

## К ТЕОРИИ ИЗМЕРЕНИЯ НАПРЯЖЕННОСТИ АТМОСФЕРНОГО ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ

Х. Ф. Таммер

1. Введение. Известны три основных метода измерения напряженности атмосферного электрического поля: проводимостный метод (коллекторные приборы), индукционный метод (прибор Вильсона) и генераторный метод (роторные и вибрационные померы, в которых используется принцип электростатического генератора).

Теории перечисленных методов развиты изолированно друг от друга, что затрудняет понимание особенностей разных способов измерения. Сужение исходных предложений приводит к односторонним и даже ошибочным выводам. Примером высказанного является ошибочная трактовка вопроса об инерционности коллекторного прибора в фундаментальной работе [Benndorf, 1909], выводы которой излагаются почти в неизменном виде и в современных монографиях [Имянитов, 1957; Israëi, 1961]. Исход ошибки — игнорирование индукционного тока. Статьи [Grenel, 1934a, 1934b; Lecolazet, 1946], в которых отмеченная ошибка устранена, остались почти неизвестными и ошибка Бенндорфа повторяется многими исследователями. Даже в работах [Israëi, 1955, 1961], содержащих сводку выводов Леклазе, формулы Бенндорфской теории представлены без корректур (стр. 328 331 последней указанной книги).

Ниже делается попытка построить теорию измерения напряженности электрического поля на основе исходной концепции, общей для всех методов. К этой концепции приводит развитие идеи Грене и Леклазе. Для сокращения объема статьи откажемся от полного систематического изложения теории измерения напряженности, останавливаясь только на тех вопросах, которые освещают принятый подход по-новому.

Естественным обобщением настоящей работы было бы соединение теории измерения напряженности электрического поля с теорией измерения плотности тока, изложенной в статье [Kasemir, Ruhnke, 1958].

В настоящей работе принята система единиц *СИ*. Однако большинство формул действительны в неизменном виде и в системе *СГСЭ*. Все исключения (формулы, действительные только в системе *СИ*) отмечены звездочкой при номере формулы.

2. Устройство антенны. Антенной называется приемная часть измерителя напряженности электрического поля. Задачей антенны является преобразование измеряемой напряженности  $E_0$  в напряжение  $U$ , которое подлежит регистрации. Антенна частично или полностью экспонирована в измеряемом поле, частично может быть экранирована. Ограничимся рассмотрением электрических полей настолько низкой частоты, что магнитное индуцирование электродвижущей силы не существенно. Предположим еще следующее:

А. Измеритель напряженности расположен около проводящей поверхности нулевого потенциала, называемой землей (условно).

Б. Все части антенны имеют одно и то же значение потенциала  $U$ .

В. Напряженность электрического поля над любой точкой поверхности антенны при условии заземления последней пропорциональна измеряемой напряженности  $E_0$  (коэффициент пропорциональности постоянен во времени) или равна нулю.

Г. Относительная электрическая проницаемость среды около неэкранированной части антенны равна единице.

Д. Плотность тока около антенны зависит от напряженности линейно.

Е. Нагрузка антенны эквивалентна пассивной параллельной *RC*-цепи первого порядка, которая включена между антенной и землей.

Второе из перечисленных предположений выполнено, если сопротивление между частями антенны не слишком велико. Третье предположение выполняется, если вблизи неэкранированной части антенны нет посторонних зарядов и плотность объемного заряда между антенной и землей мала. Погрешность четвертого предположения при атмосферном воздухе менее 0,1%. Пятое предположение самое неточное [Builder, 1930; Wagner, 1955], однако выполнение этого предположения для основных выводов настоящей статьи несущественно. В случае невыполнения этого предположения лишь некоторые формулы станут приближенными.

3. Уравнение антенны. Заряд антенны зависит от напряжения  $U$  и напряженности  $E_0$  линейно:

$$q = C(U + h_c E_0), \quad (1)$$

где коэффициент пропорциональности  $C$  является суммарной емкостью антенны. Если  $q=0$ , то  $U = -h_c E_0$ . Такое положение

может быть достигнуто заземлением антенны при  $E_0=0$  (под добавочным экраном) и последующим мгновенным установлением  $E_0$  (удалив экран). Легко убедиться, что в случае идеальной ненагруженной точечной антенны над плоскостью  $h_c$  совпадает с высотой антенны. В общем случае  $h_c$  назовем индукционной эффективной высотой антенны.

Заряд антенны изменяется вследствие проводимости воздуха, изоляторов и нагрузки, уноса заряда капающей водой и конвективного тока, существенного во время осадков и при быстром движении антенны в ионизированной среде. Допустим обычную идеализацию о непрерывности конвективного тока и тока капанья. По уже принятому предположению ток  $I$ , оттекающий от антенны, зависит от  $U$  и  $E_0$  линейно:

$$I = \frac{1}{R}(U + h_R E_0) - I_0. \quad (2)$$

$I_0$  — конвективный ток, не зависящий от  $U$  и  $E_0$ . Постоянная  $R$  является сопротивлением антенны. Если  $I_0=0$  и  $I=0$  (равновесие заряда), то  $U = -h_R E_0$ .  $h_R$  идеальной ненагруженной точечной антенны совпадает с высотой антенны. В общем случае  $h_R$  назовем проводимостной эффективной высотой антенны.

Уравнение антенны получается из условия  $dq = -Idt$ . Вычисляя производную от выражения (1), найдем:

$$\frac{dU}{dt} + \left( \frac{1}{RC} + \frac{1}{C} \frac{dC}{dt} \right) U = -\frac{h_R}{RC} E_0 - \frac{1}{C} \frac{d(Ch_c E_0)}{dt} + \frac{I_0}{C} \quad (3)$$

Это уравнение действительно и в том случае, если все параметры антенны функции времени. Если  $C = \text{const}$  и  $h_c = \text{const}$ ; то уравнение антенны упрощается:

$$\frac{dU}{dt} + \frac{U}{RC} = -\frac{h_R}{RC} E_0 - h_c \frac{dE_0}{dt} + \frac{I_0}{C}. \quad (4)$$

Уравнения (3) и (4) решаются в принципе просто. Математические затруднения могут возникать только при вычислении интегралов.

4. Эффективные высоты антенны. Для вычисления индукционной эффективной высоты рассмотрим заземленную антенну,  $h_c$  которой равно  $q_{U=0} / CE_0$ . Заряд антенны определяется интегралом поверхностной плотности заряда  $\epsilon_0 E_{U=0}$  через всю поверхность антенны. Результат целесообразно записать так:

$$h_c = \frac{\epsilon_0}{C} S_0, \quad (5^*)$$

где  $\epsilon_0$  — электрическая проницаемость вакуума и

\* Формула действительна только в системе единиц СИ.

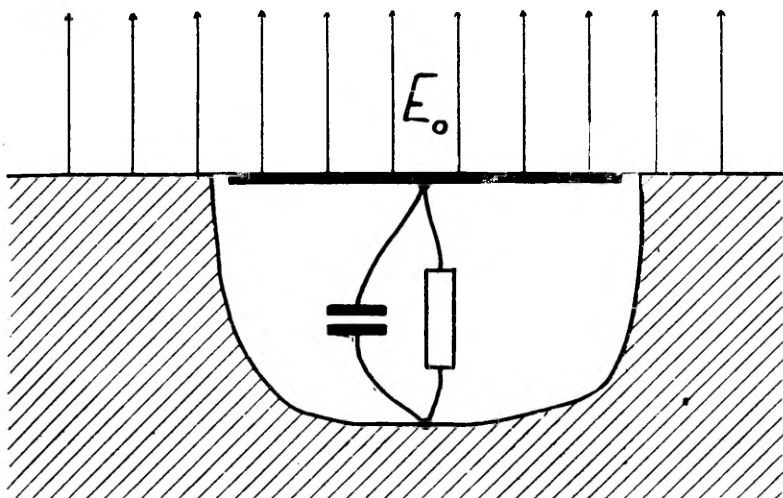


Рис. 1. Плоская антенна (разрез).

$$S_0 = \iint_S \frac{E_{U=0}}{E_0} dS. \quad (6)$$

$S_0$  — эффективная площадь антенны. Эффективная площадь плоской антенны, расположенной на уровне земли (рис. 1), равна ее экспонированной площади.

Проводимостную эффективную высоту можно вычислить аналогично. Если  $U=0$ , то  $h_R = R I_{U=0} / E_0$ . Плотность тока на поверхности антенны  $\lambda E_{U=0}$ , где  $\lambda$  — эффективная проводимость, определяемая как сумма соответствующей полярной проводимости воздуха или проводимости изолятора и эффективной проводимости капанья. Определяя  $I_{U=0}$  интегралом плотности тока через всю поверхность антенны, найдем:

$$h_R = \bar{R} \lambda S_0, \quad (7)$$

где

$$\bar{\lambda} = \frac{\iint_S \lambda E_{U=0} dS}{\iint_S E_{U=0} dS} \quad (8)$$

$\bar{\lambda}$  — средняя эффективная проводимость над экспонированной частью антенны.

При однородной эффективной проводимости сопротивление антенны вычисляется известной формулой:

$$R = \frac{\epsilon_0}{C \lambda}. \quad (9^*)$$

Из формул (5), (7) и (9) вытекает равенство  $h_C = h_R$ . В случае неоднородной проводимости около антенны обычно  $h_C \neq h_R$ .

5. Эквивалентные схемы антенны. Эквивалентными схемами антенны можно называть все схемы, уравнение которых совпадает с уравнением антенны. Чтобы лучше проиллюстрировать свойства антенны, следует составить как можно более простую эквивалентную схему. Перегрузка схемы дополнительными элементами [Dolezalek, 1960a, 1960b] осложняет исследование.

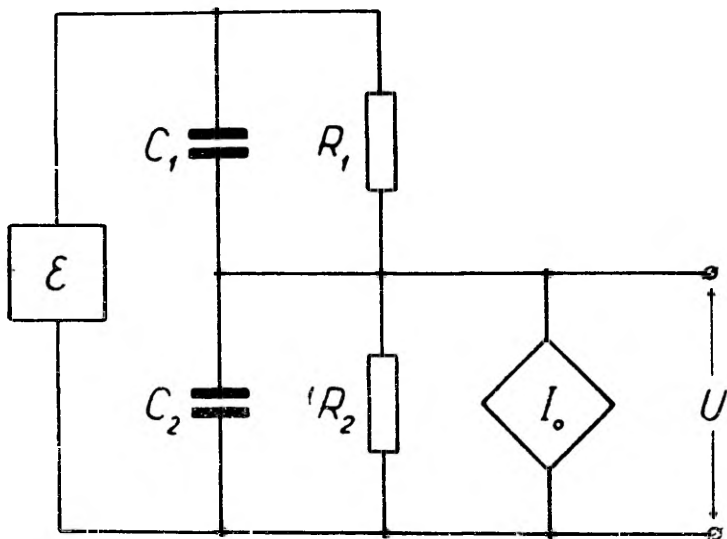


Рис. 2. Универсальная эквивалентная схема антенны.  $\mathcal{E}$  — генератор эдс,  $I_0$  — генератор тока с  $R_i = \infty$ .

В качестве универсальной эквивалентной схемы антенны может быть принята схема на рис. 2, использованная в работе [Kasemir, Ruhnke, 1958]. Нижнюю на рис. 2 выходную клемму считаем заземленной. Заряд узла, к которому подключена другая выходная клемма, и ток, оттекающий от этого узла на землю, следующие:

$$q = (C_1 + C_2) \left( U - \frac{C_1}{C_1 + C_2} \mathcal{E} \right), \quad (10)$$

$$I = \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2} \left( U - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \mathcal{E} \right) - I_0. \quad (11)$$

Эти выражения совпадут с выражениями (1) и (2), если принять

$$\left. \begin{aligned}
 \mathcal{E} &= -h_0 E_0 \\
 C_1 &= \frac{h_C}{h_0} C \\
 C_2 &= \left(1 - \frac{h_C}{h_0}\right) C \\
 R_1 &= \frac{h_0}{h_R} R \\
 R_2 &= \frac{R}{1 - \frac{h_C}{h_0}}
 \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

где  $h_0$  — произвольно выбранная высота, которая должна быть не меньше ни  $h_C$ , ни  $h_R$ .

Обозначим

$$\frac{h_C}{h_R} = \kappa. \quad (13)$$

При  $\kappa \leq 1$  можно выбрать  $h_0 = h_R$ , и схема рис. 2 упрощается, совпадая со схемой рис. 3а. При  $\kappa \geq 1$  можно выбрать  $h_0 = h_C$ , и схема рис. 2 совпадет со схемой рис. 3б.

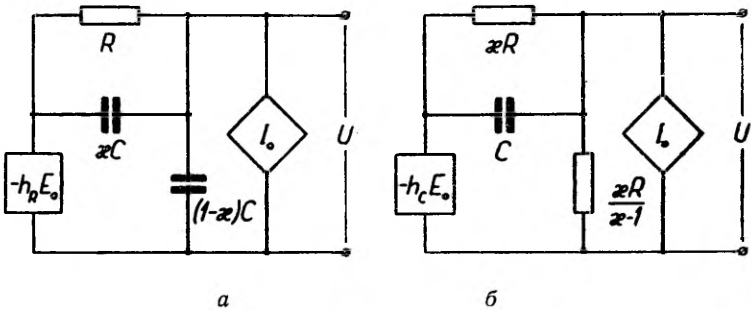


Рис. 3. Эквивалентные схемы антенны.  
 а — при  $\kappa \leq 1$ , б — при  $\kappa \geq 1$ . Горизонтальный квадрат обозначает генератор эдс ( $R_i=0$ ), диагональный квадрат — генератор тока ( $R_i=\infty$ ).

Эквивалентные схемы позволяют при желании обойти анализ уравнения антенны, заменяя это приложением готовых формул теории линейных цепей к нашей задаче.

б. Решение уравнения антенны с постоянными параметрами. Предполагаем, что  $h_C$ ,  $h_R$ ,  $C$ ,  $R$  и  $I_0$  постоянные. Обозначим постоянную времени антенны  $RC = \tau$ .

Общее решение уравнения антенны можно при таких условиях записать двояко:

$$U = -h_C E_0 + \frac{h_C - h_R}{\tau} \int_{-\infty}^t E_0(t') e^{-\frac{t-t'}{\tau}} dt' + R I_0 + U_0 e^{-\frac{t-t_0}{\tau}}, \quad (14)$$

$$U = -h_R E_0 + (h_R - h_C) \int_{-\infty}^t \frac{dE_0(t')}{dt'} e^{-\frac{t-t'}{\tau}} dt' + R I_0 + U_0 e^{-\frac{t-t_0}{\tau}} \quad (15)$$

Выражения (14) и (15) тождественны друг другу.  $U_0 e^{-\frac{t-t_0}{\tau}}$  — постоянная интегрирования. В момент  $t=t_0$  последнее слагаемое выражений (14) и (15) равно  $U_0$ .  $U_0$  оказывается напряжением, обусловленным каким-то посторонним зарядом, имеющим в момент  $t=t_0$  значение  $C U_0$ . Если антенна включена длительно, то слагаемое  $U_0 e^{-\frac{t-t_0}{\tau}}$  приближается экспоненциально к нулю и его можно из решения уравнения антенны опустить.

Предполагаем  $I_0=0$ . Если  $E_0=\text{const}$ , то

$$U = -h_R E_0. \quad (16)$$

Если до определенного момента напряженность равна нулю, а в этот момент изменяется скачком до значения  $E_0$ , то непосредственно после скачка напряженности

$$U = -h_C E_0. \quad (17)$$

Если  $dE_0/dt = \text{const}$ , то

$$U = -h_R E_0 + (h_R - h_C) \tau \frac{dE_0}{dt} \quad (18)$$

Рассмотрим еще обратную задачу, при которой  $U(t)$  известна, а  $E_0(t)$  неизвестная функция. Выражение (4) является и в отношении  $E_0$  линейным дифференциальным уравнением, решение которого полезно записать двояко:

$$E_0 = -\frac{1}{h_C} \left[ U + \frac{\chi-1}{\chi\tau} \int_{-\infty}^t U(t') e^{-\frac{t-t'}{\chi\tau}} dt' - \chi R I_0 \right], \quad (19)$$

$$E_0 = -\frac{1}{h_R} \left[ U + \frac{1-\chi}{\chi} \int_{-\infty}^t \frac{dU(t')}{dt'} e^{-\frac{t-t'}{\chi\tau}} dt' - R I_0 \right] \quad (20)$$

Слагаемое, описывающее переходный процесс включения антенны, в этих формулах опущено.

Для практического определения функции  $E_0(t)$  по  $U(t)$  можно применять электрические схемы, передаточные характеристики которых совпадают с тождественными друг другу формулами (19) и (20). Такие схемы представлены на рис. 4. Аналоговой схемой можно обработать запись наблюдений или включить эту схему непосредственно к выходу измерительного усилителя. В последнем случае постоянная ускорения обработки  $b$  должна равняться единице.

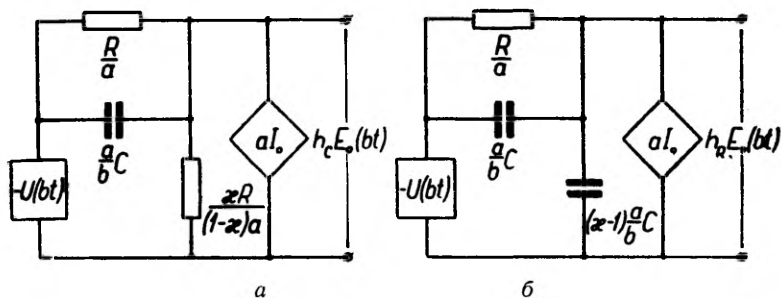


Рис. 4. Схемы для определения  $E_0(t)$  по  $U(t)$ .  
 а — при  $\kappa \leq 1$ , б — при  $\kappa \geq 1$ . Коэффициенты  $a$  и  $b$  — произвольные числа.

Применение формул (19, 20) или аналоговых схем рис. 4 на практике существенно затрудняет нестабильность сопротивления антенны.

При вычислении  $E_0(t)$  по записи  $U(t)$  недопустимость пренебрежения индуцированным током наиболее разительна. Если наблюдения проведены во время грозы, то обработка данных коллекторных измерений по формуле, рекомендованной в работе [Angenheister, 1924], приводит к нелепости: вычисленное  $E_0$  зачастую превышает пробивную напряженность.

7. Основные методы измерения. Вычисление  $E_0(t)$  по функции  $U(t)$  случайной антенны неудобно. На практике атмосферно-электрических измерений применяются специальные антенны, обеспечивающие простую обработку наблюдений.

А. Проводимостный метод основан на формуле (16), откуда  $E_0 = -U/h_R$ . Для стабилизации  $h_R$  и подавления ошибок измерения, определяемых другими слагаемыми формулы (20), к антенне прикрепляется коллектор. Коллектор создает около себя сильную ионизацию и уменьшает сопротивление антенны.

Б. Индукционный метод основан на формуле (17). Для создания скачка напряженности антенна до измерения экранируется. Если отсчет берется за время  $t \ll \tau$  после удаления экрана, то  $E_0 = -U/hc$ . Прибор конструируется так, чтобы сопротивления антенны и постоянная времени  $\tau$  были по возможности большие. Индукционный метод применяется еще для регистрации низкочастотных атмосфериков. В последнем случае постоянная составляющая напряженности поля не подлежит регистрации и циклического экранирования антенны не требуется.

В. Метод пассивной антенны [Crozier, 1963, 1965] опирается на теоретические соображения Леклазе. Хотя метод пассивной антенны создан как модификация проводимостного метода, его нельзя причислить к классическому проводимостному методу. Детальный анализ показывает, что метод пассивной антенны ближе к индукционному методу. Некоторые недостатки метода пассивной антенны описаны в сообщении [Dolezalek, 1963].

Г. Метод модулирующей антенны основан на применении антенны с переменными параметрами. В случае переменной  $hc$  мощность выходного сигнала берется от модулятора (генераторный метод). Теория метода модулирующей антенны должна исходить из уравнения (3).

Д. Антенну в режиме  $U=0$  можно применять для измерения плотности тока проводимости. Если  $dE_0/dt=0$  и  $I_0=0$ , то плотность тока проводимости  $j=I/S_0$ , где  $I$  — сила тока с антенны на землю. Обсуждение таких измерений можно найти в работах [Kasemir, Ruhnke, 1958; Chalmers, 1962].

Е. Антенной, которая экранирована заземленной сеткой, можно измерить силу конвентивного тока  $I_0$ .

8. Инерционность проводимостного метода. Следует различать инерционность измерительного прибора при включении прибора и при изменении измеряемой величины. Инерционность включения проводимостной антенны описывает последнее слагаемое формул (14, 15). Постоянная времени переходного процесса равна  $RC$ , откуда следует известная возможность измерения сопротивления коллектора. При длительных наблюдениях инерционность включения незначительна.

Инерционность антенны при изменениях напряженности электрического поля обычно ошибочно отождествлялась с инерционностью включения. В экспериментальных исследованиях, например [Wigand, Kirchner, 1927], непосредственно определялась только инерционность включения, что не позволяло обнаружить недостаточность теории. Ошибка в теории привела к неудачным предложениям усовершенствования экспериментальных устройств [Grigoriu, 1957]. Правильный подход к проблеме инерционности можно найти лишь в работах [Grenet, 1934a, 1934b; Lecolazet, 1946; Crozier, 1963].

Согласно формуле (15), ошибка, обусловленная пренебрежением инерционностью антенны, выражается следующим образом:

$$\Delta E_0 = (1 - \kappa) \int_{-\infty}^t \frac{dE_0(t')}{dt'} e^{-\frac{t-t'}{\tau}} dt' \quad (21)$$

Если  $|dE_0/dt| \leq A$ , то ошибка от инерционности не превышает  $\tau(1 - \kappa)A$ . Для подавления ошибки можно уменьшить  $\tau$ . Как известно, это приводит к увеличению некоторых других ошибок измерения [Имянитов, 1957; Mühleisen, 1951; Rönicke, 1962; Dolezalek, 1964; Israël, 1961; 1964]. Более эффективно уменьшение разности  $1 - \kappa$ . Такой прием на практике совсем новый [Crozier, 1965].

Рассмотрим еще инерционность антенны на двух классических примерах:

А. Если измеряемое поле имеет синусоидальную составляющую с угловой частотой  $\omega$ , то коэффициент искажения амплитуды этой составляющей будет

$$K = \sqrt{\frac{1 + (\kappa\omega\tau)^2}{1 + (\omega\tau)^2}} \quad (22)$$

В области низких частот коэффициент искажения приближается к единице, в области высоких частот — к отношению  $\kappa$ .

Б. Если при  $t < 0$  напряженность электрического поля равна нулю, а при  $t \geq 0$  постоянному значению  $E_{00}$ , то напряжение антенны в момент  $t=0$  вырастет мгновенно до значения  $-h_C E_{00}$ , а затем будет экспоненциально приближаться к предельному значению  $-h_R E_{00}$ .

9. Проводимостная ошибка индукционного метода. При вычислении  $E_0$  по формуле (17) ошибкой является слагаемая с интегралом из выражения (14):

$$\Delta E_0 = \frac{\kappa - 1}{\kappa\tau} \int_{t_0}^t E_0(t') e^{-\frac{t-t'}{\tau}} dt' \quad (23)$$

За время от  $t = -\infty$  до момента удаления экрана  $t = t_0$  напряженность поля равна нулю, и этот промежуток времени выпущен из области интегрирования. По теореме среднего значения интеграла найдем

$$\Delta E_0 = \left(1 - e^{-\frac{t-t_0}{\tau}}\right) \frac{\kappa - 1}{\kappa} \bar{E}_0, \quad (24)$$

где  $\bar{E}_0$  — некоторая средняя напряженность поля за время от  $t_0$  до  $t$ .

Если игнорировать проводимостную эффективную высоту антенны, то  $(\kappa-1)/\kappa=1$ , и единственным способом подавления проводимостной ошибки может быть уменьшение отношения  $(t-t_0)/\tau$ . Однако из представленных соображений вытекает более эффективный способ устранения проводимостной ошибки путем уменьшения разности  $\kappa-1$ .

В принципе проводимостную ошибку можно исключить и расчетным путем, обрабатывая наблюдения по формуле (19) или аналоговой схемой рис. 4. Именно такой подход полностью устраняет разрыв между проводимостным и индукционным методом также в случае  $\kappa \neq 1$ .

При  $\kappa=1$  проводимостная ошибка полностью устраняется, независимо от времени экспонирования антенны, и индукционный прибор способен к непрерывным измерениям. Такой подход к идее метода пассивной антенны наиболее естественен.

10. Уравновешивание антенны. Антенну с  $h_C=h_R$  можно назвать уравновешенной или безынерционной. Такая антенна может быть пассивной или снабженной коллектором. При измерениях с уравновешенной антенной нельзя различить проводимостный и индукционный методы.

Любую антенну можно мысленно разделить на части таким образом, что индукционная и проводимостная эффективные высоты каждой отдельной части между собой равны. Равенство эффективных высот имеет, безусловно, место, если отдельные части расположены в однородных средах. Эффективные высоты целой антенны будут

$$h_C = \sum_i \frac{C_i}{C} h_i, \quad (25)$$

$$h_R = \sum_i \frac{R_i}{R} h_i, \quad (26)$$

где  $C_i$  — емкость,  $R_i$  — сопротивление и  $h_i$  — эффективная высота отдельной части. Условие уравновешенности антенны  $h_C=h_R$  следующее:

$$\sum_i \sum_j \left( \frac{C_i}{R_j} - \frac{C_j}{R_i} \right) h_i = 0. \quad (27)$$

В качестве примера рассмотрим антенну, состоящую из экранированной части с параметрами  $R_p$ ,  $C_p$  и  $h_p=0$ , стержня с параметрами  $R_t$ ,  $C_t$  и  $h_t$  и коллектора с параметрами  $R_k$ ,  $C_k$  и  $h_k$ .  $h_k$  можно регулировать выбором точки крепления коллектора к стержню. По уравнению (27) можно вычислить необходимое для уравновешивания антенны значение  $h_k$ :

$$h_k = \frac{R_t C_t (R_p + R_k) - R_p R_k (C_p + C_k)}{R_p R_t (C_p + C_t) - R_k C_k (R_p + R_t)} h_t. \quad (28)$$

Если  $R_k$  значительно меньше  $R_p$  и  $R_t$ , то это выражение упрощается:

$$h_k = \frac{C_t}{C_p + C_t} h_t. \quad (29)$$

Антенна с параметрами  $h_C$ ,  $h_R$  и  $C$  может уравниваться присоединением к ней дополнительного электрода. Если дополнительный электрод располагается в однородной среде и его сопротивление значительно больше сопротивления остальной части антенны, то его эффективная высота  $h'$  и емкость  $C'$  должны удовлетворять условию

$$h' = h_R + \frac{C}{C'} (h_R - h_C) \quad (30)$$

В случае  $\kappa > 1$  можно применять экранированный электрод (шунтирующий конденсатор) с параметрами  $h' = 0$  и  $C' = (\kappa - 1)C$ .

В случае  $\kappa < 1$  принципиально можно уравнивать антенну шунтирующим сопротивлением. Однако такой прием на практике неудовлетворителен ввиду неустойчивости  $h_R$  шунтированной антенны.

Неустойчивость равновесия антенны определяется в основном неустойчивостью проводимостной эффективной высоты, так как индукционная эффективная высота относительно стабильна. Равновесие пассивных антенн трудно стабилизируемо, так как сопротивление пассивной антенны большое и малейшая утечка по изоляторам способна заметно уменьшить  $h_R$ . Проводимостную эффективную высоту легко фиксировать радиоактивным коллектором с небольшой активностью.

11. Модулирующие антенны. Параметрическую модуляцию выходного сигнала антенны обычно осуществляют переменной индукционной эффективной высотой. При этом и другие параметры антенны могут стать переменными и выходное напряжение приходится вычислять по уравнению (3). Решение этого уравнения для длительно включенного прибора следующее:

$$U = -h_C E_0 + \frac{1}{C} \int_{-\infty}^t \frac{h_C - h_R}{R} E_0 e^{t'} \int_{-\infty}^{t'} \frac{dt''}{RC} dt' + \frac{1}{C} \int_{-\infty}^t I_0 e^{t'} \int_{-\infty}^{t'} \frac{dt''}{RC} dt' \quad (31)$$

Если  $R$  и  $C$  можно считать постоянными, то эта формула упрощается:

$$U = -h_C E_0 + \frac{1}{\tau} \int_{-\infty}^t (h_C - h_R) E_0 e^{-\frac{t-t'}{\tau}} dt' + \int_{-\infty}^t \frac{I_0}{C} e^{-\frac{t-t'}{\tau}} dt', \quad (32)$$

$$U = -\tau \frac{d(h_C E_0)}{dt} + \tau \int_{-\infty}^t \frac{d^2(h_C E_0)}{dt'^2} e^{-\frac{t-t'}{\tau}} dt' - \int_{-\infty}^t \frac{h_R}{\tau} E_0 e^{-\frac{t-t'}{\tau}} dt' + \\ + \int_{-\infty}^t \frac{I_0}{C} e^{-\frac{t-t'}{\tau}} dt' \quad (33)$$

Выражения (32) и (33) тождественны.

Из формул (32, 33) легко получить известные выводы: в случае  $\omega\tau \gg 1$  ( $\omega$  — частота  $h_C(t)$ ) амплитуда напряжения определяется амплитудой  $h_C E_0 = \varepsilon_0 E_0 S_0 / C$ \* а в случае  $\omega\tau \ll 1$  — амплитудой  $\tau \frac{d(h_C E_0)}{dt} = \varepsilon_0 R \frac{d(S_0 E_0)}{dt}$ \*. Основной новый вывод состоит в том, что при условии  $h_R \equiv h_C$  второе слагаемое общей формулы (31) обращается в нуль, и ошибка, связанная с модулированием проводимостного тока, устраняется. Возможность уравнивания антенны электростатического флюксметра имеет практическое значение при измерениях в сильно ионизированной среде, где учет или устранение модулированного проводимостного тока другими способами представляет затруднения. Уравнивание антенны не устраняет ошибку от модулированного конвективного тока, описываемую последним слагаемым формул (31, 32, 33). Модулирование конвективного тока можно предотвратить специальной конструкцией полемера [Шварц, Андреева, Бородулина, 1967], однако при нормальном давлении модулирование проводимостного тока так устранить нельзя.

В условиях сильной ионизации модуляционный полемер можно устроить из проводимостного прибора с переменной  $h_R$ . С этой точки зрения представляет интерес эксперимент, описанный в работе [Mozer, Bruston, 1967].

Детектирование напряжения модулирующей антенны вводит в измерительный прибор инерционность. Возможности повышения частоты модуляции [Malap, Schonland, 1950] ограничены. Более эффективно совмещение генераторного метода с обычным индукционным методом. Один вариант такого совмещения описан в работе [Smith, 1954]. Несколько проще двухканальная система, состоящая из обычного генераторного полемера (канал низких частот) и индукционной антенны с постоянными параметрами (канал высоких частот)

\* Выражения действительны только в системе единиц СИ.

## ЛИТЕРАТУРА

- Имянитов И. М., 1957. Приборы и методы для изучения электричества атмосферы. Гостехтеоретиздат, М.
- Шварц Я. М., Андреева С. И., Бородулина В. Г., 1967. Возможности и опыт создания электростатического флюксметра вибрационного типа. Тр. Гл. геофиз. обсерв., 204, 18—27.
- Angenheister, G., 1924. Die Wirkung des Regens auf die Registrierung des Potentialgefälles der Atmosphäre. Nachr. Königl. Ges. Wiss. zu Göttingen, Math.-phys. Kl. aus d. J. 1924, S. 105—115.
- Benndorf, H., 1909. Zur Theorie luftelektrischer Registrierungen I, Sitzungsber. Wien. Akad. Wiss. II a, 118, S. 1163—1195.
- Builder, G., 1930. Preliminary note on the atmospheric potentials recorded with ionium — collectors. Terr. Magn. and Atmos. Electr. 35 (Nr. 1), p. 35—41.
- Chalmers, J. A., 1962. The measurement of the vertical electric current in the atmosphere, J. Atmos. and Terr. Phys. 24 (Nr. 4), p. 297—302.
- Grozier, W. D., 1963. Measuring atmospheric potential with passive antennas. J. Geophys. Res. 68 (Nr. 18), p. 5173—5179.
- Grozier, W. D., 1965. Atmospheric electrical profiles below three meters. J. Geophys. Res. 70 (Nr. 12), p. 2785—2792.
- Dolezalek, H., 1960. a. Zur Berechnung des luftelektrischen Stromkreises II: Über die Gültigkeit des Ohmschen Gesetzes in der Atmosphäre. Geofis. pura e appl. 45, p. 273—297.
- Dolezalek, H., 1960 b. Das Ersatzschaltbild für den radioaktiven Kollektor zur Messung der luftelektrischen Feldstärke. Gerlands Beitr. Geophys. 69 (H2), S. 87—94.
- Dolezalek, H., 1963. Passive antenna and collector antenna for the measurement of the atmospheric electric potential. J. Geophys. Res. 68 (Nr. 18), p. 5181—5181.
- Dolezalek, H., 1964. Der radioaktive Kollektor bei luftelektrischen Sondierungen. Diskussionsbeitrag zu einer Veröffentlichung von G. Rönicke. Z. Geophys. 30, Nr. 1, S. 43—44.
- Grenet, G., 1934 a. Sur la mesure des variations brusques du champ électrique. C. r. 67. Congr. Soc. savantes, Paris, p. 232—236.
- Grenet, G., 1934 b. Sur la mesure du champ électrique terrestre et de ses variations. C. r. Acad. sci. 198 (Nr. 10), p. 967—968.
- Grigoriu, A., 1957. Înălțarea efectului datorit inerției egalizatorului de potențial în măsurarea câmpului electric terestru. Bul. științ. Sec. mat. fiz. (Acad. RPR) 9 (Nr. 1), p. 201—207.
- Israel, H., 1955. Meßgeräte und Arbeitsmethoden bei luftelektrischen Untersuchungen II. Messungen des elektr. Feldes (Potentialgefälles) in der Atmosphäre. Arch. techn. Messen Nr. 233, S. 125—128.
- Israel, H., 1961. Atmosphärische Elektrizität II. Akad. Verlagsges. Geest & Portig K.-G., Leipzig.
- Israel, H., 1964. Zur Verwendung des radioaktiven Kollektors in der luftelektrischen Meßtechnik. Z. Geophys. 30 (Nr. 3), S. 152—153.
- Kasemir, H. W., Ruhnke, L. H., 1958. Antenna problems of measurement of the air-earth current. In "Recent Advances in Atmospheric Electricity" Perg. Press, London—New-York—Paris—Los Angeles, p. 137—147.
- Lecolazet, R., 1946. Sur la définition et la théorie des prises de potentiel en électricité atmosphérique. C. r. Acad. sci. 222 (Nr. 6), p. 331—332.
- Malan, D. J., Schonland, B. F. J., 1950. An electrostatic fluxmeter of short response-time for use in studies of transient field-changes. Proc. Phys. Soc. London B 63, p. 402—408.
- Mozer, F. S., Bruston, P., 1967. Electric field measurements in the auroral ionosphere. J. Geophys. Res. 72 (Nr. 3), p. 1109—1114.
- Mühleisen, R., 1951. Zur Methodik der luftelektrischen Potentialmessung: Einfluss des Windes bei radioaktiven Kollektoren. Z. Naturforsch. 6a (H11), S. 667—671.

Rönicke, G., 1962. Erfahrungen mit luftelektrischen Sondierungen in der freien Atmosphäre. Z. Geophys. 28 (H 3), S. 105—126.

Smith, L. G., 1954. An electric field meter with extended frequency range. Rev. Sci. Instr. 25 (Nr. 5), p. 510—513.

Wagner, R., 1955. Zur Messung des luftelektrischen Potentialgefälles mittels Kollektoren. Arch. Meteorol. Geophys. und Bioklimatol, A 8 (H 4), S. 427—464.

Wigand, A., Kirchner, H., 1927. Schnellwirkende luftelektrische Kollektoren. Gerlands Beitr. Geophys. 17, S. 379—385.

Поступила 4/III 1969 г.

## ATMOSFÄÄRI ELEKTRIVÄLJA TUGEVUSE MÕOTMISE TEOORIAST

H. Tammet

Resümee

Atmosfääri elektrivälja tugevuse mõõtmise juhtivusmeetodi (kollektormõõteriistad), induktsioonimeetodi (Wilsoni riist) ja generaatormeetodi (rootorväljatugevusmõõtjad) teooriate isoleeritus teineteisest raskendab nende meetodite iseärasuste mõistmist ja võib viia isegi ekslikele järeldustele. Näiteks kollektorantenni inertsi käsitlus enamikus uurimistööst on nimetatud asjaolu tõttu häirivalt puudulik.

Antenniks nimetame elektroodi, mille pinge järgi otsustatakse väljatugevuse üle. Antenni pinge sõltuvust väljatugevusest on võimalik kirjeldada kõigi mõõtmismeetodite jaoks ühise võrrandiga (3). Selle võrrandi parameetriteks on antenni mahtuvus, takistus ja kaks efektiivkõrgust. Valemitega (5, 6) kirjeldatava induktsioon-efektiivkõrguse  $h_c$  mõiste langeb kokku induktsioonmõõteriista antenni efektiivkõrguse mõistega. Valemitega (7, 8) kirjeldatava juhtivusefektiivkõrguse mõiste langeb kokku kollektormõõteriista referentspunkti redutseeritud kõrguse mõistega. Efektiivkõrguste suhe  $\kappa = h_c/h_R$  sõltub antenni ja varjestavate elektroodide paigutusest ning antenni koormusest.

Mõõtmismeetodite analüüsimiseks võiks kasutada joon. 3 esitatud ekvivalentskeeme, mille võrrandid on antenni võrrandiga identsed. Autor on aga püüdnud vältida otsest tuginemist lineaar-ahelate teooria valmistulemustele.

Konstantsete parameetritega antenni võrrandit saab lahendada nii  $U$  kui ka  $E_0$  suhtes. Esimesel juhul on lahendiks teineteisega samased valemid (14, 15), teisel juhul valemid (19, 20). Viimased valemid ja nende analoogskeemid (joon. 4) on kasutatavad vaatlusandmete töötlemisel. Vaatlusandmete niisuguse töötlemise korral kaob põhimõtteline vahe juhtivus- ja induktsioonimeetodi vahel.

Valemid (14, 15) võimaldavad kirjeldada juhtivusmeetodi inertsi. Väljatugevuse hüppelise muutuse korral antenni pinge muutub osalt hüppena, osalt eksponentsiaalse lähenemisena lõppväärtusele.  $h_c = h_R$ , siis eksponentsiaalne osa puudub ja antenni pinge jälgib väljatugevuse muutusi inertsivabalt. Valemite (14, 15) abil saab hinnata ka induksioonimeetodi juhtivuslikke vigu. Tingimusel  $h_c = h_R$  on need vead välditud.

Võrdsete efektiivkõrgustega antenni nimetame tasakaalustatuks. Kui antenn koosneb üksikosadest parameetritega  $C_i$ ,  $R_i$  ja  $h_i$ , siis tasakaalustatuse tingimus avaldub võrrandina (27). Selle võrrandi abil võib leida kollektori kinnituspunkti, mille korral antenn on tasakaalustatud, või määrata antenni tasakaalustamiseks tarviliku lisaelektroodi parameetrid.

Ka generaator-väljatugevusmõõtja antenni on võimalik tasakaalustada, mis võimaldab teha korrektseid mõõtmisi tugevalt ioniseeritud keskkonnas.

## ON THE THEORY OF THE MEASUREMENT OF THE ATMOSPHERIC ELECTRIC FIELD

H. Tammet

S u m m a r y

Isolation of the theories dealing with the measuring of the atmospheric electric field by the conductivity method (collector measuring instruments), the induction method (the Wilson instrument) and the generator method (field mills) makes it rather difficult to understand the peculiarities of these methods and may even lead to erroneous conclusions. Thus, the treatment of the inertia of the collector antenna is in most investigations embarrassingly inadequate.

An antenna in this study is an electrode by whose voltage one determines electric field intensity. The dependence of the voltage of an antenna on field intensity can be described by equation (3), which is common to all methods of measurement. The parameters of this equation include the capacitance, resistance and two effective heights of the antenna. The concept of the induction effective height  $h_c$  described by formulas (5, 6) coincides with the notion of the effective height of the antenna of a induction measuring instrument. The ratio of the effective heights  $\kappa = h_c/h_R$  depends on the location of the antenna and the screen electrodes as well as on the antenna load.

To analyze the measuring methods, it is possible to use equivalence diagrams presented in Fig. 3 whose equations are identical with the equation of the antenna. The author, however, tried to

avoid relying directly on the ready results of the theory of linear chains.

The equation of an antenna with constant parameters can be solved for  $U$  as well as for  $E_0$ . As solutions serve in the former case two identical formulas (14,15), in the latter case — formulas (19,20) and their analogue schemes (Fig. 4) are applicable to the processing of observational data. In case observational data are processed in the way indicated here, the fundamental difference between the conductivity and induction methods disappears.

Formulas (14,15) make it possible to describe the inertia of the conductivity method. In the case of a sudden change in field intensity, the voltage of the antenna changes partly by way of a leap, partly as an exponential approximation to the final value. If  $h_c = h_R$ , then the exponential part is missing and the voltage of the antenna follows changes in field intensity free of inertia. By means of formulas (14, 15) it is possible to assess errors in conductivity inherent in the induction method. Provided that  $h_c = h_R$ , these errors are avoided.

An antenna with equal effective heights is called a balanced one. If the antenna consists of components having parameters  $C_i$ ,  $R_i$  and  $h_i$ , the condition of balance is expressed by equation (27). By means of this equation it is possible to find the point of fixation of a collector device, in which case the antenna would be balanced, or to determine the parameter  $s$  of the additional electrode required for the balancing of the antenna.

It is also possible to balance the antenna of a field mill, which enables one to carry out correct measurements in a strongly ionized medium.