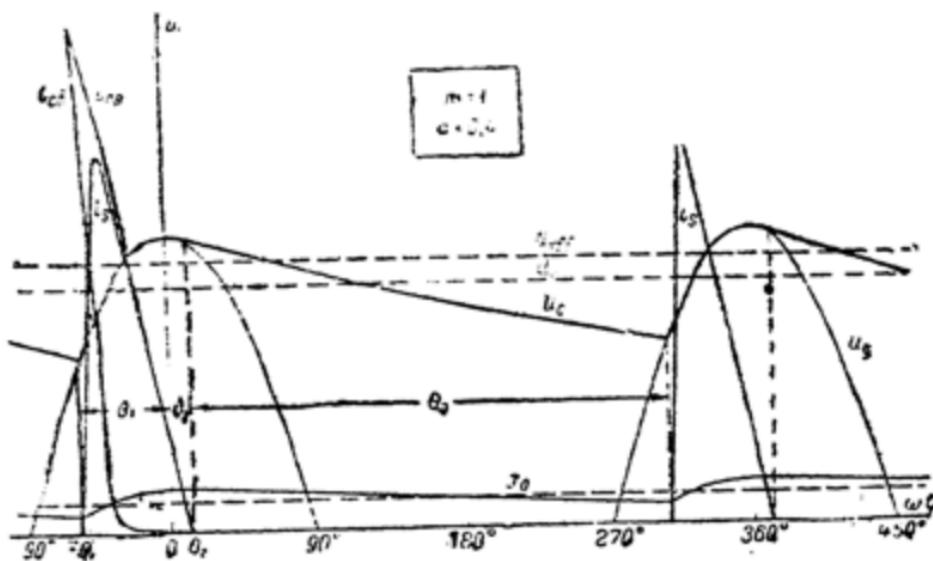


Рис. 27. Диаграмма напряжений и токов у детекторного устройства при однотактном выпрямлении и относительной глубине пульсации 40%.

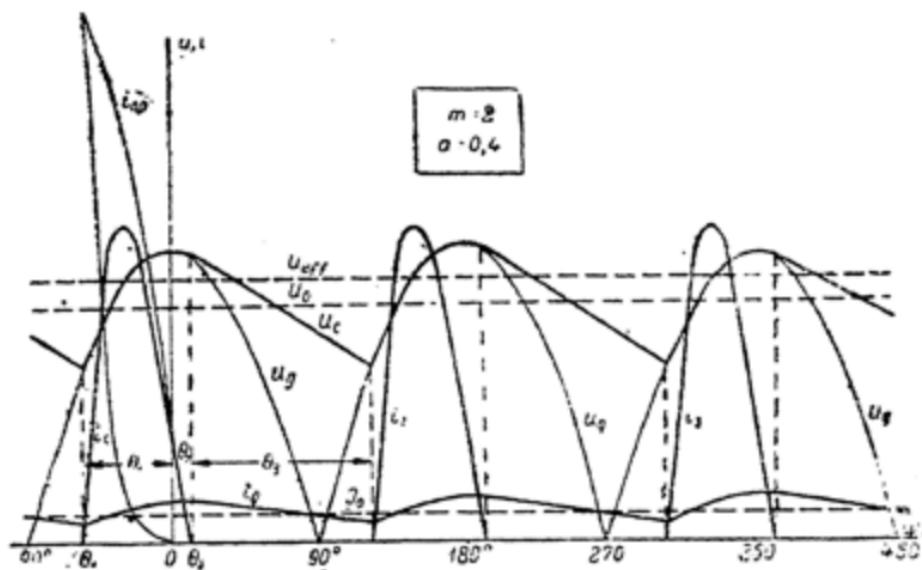


Рис. 28. Диаграмма напряжений и токов у детекторного устройства при двухтактном выпрямлении и относительной глубине пульсации 40%.

Зак. 3531

Таблица 4

Основные зависимости для выпрямленных напряжений и токов у пагрузочного сопротивления R_g шунтированного конденсатором C_0

Угловой интервал	Источник электрической мощности	Суммарное действие обоих источников	
		конденсатор C_0	источник
$-\theta_1 \div 0 = \theta_1$	$U_0 = \frac{U_m}{\omega} \int_{-\theta_1}^0 u_g dt = U_m \frac{\sin \theta_1}{\theta_1}$	$Q_s = Q_g + Q_e$	$\frac{I_m}{R_g} \cdot \frac{\sin \theta_1}{\theta_1}$
$0 \div \theta_2 = \theta_2$	$U_0 = \frac{U_m}{\omega} \int_0^{\theta_2} u_g dt = U_m \frac{\sin \theta_2}{\theta_2}$	$Q_e = C_0 U_m (1 - \cos \theta_1)$	$+ C_0 U_m (1 - \cos \theta_2)$
$\theta_3 \div (0_2 + \theta_3) = \theta_3$	$U_0 = U_m \cos \theta_2$	$I_g^I = I_g^I + I_g^{II}$	$\frac{U_m}{R_g} \frac{\sin \theta_2}{\theta_2}$

$$U_0 = \frac{\omega}{\theta_3} \int_0^{\theta_2} u \, dt =$$

$$= U_m \frac{\cos \theta_2 - \cos \theta_1}{\theta_3 \operatorname{tg} \theta_3}$$

$$I_g = \frac{U_0}{R_y} = \frac{U_m}{R_y} \frac{\cos \theta_2 - \cos \theta_1}{\theta_3 \operatorname{tg} \theta_3}$$

$$= \omega C_0 U_m \frac{\cos \theta_2 - \cos \theta_1}{\theta_3}$$

$$Q_g = I_g \cdot \theta_3 = \frac{U_m}{R_y} \cos \theta_2 - \cos \theta_1 \\ = U_m C_0 (\cos \theta_2 - \cos \theta_1)$$

$$-\theta_1 + (\theta_2 + \theta_3) = \frac{2\pi}{m}$$

$$U_0 = \frac{m}{2\pi} U_f m \frac{1 - \cos(\theta_1 + \theta_2)}{\sin \theta_m} = \frac{m}{\pi} U_f m \frac{\sin \theta_1 + \theta_2}{\sin \theta_m}$$

$$I_g = \frac{U_0}{R_y} = \frac{m}{\pi} \frac{U_m}{R_y} \frac{\sin \theta_1 + \theta_2}{\sin \theta_m}$$

$$Q_{f/m} = I_g \cdot \frac{2\pi}{m\omega} = \frac{U_m}{\omega R_y} \frac{1 - \cos(\theta_1 + \theta_2)}{\sin \theta_m} = \frac{2U_m}{\omega R_y} \frac{1 - \cos(\theta_1 + \theta_2)}{\sin \theta_m} = 2C_0 U_f m \frac{\sin \theta_1 + \theta_2}{\sin \theta_m}$$

$$Q_T = m Q_{T/m} = I_g \cdot \frac{2\pi}{m\omega} = \frac{2m U_m}{\omega R_y} \frac{\sin^2 \frac{\theta_1 + \theta_2}{2}}{\sin \theta_m} = 2m C_0 U_f m \frac{\sin^2 \frac{\theta_1 + \theta_2}{2}}{\sin \theta_m}$$

Таблица 5

Численные значения основных параметров и коэффициентов при однотактной схеме

$a = \frac{\Delta U}{U_{\max}}$	$p = \frac{0,5\Delta U}{U_{\min}}$	$\frac{U_{\min}}{U_{\max}}$	$\frac{U_{\max}}{U_{\min}}$	$c_p = \frac{1}{p}$	θ_1	θ_2	θ_3	$\theta_1 + \theta_2$	φ_0	$\frac{U_n}{U_{\max}}$	$c_0 = \frac{U_0}{0,5\Delta U}$	$wC_p R g f C_0 R_k$
0	0	1	1	~	0°	0°	360°	0	90°	1	~	~
0,01	0,503%	0,99	0,995	199	8°06'35"	0°05'37"	351°47'48"	812'12"	89°54'	0,996	193	624
0,1	5,26%	0,9	0,950	19	25°50'	1°02'	333°08'	26°52'	88°58'	0,953	19,1	55,0
0,2	11,1%	0,8	0,900	9	36°52'	2°16'	320°52'	39°08'	87°44'	0,902	9,02	25,2
0,3	17,7%	0,7	0,850	5,67	45°34'	3°44'	310°42'	49°18'	86°16'	0,850	5,67	15,3
0,4	25,0%	0,6	0,800	4	53°08'	5°30'	301°22'	58°38'	84°30'	0,780	3,99	10,4
0,5	33,3%	0,5	0,750	3	60°00'	7°38'	291°22'	67°38'	82°22'	0,742	2,97	7,52
0,6	42,9%	0,4	0,700	2,33	66°25'	10°19'	283°22'	76°44'	79°47'	0,690	2,30	5,63
0,7	53,9%	0,3	0,650	1,86	72°33'	13°49'	273°35'	86°22'	76°08'	0,622	1,78	4,17
0,8	66,7%	0,2	0,600	1,5	78°28'	18°43'	262°49'	97°11'	71°17'	0,558	1,40	2,95
0,9	81,8%	0,1	0,550	1,22	84°16'	26°44'	249°07'	111°00'	63°23'	0,482	1,07	2,00
0,99	98,0%	0,01	0,505	1,02	89°26'	47°14'	223°20'	136°40'	42°46'	0,403	0,814	1,91
0,999	99,8%	0,001	0,5005	1,002	89°57'	59°24'	210°39'	149°21'	30°36'	0,341	0,682	0,592
1	100%	0	0,500	1	90°	90°	180°	0	0,318	0,637	0	0

Таблица 6

Численные значения основных параметров и коэффициентов при двухтактной схеме

$a = \frac{\Delta U}{U_{\max}}$	$p = \frac{0,5\Delta U}{U_{\text{med}}}$	$\frac{U_{\min}}{U_{\max}}$	$\frac{U_{\text{med}}}{U_{\max}}$	$c_p = \frac{1}{p}$	θ_1	θ_2	θ_3	$\theta_1 + \theta_2$	φ_0	$\frac{U_0}{U_{\max}}$	$C_{\text{дел}} \frac{U_0}{0,5\Delta U}$	$\omega C_{\text{дел}} R_E$	$f C_{\text{дел}} R_E$
0	0	1	1	∞	0°	0°	180°	0°	90°	1	∞	∞	∞
0,01	0,503% ₀	0,99	0,995	199	8°06'35"	0°11'32"	171°41'53"	8°18'07"	89°48'	0,994	199	298	47,4
0,1	5,26% ₀	0,9	0,950	19	25°50' 1"	2°15'28"	151°54'01"	28°06'	87°45'	0,953	19,1	25,4	4,01
0,2	11,1% ₀	0,8	0,900	9	36°52'	5°12'	137°56'	42°04'	84°18'	0,915	9,05	11,0	1,76
0,3	17,7% ₀	0,7	0,850	5,67	45°34'	8°56'	125°30'	54°30'	81°04'	0,849	5,73	6,44	1,0
0,4	25,0% ₀	0,6	0,800	4	53°08'	13°43'	113°09'	66°51'	76°17'	0,815	4,07	4,10	0,452
0,5	33,3% ₀	0,5	0,750	3	60°00'	19°53'	100°07'	79°53,	70°07'	0,772	5,09	2,77	0,440
0,6	42,9% ₀	0,4	0,700	2,33	66°25'	27°36'	85°39'	94°21'	62°01'	0,731	2,41	1,89	0,330
0,7	53,9% ₀	0,3	0,650	1,86	72°33'	38°33'	68°51'	111°06'	51°27'	0,695	1,99	1,26	0,200
0,8	66,7% ₀	0,2	0,600	1,5	78°28'	52°26'	49°06'	130°51'	37°31'	0,661	1,66	0,769	0,127
0,9	81,8% ₀	0,1	0,550	1,22	84°16'	69°56'	25°48'	154°12'	20°04'	0,614	1,43	0,355	0,0580
0,99	98,0% ₀	0,01	0,505	1,02	89°26'	87°56'	2°38'	177°22'	2°01'	0,6367	1,29	0,0721	0,0115
0,999	99,8% ₀	0,001	0,5005	1,002	89°56'34"	89°47'04"	0°16'22"	173°44'	0°12'56"	0,6366	1,28	3,46·10 ⁻⁶	4,56·10 ⁻⁶
1	1	0	0,500	1	90°	90°	0	180°	0	0,6366	1,27	0	0

Найденные численные величины основных параметров и коэффициентов для случая однотактного выпрямления приведены в табл. 5; а для случая двухтактного выпрямления — в табл. 6.

Для иллюстрации приведенных в табл. 5 и 6 величин, а также для облегчения всех расчетов с промежуточными (по отношению к помещенным в таблицах) значениями параметров и коэффициентов, основные зависимости, вытекающие из этих таблиц, представлены графически на рис. 29—35. При этом рис. 29—31 относятся к случаю однотактного выпрямления, рис. 32—34 — к случаю двухтактного выпрямления, а рис. 35 относится к обоим случаям одновременно.

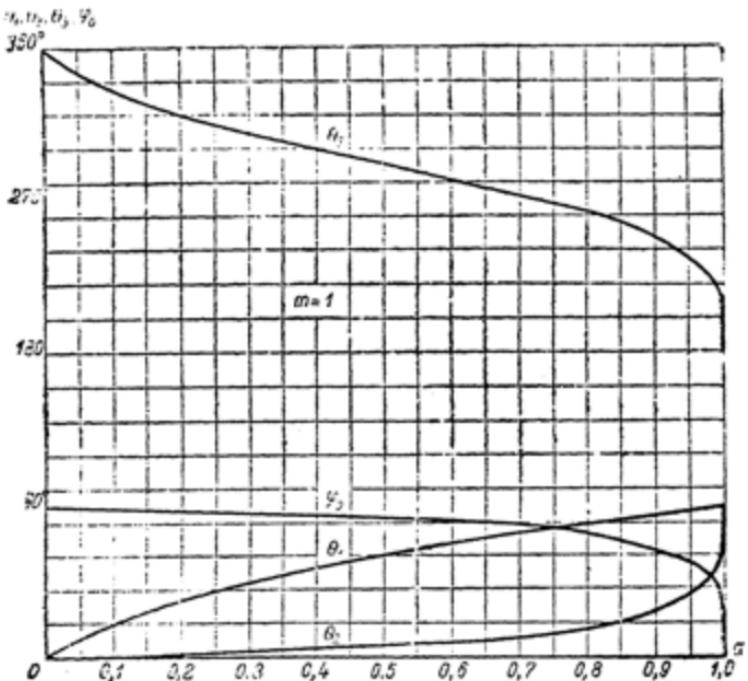


Рис. 29.

Для рис. от 29 до 34, в качестве исходного параметра (независимой переменной), принят коэффициент a , т. е. относительная глубина пульсаций напряжения и тока.

При этом на рисунках 29 и 32 представлены зависимости характеристических углов θ_1 , θ_2 , θ_3 и φ_0 от параметра a .

На рис. 30 и 33 даны зависимости от того же параметра для напряжений U_{\min} , U_{med} , U_0 , выраженных в масштабе амплитуды приложенного к измерителю пульсирующего напряжения (U_{\max}).

На рис. 31 и 34 приведены зависимости от параметра a для «коэффициента пульсаций» p и обратного ему «среднего коэффициента сглаживания пульсаций» c_p , а также для основного па-

раметра уравнений рассматриваемой детекторной цепи: коэффициента ζ .

Последний, согласно уравнениям (1) и (25), равен:

$$\zeta = \omega C_0 R_g = \operatorname{tg} \varphi_0 = \operatorname{ctg} \delta_2 \quad (46)$$

Так как абсциссы всех графиков рис. 29–34 одни и те же, то установление связи между любыми кривыми, находящимися на различных рисунках, не представляет затруднений.

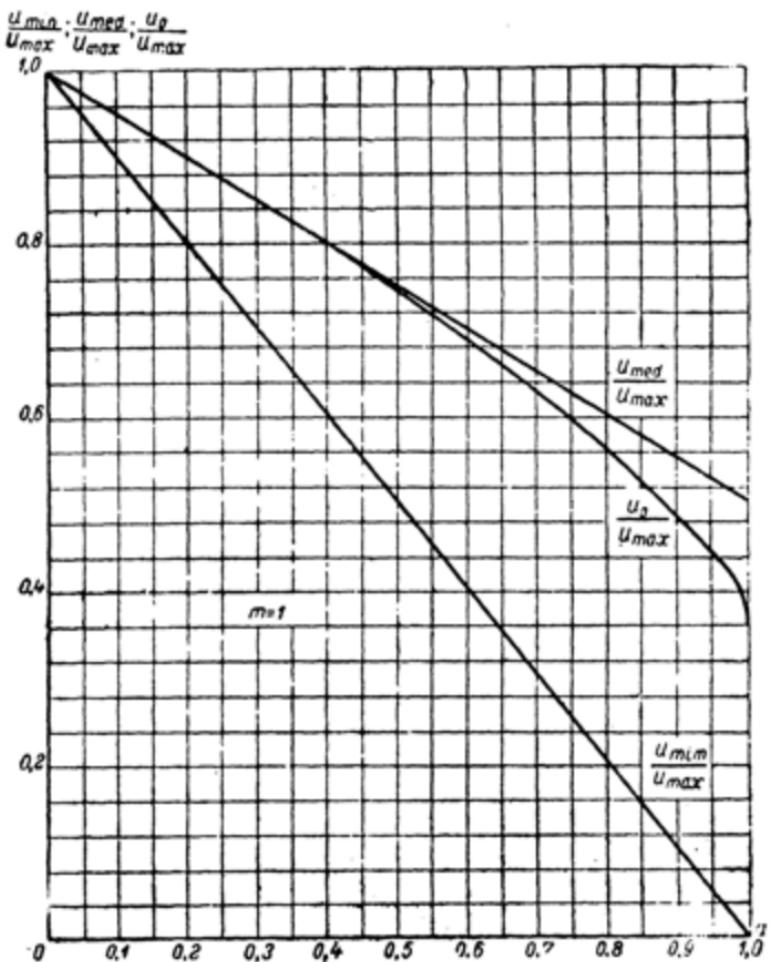


Рис. 30.

Наконец, на рис. 35 для случаев $m=1$ и $m=2$ показаны зависимости от „коэффициента пульсаций“ p фактически того же основного параметра уравнений детекторной цепи, но выраженного в несколько иной член в уравнении (46) форме, представляющей в ряде случаев свои преимущества:

$$fC_0R_g = \frac{\zeta}{2\pi} = \frac{C_0R_2}{T} = \frac{\zeta}{T} \quad (47)$$

Здесь τ — „постоянная времени“ для разветвленного участка цепи детекторного измерительного устройства; T — период измеряемого тока.

Связь рис. 35 со всеми остальными графиками рис. 29—34 легко осуществляется через кривые $p = f(a)$, помещенные на рис. 31 и 34, или при помощи уравнения (32).

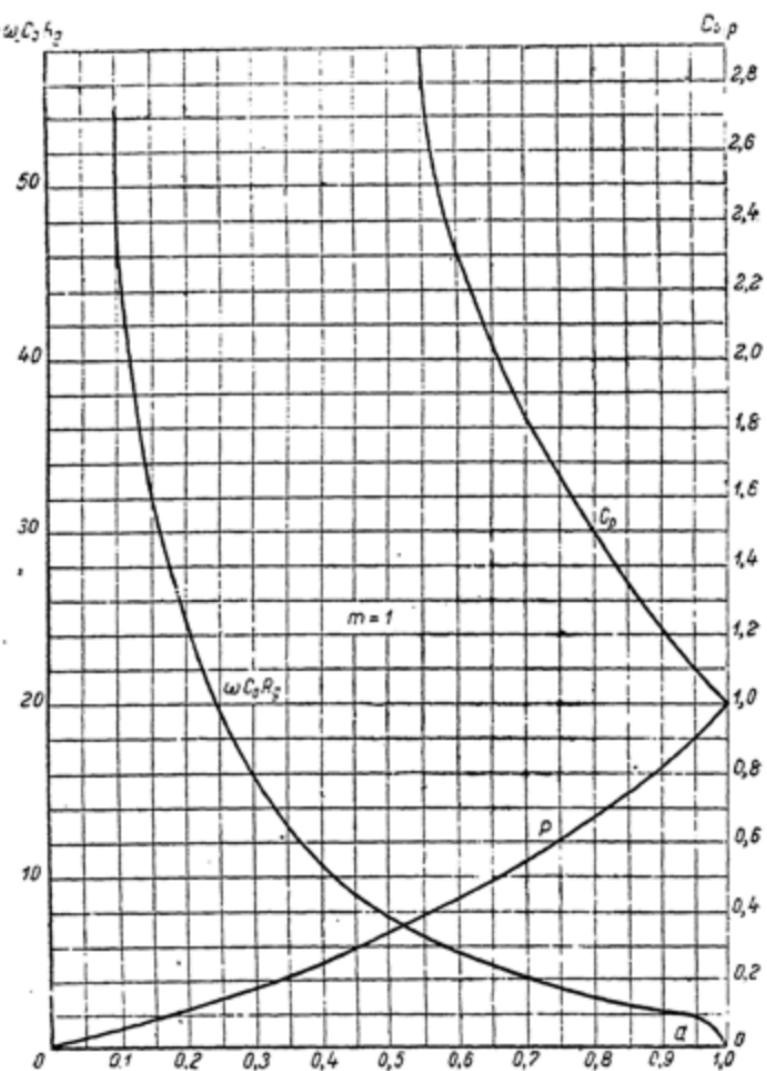


Рис. 31.

Зависимости $\zeta = \omega C_0 R_g = f(a)$ и $\frac{\tau}{T} = f(p)$, приведенные в табл. 5 и 6 и на рис. 31, 34 и 35, являются итоговыми, и они весьма удобны для определения необходимых величин сглаживающей емкости, обеспечивающих правильное функционирование выпрямительных устройств как у рассмотренного универсального из-

мерительного прибора, так и у детекторных измерительных приборов (в частности при их работе в цепях с весьма малой частотой тока), у рентгеновских устройств с кенотронными выпрямителями и у других аналогичных приборов.

Вообще следует отметить, что приведенные таблицы и графики должны оказать существенную помощь при выяснении физических процессов и при выполнении расчетов для такого рода устройств.

При рассмотрении уравнений (46) и (47), естественно, обращает на себя внимание непосредственная зависимость рассмат-

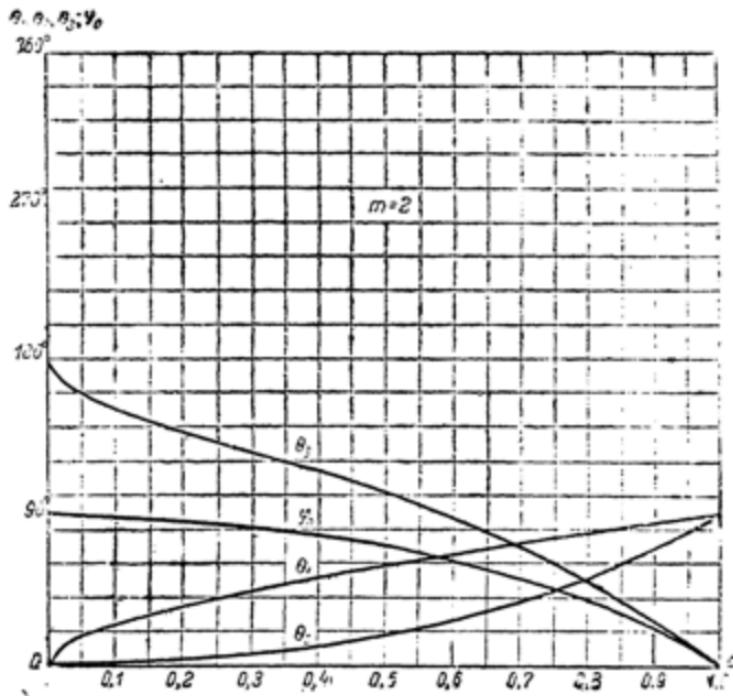


Рис. 32.

ренных основных параметров детекторной цепи от частоты измеряемого электрического тока.

Поэтому может возникнуть опасение, что колебания частоты этого тока должны вызвать значительную погрешность при измерениях в цепях переменного тока с подобного рода детекторным устройством.

Для разрешения этого вопроса удобно воспользоваться готовыми данными табл. 5 и 6 или кривыми рис. 29—35. Такой анализ выполнен ниже в форме табл. 7 и 8, составленных для случаев однотактного ($m=1$) и двухтактного ($m=2$) выпрямления. При этом рассмотрены три ступени сглаженности выпрямленного

Таблица 7

Однотактное выпрямление

a	0,1—0,2	0,4—0,5	0,8—0,9
$\frac{U_0}{U_m}$	0,953—0,902	0,780—0,742	0,558—0,482
fC_0R_g	8,76—4,02	1,66—1,20	0,470—0,318
$\left[\frac{\Delta U}{U_0} \right]_{med}$	5,50% ₀	6,30% ₀	14,6% ₀
$\left[\frac{\Delta f}{f} \right]_{med}$	75,8% ₀	34,1% ₀	38,6% ₀
$\left[\frac{\Delta U, U_0}{\Delta f, f} \right]_{med}$	0,073	0,096	0,378

Таблица 8

Двухтактное выпрямление

a	0,1—0,2	0,4—0,5	0,8—0,9
$\frac{U_0}{U_m}$	0,953—0,905	0,815—0,772	0,664—0,644
fC_0R_g	1,04—1,76	0,652—0,440	0,122—0,058
$\left[\frac{\Delta U}{U_0} \right]_{med}$	5,17% ₀	5,41% ₀	3,06% ₀
$\left[\frac{\Delta f}{f} \right]_{med}$	78,5% ₀	38,8% ₀	7,11% ₀
$\left[\frac{\Delta U, U_0}{\Delta f, f} \right]_{med}$	0,056	0,140	0,430

напряжения, соответствующие трем интервалам значений относительной глубины пульсаций напряжения: 1-й случай — более сглаженное напряжение: $a = 0,1 \div 0,2$; 2-й случай — плохо сглаженное напряжение: $a = 0,4 \div 0,5$; 3-й случай — практически несглаженное напряжение: $a = 0,8 \div 0,9$.

При рассмотрении табл. 7 и 8 следует помнить, что одна и та же относительная глубина пульсаций при однотактном и двухтактном выпрямлениях имеет место при весьма различных сглаживающих емкостях (разумеется, значительно меньших во втором случае).

Первые две строки рассматриваемых таблиц взяты непосредственно из табл. 5 и 6. Третья строка дает средние процентные

$$\frac{U_0}{U_{\text{max}}}, \frac{U_{\text{ред}}}{U_{\text{max}}}, \frac{U_{\text{тип}}}{U_{\text{max}}}$$

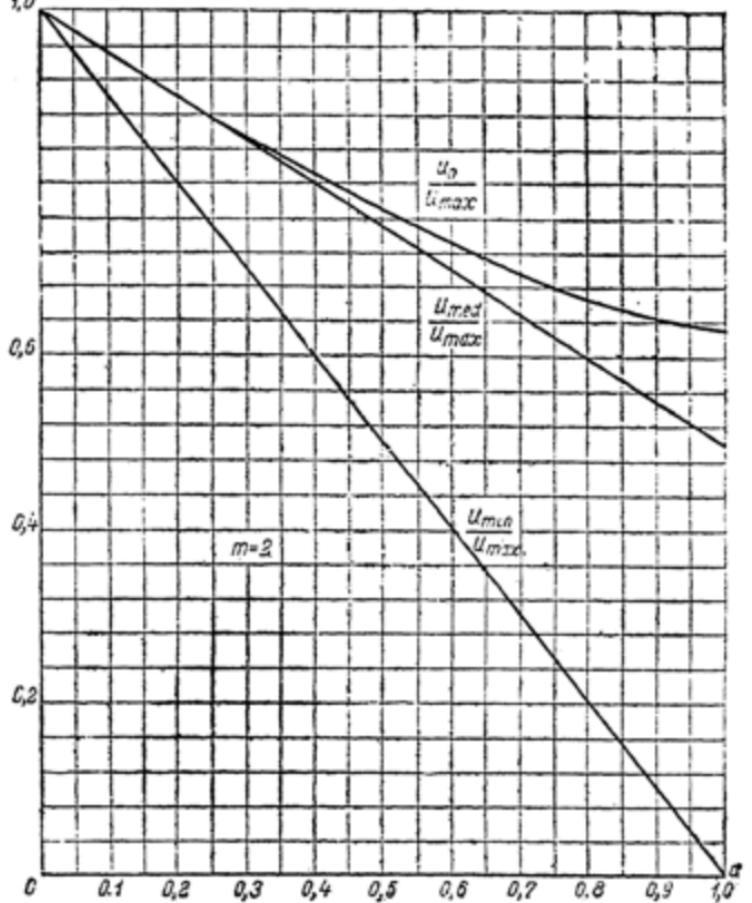


Рис. 33.

колебания напряжения U_0 , соответствующие указанным выше интервалам параметра α .

В четвертой строке приведены средние процентные отклонения частоты питающего тока, вызывающие соответствующие изменения относительной глубины пульсации напряжения.

Наконец, последняя строка показывает, какие относительные изменения измеряемого напряжения U_0 вызываются отклонениями на 1% частоты тока, питающего детекторное устройство.

Из табл. 7 и 8 видно, что изменения частоты измеряемого тока на 1% (что является крайним пределом для промышленного электрического тока), не только при хорошей сглаженности выпрямленного тока, но даже при относительной глубине пульсаций в $40-50\%$, при однотактном выпрямлении вызовет от-

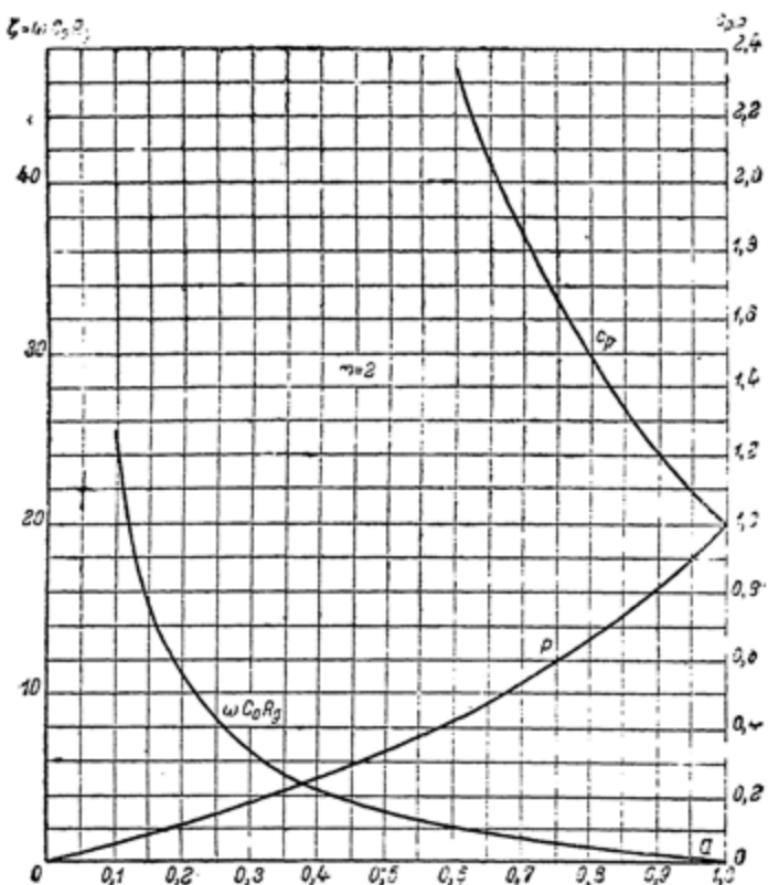


Рис. 34.

клонение напряжения U_0 меньше чем на $0,1\%$, а при двухтактном выпрямлении — не больше, чем на $0,14\%$, т. е. эти отклонения будут за пределами точности измерительных приборов.

Только при почти полной несглаженности выпрямленного тока, когда относительная глубина пульсаций будет достигать $80-90\%$, эти отклонения поднимутся в обоих случаях до примерно $0,4\%$, т. е. окажутся на границе точности лучших электрических измерительных приборов.

Таким образом, при мало-мальски удовлетворительном сглаживании выпрямленного тока, практически встречающиеся в силовых сетях колебания частоты измеряемого тока совершенно

не должны отражаться на показаниях универсального измерительного прибора или на работе других устройств с аналогичными условиями выпрямления.

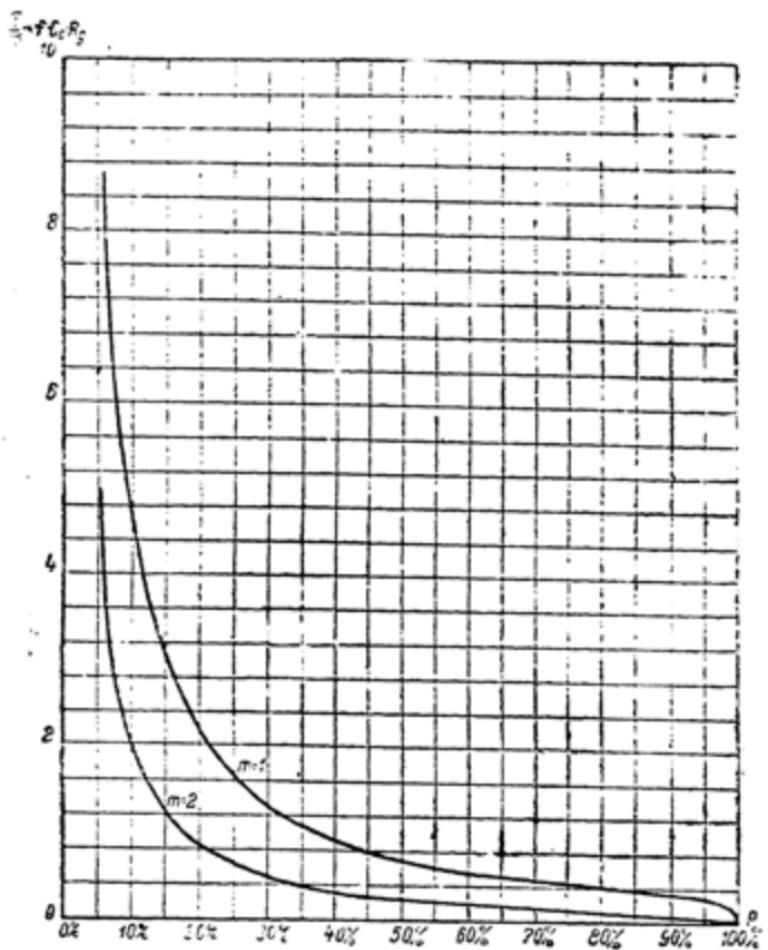


Рис. 35.

В заключение следует указать, что экспериментальная проверка полученных зависимостей (как количественная с помощью измерительных приборов, так и качественная с помощью катодного осциллографа) дала совпадение вычисленных и экспериментально найденных величин в пределах точности самих приборов.

Суммируя результаты всех выполненных теоретических и практических работ, изложенных в первой и второй частях настоящей монографии, можно с уверенностью заключить, что разработанные в них

новая методика использования для измерительных целей периодических токов, состоящих из апериодических импульсов заряда и разряда конденсатора, а также

новые измерительные приборы, и в первую очередь универсальный измерительный прибор для дистанционных определений электрических и неэлектрических величин, должны быть существенно полезны в весьма различных областях научной и технической деятельности как при прецизионных, так и при технических измерениях, как в обычных, так и телеметрических условиях.

II. ТАБЛИЦА ПРИНЯТЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

1. Обозначения в первой части книги

E — разность потенциалов источника напряжения.

C — емкость конденсатора.

u_3 — мгновенное значение напряжения на конденсаторе при его зарядке.

u_p — мгновенное значение напряжения на конденсаторе при его разряде

i_3 — мгновенное значение тока заряда конденсатора.

i_p — мгновенное значение тока разряда конденсатора.

r_a — полное активное сопротивление цепи заряда конденсатора.

r_p — полное активное сопротивление цепи разряда конденсатора.

τ_3 — время заряда конденсатора

τ_p — " разряда "

$\tau_{кз}$ — " замыкания контакта на заряд конденсатора.

$\tau_{кр}$ — время замыкания контакта на разряд конденсатора.

$\tau_{из}$ — интервал между размыканием цепи заряда (или разряда) конденсатора и замыканием цепи его разряда (или соответственно заряда).

$\tau_{инт}$ — время 1-го интервала: между концом заряда конденсатора и началом его разряда.

$\tau''_{\text{нт}}$ — время 2-го интервала: между концом разряда конденсатора и началом его заряда.

$\tau_1 = \tau_{\text{кз}} + \tau_{\text{из}} = \tau + \tau'_{\text{изнт}}$ — первая часть периода зарядно-разрядного процесса

$\tau_2 = \tau_{\text{из}} - \tau_{\text{из}} = \tau_p + \tau''_{\text{изнт}}$ — вторая часть периода зарядно-разрядного процесса.

$T = \tau_1 + \tau_2$ — период зарядно-разрядного процесса

$N = \frac{1}{T}$ — частота " " " "

n_0 — число оборотов в секунду контактного коммутатора; число оборотов в секунду ветрового колеса анемометра.

k — число „срабатываний“ контактов коммутатора при его одном обороте; число пар контактных пластин у коммутатора коллекторного типа.

Q_c — заряд конденсатора.

I_0 — средний ток заряда или разряда конденсатора при периодически повторяющемся зарядно-разрядном процессе.

A_s — энергия, затрачиваемая источником напряжения на заряд конденсатора.

P_s — мощность, затрачиваемая источником напряжения на периодически повторяющиеся заряды конденсатора.

A_e — энергия заряженного конденсатора.

P_e — мощность заряжаемого конденсатора при периодически повторяющихся его зарядах.

A_z — энергия, теряемая в зарядной цепи при заряде конденсатора.

P_z — мощность, теряемая в зарядной цепи при периодически повторяющихся зарядах конденсатора.

P_p — мощность, теряемая в разрядной цепи при периодически повторяющихся разрядах конденсатора.

$I_{z \text{ eff}}$ — эффективная величина тока заряда конденсатора при периодически повторяющихся его зарядах.

$I_{p \text{ eff}}$ — эффективная величина тока разряда конденсатора при периодически повторяющихся его разрядах.

2. Обозначения во второй части книги

C_0 — емкость сглаживающего (параллельного) конденсатора.

R_g — активное нагрузочное сопротивление, активное сопротивление измерительного прибора (измерителя).

R_D — сопротивление детектора (усредненное).

R_{eq} — эквивалентное активное сопротивление разветвленной цепи, состоящей из R_g и C_0 .

$R_s = R_{eq} + R_D$ — полное активное сопротивление эквивалентной цепи детекторного устройства.

C_s — эквивалентная емкость разветвленной цепи, состоящей из C_0 и R_g .

ω — угловая частота измеряемого тока.

f — частота измеряемого тока.

T — период измеряемого тока.

τ — „постоянная времени“ для разветвленного участка цепи детекторного прибора.

$\xi = \omega C_0 R_g$ — основной параметр уравнений детекторного устройства.

m — число тактов выпрямления.

Z_s — полное сопротивление детекторного устройства.

u_s — мгновенное значение напряжения, приложенного к детекторному устройству.

U_a — амплитуда напряжения, приложенного к детекторному устройству.

u_c — мгновенное значение напряжения на сглаживающем конденсаторе.

u_g — мгновенное значение напряжения, приложенного к нагрузочному сопротивлению во время прохождения тока через детектор.

U_m — амплитуда напряжения, приложенного к нагрузочному сопротивлению во время прохождения тока через детектор.

U_{med} — среднее арифметическое значение пульсирующего напряжения.

U_o — среднее интегральное значение пульсирующего напряжения.

ΔU — абсолютная величина пульсаций напряжений.

$a = \frac{\Delta U}{U_{\max}}$ — относительная глубина пульсаций напряжения.

$v = \frac{\Delta U}{2U_{\max}}$ — коэффициент пульсаций напряжения.

$c_p = \frac{1}{p}$ — средний коэффициент сглаживания пульсаций.

$c_0 = \frac{U_0}{0,5 \Delta U}$ — средний интегральный коэффициент сглаживания пульсаций напряжения.

$K = \frac{U_{eff}}{U_0}$ — коэффициент формы кривой напряжения.

θ_1 — первый угол „отсечки тока“.

θ_2 — второй угол „отсечки тока“.

θ_3 — угол, на протяжении которого конденсатор C_0 самостоятельно разряжается на нагрузочное сопротивление R_g .

$\varphi_0 = \arctg \omega C_0 R_g$ — тот угол сдвига фаз, который существовал бы между током и напряжением в детекторном устройстве на участке цепи, эквивалентном разветвленному, если бы сопротивление детектора было бы постоянным и одинаковыми для обоих направлений тока.

$\varphi_s = \arctg \frac{1}{\omega C_0 R_g}$ — тот угол сдвига фаз, который существовал бы между током и напряжением у детекторного устройства (включая детектор), если бы сопротивление детектора было бы постоянным и одинаковым для обоих направлений тока.

i_s — мгновенное значение тока, проходящего по неразветвленной части детекторного устройства.

i_{cs} — мгновенное значение составляющей тока i_s , меняющейся во времени по экспоненциальному закону.

i_{sp} — мгновенное значение составляющей тока i_s , меняющейся во времени по синусоидальному закону с частотой питающего детекторное устройство напряжения.

i_g — мгновенное значение тока, протекающего через нагрузочное сопротивление R_g .

I_{c} — средний ток через нагрузочное сопротивление.

Q_s — количество электричества, протекшее через нагрузочное сопротивление в течение рассматриваемого промежутка времени.

Q_c — заряд конденсатора в конце рассматриваемого промежутка времени.

Q_s — полное количество электричества, протекшее из питающей цепи в детекторное устройство в течение рассматриваемого промежутка времени.

$Q_{T,\pi}$ — количество электричества, протекшее из питающей цепи в детекторное устройство в течение одного такта выпрямления.

Q_T — количество электричества, протекшее из питающей цепи в детекторное устройство в течение одного периода питающего тока.

О Г Л А В Л Е Н И Е

Стр.

Предисловие. Краткая история работы	3
Часть первая	
I. Специальная форма периодического электрического тока	5
Периодический процесс, состоящий из апериодических зарядов и разрядов конденсатора. Энергия, мощность, средний и эффективный токи при периодически повторяющихся зарядах и разрядах конденсатора. „Режим полного зарядно-разрядного процесса”. Перспективы использования нового вида периодического тока.	
II. Четыре типа конденсаторных анемометров.	15
Задачи дистанционных измерений скорости ветра в метеорологии. Конденсаторный анемометр с гальванометром. Конденсаторный анемометр с логометром. Прибор для измерения скорости ветра и отношения скоростей ветра в 2-х пунктах. Прибор для измерения скорости ветра и градиентов скоростей ветра в 2-х пунктах.	
III. Универсальный дистанционный измерительный прибор	27
Принципиальная схема и условия работы универсального прибора. Измерения на постоянном токе электрических напряжений и токов, сопротивлений и температур. Измерения угловых скоростей и частот. Измерения емкостей. Измерения на переменном токе электрических напряжений и токов.	
Часть вторая	
I. Теория работы измерительного детекторного устройства со слаживающей емкостью	45
Задачи теоретического исследования. Эквивалентная схема детекторного устройства. Уравнения тока, проходящего через детектор. Уравнения трех „характеристических электрических углов”. Уравнение выпрямленного напряжения. Основные зависимости выпрямленного напряжения и тока. Таблицы и графики основных электрических величин, характеризующих работу детекторного устройства.	
II. Таблица принятых обозначений	75

Редактор М. А. Аптецман

Техн. ред. А. В. Смирнова

Подписано к печати 14/III 1946 г.
Печ. л. 5 Уч.-изд. л. 4,58

М-02061 Тираж 5000
Тип. зи. в 1 пач. л. 45472 Форм. бум. 82×110½

Типография № 2 Управления издательств и полиграфии Ленгорисполкома
ЭБ "Научное наследие России"

ВАЖНЕЙШИЕ ОПЕЧАТКИ

Стр.	Строка	Напечатано	Должно быть
33	12 снизу	табл. 4	табл. 3
65	3 сверху	$C = \frac{U_0}{0,5\Delta U}$	$c_0 = \frac{U_0}{0,5\Delta U}$
70	7 снизу	78,5 %	75,8 %
77	22	$\xi = \omega C_L R_E$	$\zeta = \omega C_L R_E$

5. 6881