

„Т. и Т. б. н.“

Ж У Р Н А Л

„ТЕЛЕГРАФИЯ И ТЕЛЕФОНΙΑ БЕЗ ПРОВОДОВ“.

ИЗДАНИЕ НИЖЕГОРОДСКОЙ РАДИОЛАБОРАТОРИИ ИМЕНИ В. И. ЛЕНИНА.

Под редакцией профессора В. К. Лебединского.

ОСНОВАН в 1918 году.

№ 28. ФЕВРАЛЬ 1925.

СО Д Е Р Ж А Н И Е.

О новой системе пишущего радиоприема. П. Н. Куксенко.	2
Об измерении действующей высоты радиосети. Проф. И. Г. Фрейман.	29
Фундаменты для сетевых опор и их расчет. Инж. С. Я. Турлыгин.	33
О трансформировании низкой частоты. Инж. В. В. Ширков.	45
Расчет обмотки переменного тока в машинных генераторах средней и высокой частоты. Проф. инж. Н. М. Обухов.	51
Явления электрострикции в свете законов электродинамики. Проф. Ломбарди (сокращ. перев. Ильченко).	57
Опыты с магнитопроводом из порошкообразного железа, помещенного в поле радиочастоты. Инж. С. Я. Турлыгин.	64
Теория и расчет катодных преобразователей. Р. В. Львович.	70
Излучение коротких волн с длинных вертикальных антенн. Ballantin (реферат).	84
Виктор Яковлевич Ивановский (некролог).	90
Библиография.	92
Хроника. ТиТбп № 28. — Любительский передатчик на короткой волне. — Радиопередача короткими волнами.	94
Исправления.	98

О новой системе пишущего радиоприема.

П. Н. Куксенко. Д. ч. РОРИ.

Наиболее важной задачей современной техники радиоприема является осуществление эксплуатационно-надежной системы пишущего радиоприема. Пишущий радиоприем в коммерческой и военной радиосвязи одинаково необходим как в отношении увеличения пропускной способности современных радиостанций, так и в смысле упрощения обслуживания приемных установок, а следовательно сокращения обслуживающего персонала. Кроме того для коммерческой связи важна также получающаяся в результате пишущего приема документальность принимаемых депеш. Отсутствие документальности, как показывает эксплуатационная практика, один из основных недочетов слухового приема. Трудность проблемы пишущего приема заключается в необходимости иметь большие усиления при отсутствии мешающих действий со стороны атмосферы и других радиостанций.

За границей проблему пишущего приема можно считать частично уже решенной¹⁾. Большинство современных радиостанций, оборудованных по последнему слову техники, ведет автоматическую передачу депеш (помощью так называемых машинных передатчиков) со скоростью свыше 40 слов в минуту. Такая скорость передачи требует уже автоматического приема, каковой и ведется на специальных автоматических аппаратах (обычно—или ондуляторного типа²⁾, или Крида, Уитстона и друг.).

У нас в области пишущего радиоприема работали инж. Шорин в Нижегородской Радиолaborатории (1921 г. и раньше) и в Тресте Слабого Тока в Ленинграде инж. Слепян (1923 г.), причем ими были получены вполне удовлетворительные результаты; остается только невыясненным вопрос, насколько надежны разработанные системы для эксплуатационных условий.

¹⁾ Например, радиостанции Онгер близ Лондона и Берн в Швейцарии ведут всю эксплуатационную работу со скоростью 100 слов в мин. К новой системе радиопрожекторной станции системы Маркони предъявлено требование связи между Англией и Канадой со скоростью 100 слов в мин. в продолжении 18 часов в сутки. Науэн и Америка работают ежедневно со скоростью 75 слов в минуту.

²⁾ К⁰ Маркони разработаны следующие типы ондуляторных аппаратов для пишущего радиоприема: для коротких расстояний 1) тип 159 со скоростью до 200 слов в мин. и 2) тип 193, так называемый ондулятор с магнитным барабаном, со скоростью до 400 слов в мин; для больших расстояний, когда приходится иметь дело с сильным мешающим действием со стороны атмосферных разрядов тип. UG2.

Автор настоящей статьи после своих продолжительных работ в этой области разработал новую систему пишущего радиоприема, несколько отличающуюся по своим данным от того, что сделано в этой области у нас, а отчасти и за-границей.

Эта система, позволившая значительно поднять надежность пишущего радиоприема, от указанных выше систем отличается так же и простотой своего устройства.

Всякая система пишущего радиоприема в своей радиотелеграфной части состоит обычно из 2 основных частей: 1) приемника и усилителя и 2) схемы воздействия на реле. В некоторых случаях эти части могут составлять и одно целое.

От усилителя в пишущем приеме требуется: 1) Безусловная устойчивость во всех условиях приема. 2) Значительная острота настройки. Для записи сигналов, особенно при больших скоростях, необходимо полное отсутствие мешающего приема радиостанций, работающих на смежных волнах. 3) Большое усиление. Если для воздействия на реле нужен выпрямленный ток порядка 2 миллиамперов, что может быть достигнуто при воздействии на сетку последней, выпрямляющей лампы эдс от сигналов порядка 15 вольт (см. характеристику приемной лампы), а напряжение от сигналов на сетку первой лампы порядка 500 микро-вольт (антенна средних размеров), то не трудно убедиться, что для получения такого усиления необходимо по крайней мере 8—10 ламп.

(Общее усиление по напряжению $\frac{V_1}{V_2} = K^n$; где V_1 подводимое и V_2 получаемое от усилителя напряжение, K усилит. свойства каждой лампы по напряжению, n число ламп; в многокаскадных усилителях, K обычно равно 6—8).

Кроме того, необходимость устранения тока сетки, значительно понижающего усиление в лампах последних каскадов подобного усилителя, заставляет или повышать анодное напряжение в этих каскадах для сдвига рабочей характеристики влево, или пользоваться передающей лампой в последнем каскаде, работающей в качестве выпрямителя с реле в цепи ее анода. Это требование приводит к значительному усложнению усилительного устройства.

Правда, в этом вопросе можно идти и иными путями. Можно, значительно понизив усилительные свойства приемного устройства, пользоваться весьма чувствительным реле (реагирующем на ток через обмотки $\frac{1}{2}$ миллиамп). Но в этом случае вследствие того, что разрывной ток в контактах такого реле для отсутствия искрения обычно должен быть небольшим, во всяком случае не достаточным для надежной работы аппарата (Уитстона), приходится пользоваться вторым более грубым реле, замыкающим уже цепь аппарата. Таким образом упрощение радиоприемных средств достигается здесь за счет усложнения механической части установки, т.-е. за счет усложнения эксплуатационного обслуживания аппаратов, что вряд ли рационально.

В эксплуатационной практике от второго метода, ввиду его малой надежности, постепенно отказываются в пользу первого, несмотря на большую сложность в его радиоаппаратуре.

Из сказанного очевидно, что всякая современная эксплуатационная пишущая радиостанция в своем действии принуждена базироваться главным образом на *мощном усилении*. Таким образом проблема пишущего радиоприема в первую очередь требует разработки устойчивого, селективного, по возможности освобождающего от атмосферных разрядов, весьма чувствительного усилителя.

Подобный усилитель при этих условиях приема, как указано выше, должен иметь не меньше 8 триодных ламп, включенных каскадом, обычно же 10—12 ламп. Усилитель с таким количеством ламп имеет следующие недостатки: 1) значительная сложность конструкции, 2) при большом количестве потребляемой энергии на накал характеристики ламп, особенно первых каскадов, для приема сигналов далеко не используются и 3) большое число ламп, а следовательно накаливаемых нитей, приводит к значительным внутренним шумам¹⁾. В этом отношении было бы выгодно уменьшить число ламп при сохранении всех прочих требований, предъявляемых к усилителю. Современной радиотехникой для решения последней задачи намечены пока два пути: 1) использование дву-сетчатых ламп и 2) применение обратных связей как на высокой, так и на низкой частотах при обычных лампах. В настоящей статье речь идет только о втором методе.

Из иностранной радиолитературы нам известно, что сначала во Франции, затем в Америке и Англии для любительских целей были использованы так называемые усилители двойного действия или, как они были названы автором, предложившим их, рефлексивные усилители. В этих усилителях одни и те же лампы используются как для усиления токов высокой частоты, так и низкой, чем достигается при данном усилении значительная экономия в числе приемных ламп.

Автор настоящей статьи поставил себе задачей выяснить: 1) пригодность этой схемы для больших длин волн, чем волны, используемые радиолюбителями; 2) возможность пользования этой схемой в эксплуатационных условиях и особенно для целей пишущего радиоприема; 3) чувствительность схемы в различных условиях приема по сравнению с обычными практикующимися схемами усилителей. В иностранной литературе, по крайней мере до самого последнего времени, совершенно нет конкретных указаний на то, применяются ли эти схемы на коммерческих приемных радиоустройствах или они являются, ввиду их малой устойчивости, достоянием только любителей.

§ 1. Автором основной схемы усилителя с двойным действием в ее современном виде является французский инженер Войт. До него почти аналогичные схемы были запатентованы Раундом и друг., но

¹⁾ См. статью Кинга в журнале „The Bell System technical Journal“. Том II, стр. 31.

практического распространения, ввиду сложности конструирования и обращения с ними, они не получили. Основная схема Войта при использовании 3-х ламп изображена на черт. 1 (стр. 7). В этой схеме первые две лампы усиливают одновременно ток высокой и низкой частот, последняя лампа является детектирующей; она может быть включена по обычной схеме с использованием кривизны или характеристики анодного тока (отрицат. напряжение на сетке), или характеристики тока сетки (грид-лик). С успехом вместо лампы, как детектора, особенно при приеме радиотелефона, может быть использован кристаллический детектор. Приведенная схема функционирует следующим образом. Токи высокой частоты, возбужденные в антенне входящими сигналами, усиливаются двумя каскадами усиления высокой частоты. Переход от одной лампы к другой осуществлен помощью трансформаторов высокой частоты, настраиваемых или ненастраиваемых, T_B . Конденсаторы C_2 , C_3 , C_4 , C_5 и C_7 блокируют от токов высокой частоты соответствующие приборы высокого сопротивления, предназначенные для токов низкой частоты и включенные в те же цепи. После выпрямления 3-ей лампы слагаемая низкой частоты анодного тока той же лампы (помощью трансформатора T_{B1}) воздействует снова на лампу 1. Затем эти токи низкой частоты усиливаются теми же двумя первыми лампами, которые уже были использованы для усиления токов высокой частоты, и воздействуют на телефон, включенный в цепь анода второй лампы. В качестве переходного устройства с первой лампы на вторую для токов низкой частоты служит трансформатор T_{B2} .

§ 2. Эта основная схема в дальнейшем получила целый ряд разновидностей при сохранении основной детали—использования трансформаторных переходов от одной лампы к другой. Наиболее интересными изменениями, внесенными в схему отдельными экспериментаторами, являются:

1. Обратный порядок использования ламп для усиления токов низкой частоты, чем это было для усиления токов высокой частоты (см. черт. 2). Вызвано это тем, что для усиления токов высокой частоты менее всего использована характеристика первой лампы и более всего характеристика последней лампы. Применением такой схемы удастся получить равномерную нагрузку на всех лампах. Само собой понятно, что в случае необходимости возможен и иной порядок использования ламп.

2. Разветвление анодных цепей у самого присоединения к лампе на отдельные участки для токов высокой частоты и низкой частоты. Примерное устройство подобной схемы изображено на черт. 3, где T_B трансформатор высокой частоты с конденсаторами C_1 и C_2 , стопорящими токи низкой частоты, T_3 трансформатор низкой частоты, а L_1 —дроссель для токов высокой частоты. Это включение имеет то преимущество, что оно обеспечивает в некоторых случаях несколько большую устойчивость схемы, слегка понижая ее чувствительность. Других разновидностей этой схемы, отмеченных в иностранной литературе, я касаться

не буду, ввиду их несущественности для действия и устойчивости схемы в целом.

§ 3. Автором настоящей статьи в 1923 г. в ноябре месяце была запатентована¹⁾ (заявочн. свид. № 77574) схема усилителя двойного действия, принципиально отличающаяся от приведенных выше схем. Автор нашел, что устройство описанной выше схемы для широкого диапазона принимаемых волн вследствие необходимости или смены, или настройки отдельных трансформаторов высокой частоты становится чрезвычайно сложным. Далее ввиду того, что электрические данные трансформаторов высокой частоты для длинных волн близки к электрическим данным трансформаторов низкой частоты, схема и менее чувствительна, и менее устойчива. В поисках устранения этих встретившихся затруднений автором и была разработана новая схема для этих целей: схема с дроссельными переходами от одной лампы к другой в усилителях двойного действия. На черт. 4 изображена принципиальная схема этого усилителя для 3-х ламп. Здесь буквою *Dr* обозначен дроссель с железным разомкнутым сердечником, предназначенный одновременно как для усиления токов высокой, так и низкой частоты. Благодаря такому устройству междуламповой схемы достигается чрезвычайная простота устройства усилителя, отсутствие необходимости настройки в резонанс переходных приспособлений и большая устойчивость. Все эти преимущества предлагаемой схемы становятся особенно очевидными при конструировании усилителей двойного действия с 4, 5 и 6-ю лампами.

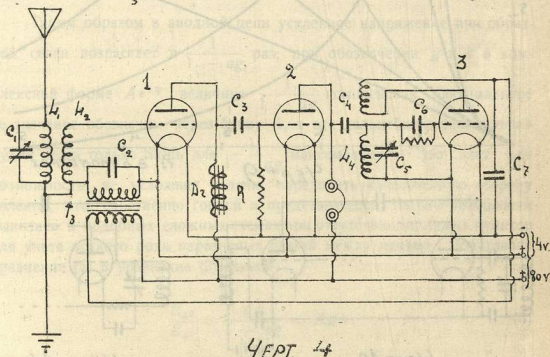
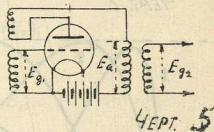
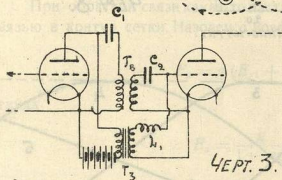
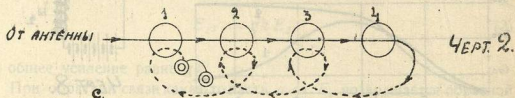
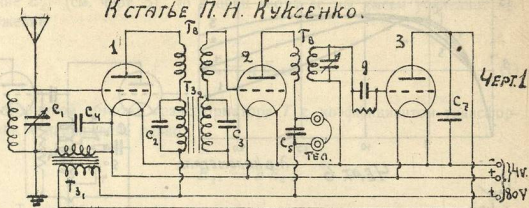
Действие подобного усилителя в сильной степени зависит от надлежащего конструирования его отдельных деталей, каковое требует большей тщательности, чем устройство деталей в обычных усилителях. В настоящей статье я коснусь только наиболее существенных, типичных для данной схемы, деталей.

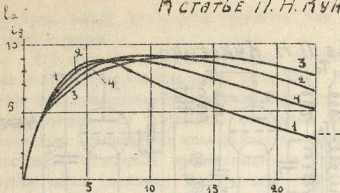
§ 4. Прежде всего весьма важным является вопрос о соответствующем устройстве обратной связи на высокой частоте, если таковая используется. Обратную связь на высокой частоте можно выполнить 3-мя следующими способами: 1) можно взять обратную связь на первой лампе (от ее цепи анода на колебательный контур в цепи сетки); 2) взять обратную связь на *n*-й лампе и 3) взять обратную связь с цепи анода *n*-й лампы на контур цепи сетки первой лампы или на антенну.

Разберем все эти три случая аналитически, не рассматривая гетеродинного усиления и положивши в основу следующий элементарный метод расчета усиления при обратной связи для одной лампы. Если

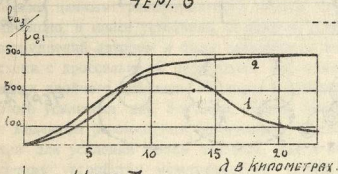
¹⁾ В иностранной литературе подобной схемы в то время отмечено не было. В мартовском номере Английского журнала „Experimental Wireless“ за 1924 г. одним автором высказано мнение, что, повидимому, возможно конструирование усилителей двойного действия с дроссельной схемой, но схема не испытана, тогда как автором настоящей статьи схема запатентована в ноябре 1923 г., разработана же в августе и сентябре того же года.

К статье П. Н. Куксенко.



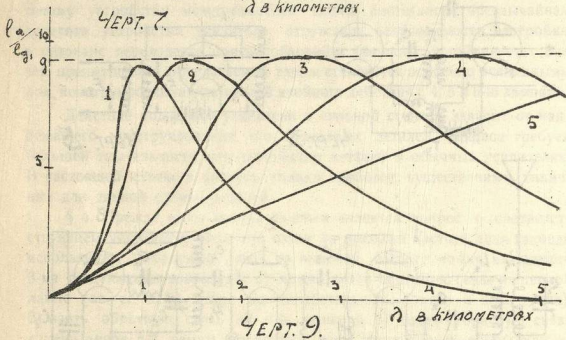


ЧЕРТ. 6 λ в километрах.



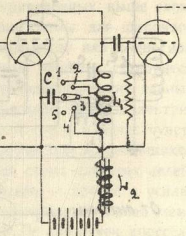
ЧЕРТ. 7.

λ в километрах.

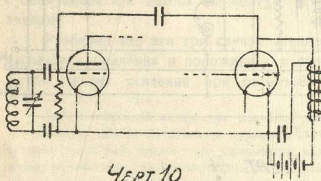


ЧЕРТ. 9.

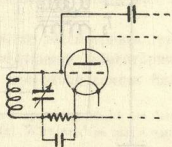
λ в километрах



ЧЕРТ. 8.



ЧЕРТ. 10.



ЧЕРТ. 11.

к сетке—нить усильтельной лампы прикладывается переменное напряжение E_{g1} (см. черт. 5), то в цепи анода ее мы имеем усиленное напряжение

$$E_a = g E_{g1}; \quad (1)$$

на вторичной обмотке трансформатора T с коэффициентом трансформации k напряжение равно

$$E_{g2} = k E_a. \quad (2)$$

Таким образом

$$E_{g2} = gk E_{g1} \quad (3)$$

т.е. общее усиление равне gk .

При обратной связи какая-то часть a от E_a возвращается обратной связью в контур сетки. Назовем a коэффициентом обратной связи. Тогда

$$E_a = g (E_{g1} + a E_a); \quad (4)$$

откуда

$$E_a = \frac{g}{1 - ag} E_{g1}. \quad (5)$$

Таким образом в анодной цепи усиленное напряжение при обратной связи возрастает в $\frac{1}{1 - ag}$ раз; при обозначении g и k в комплексной форме $A \varepsilon^{j\varphi}$ величина $\frac{1}{1 - ag}$ комплексная. Максимальное ее значение обозначим через букву A , и все дальнейшие рассуждения будем вести только лишь для $\frac{1}{1 - ag}$ максимального. Это даст нам возможность, не усложняя задачи, определить качественную сторону явления, что собственно говоря и представляется только возможным выяснить в подобных сложных схемах при отсутствии исходных пунктов для учета всякого рода паразитных связей между цепями. Подставляя уравнение (5) в уравнение (2), имеем

$$\frac{E_{g2}}{E_{g1}} = \frac{gk}{1 - ag} = Agk. \quad (6)$$

1) Нетрудно убедиться, что для случая, когда обратная связь взята с анодной цепи первой лампы на антенну, а затем следует л

ламп, усиливающих токи высокой частоты, то общее усиление

$$\frac{E_{g^{n+1}}}{E_{g1}} = A_1 g^n k^n. \quad (7)$$

2. Для второго случая:

$$\frac{E_{g^{n+1}}}{E_{g1}} = \frac{k^n g^n}{1 - b g^n k^{n-1}}, \quad (8)$$

где b та часть напряжения E_{an} , которая обратной связью возвращается на сетку n -й лампы.

$$\frac{1}{1 - b g^n k^{n-1}} = A_2.$$

3. Для третьего случая

$$\frac{E_{g^{n+1}}}{E_{g1}} = \frac{k^n g^n}{1 - c g^n k^{n-1}}; \quad (9)$$

с часть напряжения E_{an} , возвращаемая обратной связью на сетку первой лампы.

Разберем смысл полученных уравнений и сделаем выводы относительно применимости того или иного случая в практике.

Прежде всего рассмотрим относительные величины A_1 и c в формулах (7) и (9). Эдс, возвращаемая обратной связью на колебательный контур цепи сетки первой лампы, для оптимального усиления должна иметь определенное соотношение с эдс от сигнала независимо от того, с какой лампы берется эта обратная связь. Эдс от обратной связи определяется только: 1) формой характеристики первой лампы и 2) силой сигнала. А раз так, то выражение, характеризующее усиление

обратной связи: $\frac{1}{1 - ag}$ в формуле (7), должно быть равно вы-

ражению $\frac{1}{1 - c g^n k^{n-1}}$ в формуле (9), откуда совершенно ясно, что

в 3-ем случае $c \ll a$, а следовательно коэффициент взаимной индукции обратной связи M_3 между цепью анода n -ой лампы и сеткой первой лампы должен быть значительно меньше, чем коэффициент взаимной индукции M_1 в первом случае. Малейшее увеличение обратной связи (M_3) в 3-ем случае приводит к генерации колебаний, и при дальнейшем увеличении M_3 — к неустойчивости работы всего усилителя; поэтому 3-й случай, давая по усилению те же результаты, что и первый случай,

менее практически пригоден, чем первый. Для приема сильных сигналов он вовсе неприменим. В дальнейшем на третьем случае мы останавливаться не будем и перейдем к рассмотрению только первых двух.

Так как E_{g_n} и E_{a_n} больше соответствующих значений E_{g_1} и E_{a_1} на одну и ту же величину $k^{n-1}g^{n-1}$, то очевидно, что $a = b$, а следовательно и M_1 и M_2 в случае индуктивной связи, каковую обычно и с выгодой применяют в усилителях двойного действия, равны между собою. При равенстве же $a = b$, $A_1 < A_2$; таким образом второй случай в смысле усиления значительно выгоднее.

Второй случай выгоден также и в отношении гетеродинного усиления, помимо удвоения амплитуд; как при всяком гетеродинировании, местные колебания увеличивают чувствительность n -ой лампы, используемой в качестве детектора, тогда как в первом случае это явление не может быть использовано ввиду того, что первая лампа в усилителях двойного действия работает, как усилительная, на прямолинейном участке характеристики. Некоторое преимущество второго случая над первым заключается также и в том, что иногда он позволяет более легким путем добиться стабилизации усилителя.

Первый же случай при одном и том же числе настраиваемых контуров дает возможность получить несколько большую избирательность всей системы по отношению к сигналам местных мешающих станций. Для приема отдаленных радиостанций почти никаких преимуществ в этом смысле он не дает.

Преимущества первого и второго случая можно скомбинировать в одном усилителе, если взять отдельные связи на 1-ой и на n -ой лампе.

В этом случае

$$\frac{E_{g_{n+1}}}{E_{g_1}} = \frac{k^n g^n}{(1 - ag)(1 - bg)} = \frac{k^n g^n}{(1 - ag)^2}; \quad (10)$$

a , как и в предыдущих рассуждениях, обычно равно b .

Из формулы (10) вполне очевидны все преимущества такой схемы; тем не менее в усилителях двойного действия она обычно не применяется, так как устойчивость схемы при этом понижается, да и вообще при усилительных свойствах схемы двойного действия и при большой нагрузке отдельных ламп польза ее проблематична. Примером такого многократного использования обратной связи является схема каскадного включения регенеративных приемников¹⁾.

¹⁾ Фирма Телефункен применяет иной способ многократного использования обратной связи. Здесь, при включении нескольких регенеративных приемников ($E - 266$) каскадом, настроенные контура в цепи сетки каждого приемника связываются индуктивно друг с другом, причем в каждом контуре соответствующей ламповой схемой с обратной связью производится нейтрализация сопротивления. Для этого

При приеме мощных станций, работающих на длинных волнах, когда вопрос об избирательности встречает особые затруднения, пользоваться обратными связями на высокой частоте вообще нет особого смысла. Гетеродинирование же сигналов лучше всего получать помощью отдельного гетеродина. Вообще высокую избирательность в этом случае можно получить только лишь при применении многократных фильтров.

§ 5. Второй важный вопрос при конструировании усилителей двойного действия по схеме автора, это — надлежащее изготовление переходных дросселей для получения оптимальных усиления. Здесь дроссель должен одинаково хорошо усиливать напряжение в анодной цепи как токов высокой, так и низкой частот, поэтому устройство его будет несколько отличаться от устройства такого же дросселя для усилителей или только высокой, или только низкой частот.

Вопрос сравнительно прост для принимаемых волн порядка 5.000—25.000 метров. В усилителях для подобного диапазона волн один и тот же дроссель с самоиндукцией порядка 1—1,5 генри с разомкнутым сердечником может выполнять с равным успехом обе эти функции. Для волн же ниже 5.000 метров устройство дросселя должно покоиться на несколько иных началах. Для этих волн при указанных электрических данных дросселя емкостное побочие, обуславливаемое 1) собственной емкостью самого дросселя и 2) емкостью подводящих проводов, значительно понижает усиление токов высокой частоты. Если же дроссель имеет меньшую собственную самоиндукцию, то повышение усиления на высокой частоте будет получено за счет понижения усиления на низкой частоте. Все это видно из кривых черт. 6 (стр. 8), где нанесены кривые потенциального усиления $V = \frac{I_a}{I_g}$ в зависимости от длины волны, снятые при лампе с $R_i = 55000$ ом и $g = 9$ для следующих дросселей:

	<i>омич. сопротивл.</i>	<i>L</i>	<i>собств. емкость.</i>
№ 1	1760	0,214 H.	2,7
№ 2	3820	0,680	4,5

№ 3 для дросселя 1 с железным сердечником и № 4 для двух дросселей № 1, включенных последовательно. Измерение напряжений производилось методом катодного вольтметра.

На черт. 7 изображены кривые для трехкаскадного усилителя с лампами того же типа: кривая 1-я для дросселя № 1 и 2-я для дросселя № 2.

Эти кривые еще более подчеркивают выдвинутое положение, при чем резонансные свойства этих кривых выявляются тем резче, чем больше внутреннее сопротивление приемных ламп. Для избежания этих затруд-

случая мы имеем $\frac{E_{g\ n+1}}{E_{g1}} = \frac{gk}{1-2ag}$ т.е. незначительный выигрыш в усилении при значительном повышении избирательности приема.

нений автор использует в усилителях двойного действия устройство переходных дросселей, изображенное на черт. 8. Здесь дроссель состоит из 2 отдельных частей: дроссель L_1 предназначен только для оптимального усиления высоких частот; он совершенно недостаточен по своим электрическим данным для усиления токов низкой частоты, циркулирующих через него одновременно. Для устранения, по возможности, вредного влияния емкостного побочия на усиление высоких частот, он имеет без'емкостную намотку.

Для настройки на оптимальные условия усиления в диапазоне волн от 600 до 5.000 метров, этот дроссель разбит на секции. По желанию можно включать любую из них, причем частотное (или λ) усиление, получаемое от каждой секции, изображено кривыми с 1 по 4 на черт. 9. Для усиления токов низких частот этого дросселя недостаточно; поэтому имеется второй дроссель L_2 , предназначенный для этой последней цели.

Для того, чтобы дроссель L_2 не понижал усиления высоких частот, переключатель дросселя L_1 , через конденсатор C , присоединен к минусу накала.

Усиление дросселя L_2 изображено кривой 5 того же черт. 9. Для усиления волн ниже 700 метров вместо дросселя L_1 можно включить настраиваемый контур. Этот контур можно присоединять также параллельно дросселю L_2 .

Само собой понятно, что вместо дросселей могут быть использованы в переходных схемах усилителей двойного действия и сопротивления. Но использование сопротивлений приводит к следующим неудобствам: 1) Для оптимальных усилений сопротивления должны быть большими (примерно в 2—3 раза больше внутреннего сопротивления лампы), тогда как дроссели имеют омическое сопротивление самое большое порядка 300—4000 ом; а следовательно падение постоянного напряжения на сопротивлении должно быть велико по сравнению с падением напряжения на дросселе (равным 3—4 вольтам) и пользование ими приводит к необходимости повышать напряжение батарей. 2) Диапазон принимаемых волн ограничивается в сторону коротких волн 1000 метрами.

§ 6. Основной вопрос, подлежащий разрешению в процессе конструирования усилителей двойного действия, это вопрос стабилизации. Усилитель двойного действия может считаться пригодным для коммерческой связи только тогда, когда он также устойчив во всех условиях приема, как и обычные усилители, предназначенные для тех же целей. Задача эта в усилителях двойного действия не из легких. Здесь трансформатором низкой частоты с его емкостью между обмотками усиливаются сверх допустимых пределов между цепями первой и последней лампы паразитные обратные связи, вызывающие неустойчивость схемы и склонность ее к самогенерированию. Кроме того все это усугубляется

связью настроенных контуров первого и последнего каскада усилителя через емкость самих ламп и проводники монтажа.

Для стабилизации усилителей высокой частоты необходимо выполнить два основных требования: 1) Устранить влияние слагаемой тока высокой частоты в цепи анода последней лампы на контур в цепи сетки первой лампы. Это может быть достигнуто выбором соответствующей емкости конденсатора C_7 и надлежащей конструкцией трансформатора низкой частоты T_p (на черт. 4) с устранением главным образом емкости и проводимости между первичной и вторичной обмотками. 2) Устранить воздействие токов низкой частоты, усиливаемых двумя первыми лампами, на сетку последней лампы. Это может быть достигнуто соответствующим подбором емкости C_4 или, если между цепью анода 2-ой лампы и настроенным контуром в цепи последней лампы существует индуктивная связь, то—выбором соответствующих величин а) связи между этими цепями и б) емкости шунтирующего телефонного конденсатора.

Паразитные связи через емкость ламп могут быть устранены нейтрализацией внутренних емкостей ламп методом отвязывания („Entkopplung“) цепей с паразитными связями, причем схемы отвязывания могут быть самыми разнообразными (в иностранной литературе приобрели известность способы, предложенные в Америке проф. Хоцелтайном и в Англии Скотт-Таггаром и Коупером¹).

Для полной стабилизации усилителей двойного действия необходима комбинация стабилизирующих средств. Для упрощения приведенной схемы усилителя двойного действия, каковая представлена в принципиальном виде, стабилизирующие средства опущены²). Само собой очевидно, что меры стабилизации будут действительны только в том случае, если монтаж выполнен тщательно. Экранирование отдельных цепей и проводников с заземлением экранирующих трубок позволяет упростить схему стабилизирующих средств.

Автор после своей продолжительной работы в этом направлении достиг в усилителях двойного действия (даже с 6 лампами) при всех условиях приема такой устойчивости, каковая не наблюдается в практикующихся у нас усилителях, составленных по обычным схемам (французск. 9—кратные, 6—и 9—кратный 2-ой Радиобазы и проч.), и которая может сравниться только с устойчивостью последних зарубежных усилителей (немецкий усилитель тип № 235 и друг.). Выполнение этого основного требования и позволило автору испытать работу этих усилителей для целей пишущего радиоприема.

§ 7. Описанная новая схема усилителя двойного действия кроме

1) *Wireless Weekly*. Vol. I, № 2, vol. II, № 3 и друг.

2) Ввиду обширности и важности данного вопроса, не желая надолго отвлекать в настоящей статье внимание читателя от основной темы, автор выделяет этот вопрос в одну из своих последующих статей.

использования ее для целей пишущего приема, о чем речь ниже, позволяет выполнить следующие проблемы в радиоприеме.

1. Переход с последней лампы на первую может быть выполнен не только через трансформатор, но также и через дроссельное устройство. Тогда мы получаем схему перехода, изображенную на черт. 10 или на черт. 11.

Схема подобного перехода дает возможность довольно легко перестроить все обычные усилители с сопротивлениями (или дросселями) на усилители двойного действия с последующим значительным возрастанием усиления, связав указанным способом последнюю лампу усилителя с первой и включивши телефон в цепь анода предпоследней лампы вместо анодного сопротивления. При этом, конечно, нужно не позабыть о стабилизирующих средствах.

2. При пользовании усилителями двойного действия возможно, не теряя сильно в чувствительности приема, иметь антенну апериодической, а настройку вести анодным настраиваемым контуром так, как это показано на черт. 12 (стр. 17).

Подобная схема позволяет выполнить одновременный прием нескольких радиостанций с одной антенны. В лаборатории автор, используя подобную схему, имел пишущий и 2 слуховых приема с одной антенны, причем имелась полная возможность менять настройку отдельных приемников, почти не влияя на настройку других работающих на той же антенне приемников. Нет затруднений увеличить число работающих с одной антенны приемников¹⁾.

3. Особенно интересной в смысле чувствительности и селективности приема является схема комбинации сверхгетеродинного приема коротких волн с описанным усилителем двойного действия. Получающийся в результате прием самых отдаленных радиостанций поражает своей чувствительностью при используемом числе ламп.

§ 8. Усилитель двойного действия с 3 лампами, составленный по схеме черт. 4 и предназначенный для целей пишущего приема, по своим усилительным свойствам равен 9-ти кратному французскому; устойчивость же его гораздо выше последнего. При приеме на антенну, с действительной высотой 5—7 метров, усилитель дает на вторичной обмотке обычного междуплампового трансформатора низкой частоты (коэф. трансф. 4), включенного вместо телефона, от сигналов Науэна (12.000 мт) напряжение 6—8 вольт; при приеме на рамку со стороны 0,1 метр—напряжение 2—3 вольта. На рамку размерами 30 × 34 см², заключенную в крышку ящика, в котором помещается этот усилитель (он же приемник), он дает совершенно уверенный слуховой прием всех мощных радиостанций Западной Европы. В этом своем виде усилитель может применяться для информационного приема отдаленных

¹⁾ Об этом речь в отдельной статье автора.

станций в любой обстановке. При пользовании микролампой нити накала и анодные цепи могут питаться от сухих элементов.

4-х ламповый усилитель двойного действия позволяет слышать при приеме с той же антенны заграничные радиотелефонные станции (Берлин, Париж и др.) при телефонах, лежащих на столе.

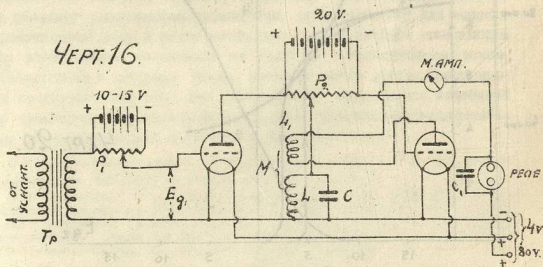
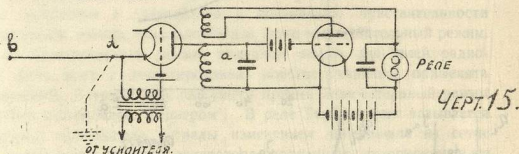
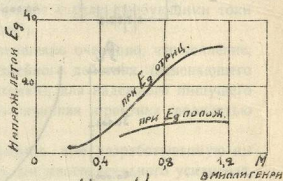
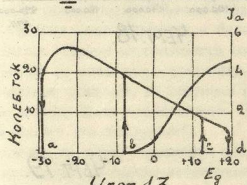
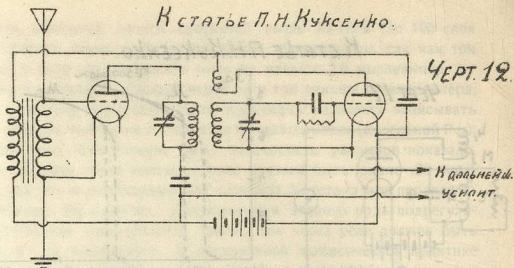
§ 9. Описанная система усилителя, благодаря высокой чувствительности и достаточной устойчивости схемы, могла быть применена и для целей пишущего радиоприема с его очень строгими требованиями в этом отношении. В первых экспериментах автора по применению описанной схемы усилителя для пишущего приема усиленные токи сигналов низкой частоты, как обычно, проводились к выпрямительной лампе, в цепь анода коей было включено реле, замыкающее цепь аппарата. Как в этих, так и последующих описанных в этой статье схемах пишущего радиоприема применялось реле старых кохерерных приемников. Это реле отзывается после тщательной отрегулировки на ток через обмотки 0,25 миллиампера. Но чем сильнее ток, проходящий через его обмотки, тем менее капризна регулировка его, и большее расстояние можно взять между его рабочими контактами. При токе порядка 0,25—1 миллиампер, расстояние между контактами должно быть очень мало, поэтому рабочий ток через контакты для отсутствия искрения должен быть не велик; при изменении тока через обмотки должно меняться и расстояние между контактами, а также изменяться и положение магнитов относительно якорька.

При пользовании описанной выше схемой усилителя ток через обмотки реле при приеме на антенну (действ. высота 5—7 метр.) европейских мощных радиостанций Науэн, Сент-Ассиз и других) достигал 1,5—2 миллиампера. Менее мощные радиостанции (Карнарвон и друг.) развивали ток, не превышающий 1 миллиампера. Так как прием велся в городе, то на этот ток от сигналов накладывался еще некоторый токовый фон, так назыв. „городских шумов“, обязанных своим происхождением всякого рода индуктивным воздействиям от вблизи проходящих проводов с токами. Этот фон достигал по временам 0,7 миллиампера.

Описываемая система пишущего приема, испытанная в течении одного месяца при ежедневном приеме европейских радиостанций, показала следующее:

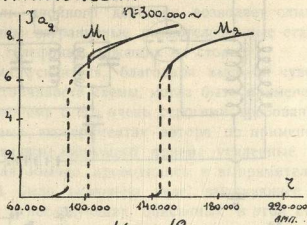
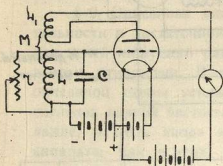
1. Прием мощных европейских радиостанций при токе через реле выше 1 миллиампера был надежен для скоростей, не превышающих 40—50 слов¹⁾ в минуту, хотя временами удавалось принимать и сигналы со скоростью до 75 слов в минуту. При этом регулировка была чрезвычайно кропотлива и отнимала много времени.

¹⁾ Число пятизначных слов, переданное в минуту, считая за стандартное слово французское пятибуквенное слово „Paris“. Скорость слов в минуту $w = 1,25/T$, где T продолжительность передачи точки; продолжительность тире $3T$, паузы между знаками T и между буквами $3T$.

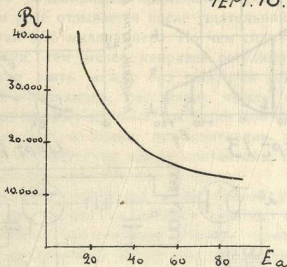


К СТАТЬЕ П.Н. КУКСЕНКО.

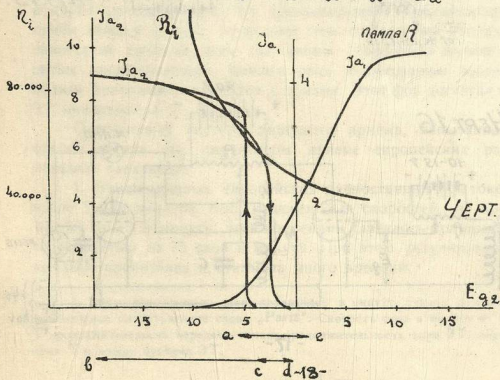
ЧЕРТ. 17.



ЧЕРТ. 18.



ЧЕРТ. 19.



2. Для надежной записи скоростей выше 40 слов (до 100 слов в мин.) усиление должно быть еще более значительным, так как ток через реле в этом случае должен быть не меньше 2,5 миллиампер.

3. Запись станций, дающих через реле ток меньше 1 миллиампера, не могла считаться уверенной, хотя временами удавалось записывать станции, дающие через реле ток порядка 0,5 миллиампера (маленький Poz).

Кроме того исследование реле на скорость разрывов показало, что рабочие токи через контакты реле должны быть около 20 миллиампер, как это и необходимо для ресивера Уитстона при параллельном включении его обмоток. Для минимума всякого рода подрегулировок (требование коммерческой связи) ток через реле должен быть не менее 4 — 5 миллиампер. В заграничной коммерческой практике пишущего радиоприема обычно и работают с реле, требующими токи через обмотки такого порядка и больше¹⁾.

Таким образом из сказанного совершенно очевидно, что усиление, получаемое от описанного усилителя двойного действия (замещающего 9-ти кратное усиление, но обычным схемам), для надежного пишущего приема все же было недостаточно. Заграничная практика полностью подтверждает это положение²⁾.

Автор, не желая чрезмерно усложнять всю разрабатываемую им систему пишущего приема добавлением еще многокаскадного усилителя, к тому же с более мощными лампами для усиливаемых токов этого порядка, прибегнул в дальнейшем к повышению чувствительности выпрямительной лампы, используя для этого ее колебательный режим.

§ 10. Колебательный режим триодной лампы для целей радиоприема (речь идет о детектировании) вообще старались применять очень многие³⁾. Впервые для пишущего приема колебательный режим триода был использован Тёрнером⁴⁾. В реле Тёрнера (так называется эта система) приходящие сигналы изменением потенциала на сетке лампы, включенной по схеме генератора, модулируют генерируемые ею колебания. Как известно из радиотелефонной практики, модуляция на сетке обладает следующими недочетами, существенными для ясности воспроизводимой речи в радиотелефонии: 1) нет линейной зависимости между изменениями потенциала на сетке и колебательным током, а следовательно и анодным током, который почти всегда пропорционален колебательному току; при определенных потенциалах колебания резко срываются и резко возникают, т.-е. нет плавного перехода режима лампы от колебательного состояния в неколебательное.

¹⁾ В системе Козипса (Англия) сигналы вызывают изменения тока через реле на 30 миллиампер см. *Electrician* 20 января 1922 г. № 2279, стр. 65.

²⁾ Во французской системе пишущего радиоприема Л. Леви (фирма Radio L. L.) при приеме на 2-ю мертвую рамку Америки использованы кроме 8-ми кратного усилителя еще 2 включенных каскадом 6 ламповых усилителя, не считая ламп в выпрямительном устройстве. Прием на рамку при этих усилениях не дает уже большой разницы в числе усиленных ламп по сравнению с приемом на антенну.

³⁾ Напр. модуляторный прием Jovauist. *L'onde électrique* за 1922 г.

⁴⁾ J. I. E. E. № 57. 1919.

2. Потенциалы на сетке при срывах и возникновениях колебаний не совпадают. Это явление носит название „колебательного гистерезиса“.

Первое явление столь неприятное в радиотелефонии, в радиоприеме вообще может быть использовано с большой пользой для дела. Использование его для целей воздействия на реле в системах пишущего радиоприема сулит очень заманчивые перспективы. Срывы и резкие возникновения колебаний, сопровождаемые обычно соответствующими резкими изменениями в анодном токе, при использовании обычных приемных ламп вызывают изменения анодного тока от 0 до некоторой величины в зависимости от применяемой лампы, в лампе „R“ до 4—5 миллиампер.

Второй недостаток, не столь уже значительный в радиотелефонии при больших мощностях генераторных ламп, в приемных лампах дает себя знать очень сильно. Из черт. 13 (стр. 17), где изображены кривые зависимости между колебательным током (показание гальванометра пропорц. кв. тока) и потенциалом на сетке, а также дана обычная характеристика (I_a , E_g) приемной лампы „R“, можно составить представление о размерах явления. На черт. 14 дана зависимость потенциала (на сетке) гистеретической петли от коэффициента взаимной индукции между колебательным контуром и цепью анода при положительных и отрицательных потенциалах на сетке. Из кривых ясен порядок тех значительных напряжений (выше 25 вольт), которые должны развивать приходящие сигналы для того, чтобы вызвать возникновение колебаний, а затем после прекращения действия сигнала—срыв колебаний. Для избежания этого затруднения Тёрнер ввел в цепь анода, кроме пишущего реле (или телефона при слуховом приеме), 2-ое реле, замыкающее на коротко обратную связь после прекращения действия сигнала.

Апплетон предложил прикладывать на сетку переменное напряжение от осветительной сети, немного меньшее потенциала гистеретической петли, а постоянное напряжение на сетку устанавливать при потенциале соответственном средней точке гистеретической петли; тогда напряжение от проходящих сигналов вызовет возникновение колебаний, каковые и сорвутся при прекращении действия сигнала.

Системы Тёрнера и Апплетона, будучи применены для пишущего приема, дали уверенную запись больших скоростей и доказали полную возможность применения колебательного режима ламп для этих целей.

§ 11. В системах Апплетона и Тёрнера использован для целей пишущего приема метод модуляции на сетку, но есть полная возможность для тех же целей применить и все другие, практикующиеся в радиотелефонии, способы модуляции: 1) модуляцию абсорбцией,

1) Апплетон аналитически исследовал явление и нашел, что оно обусловлено формой характеристики триода, а не газовой ионизацией, как это предполагали раньше.

2) J. I. E. E. № 62. Февраль 1924 г.

2) модуляцию на аноде и 3) модуляцию помощью грид-лика. Исследования автора в этом направлении показали, что 2-й метод в силу крайней устойчивости колебаний, генерируемых лампой при изменении анодного напряжения, дает незначительное преимущество по сравнению с обычным усилением триодных ламп; 3-й метод в условиях приема чрезвычайно не устойчив, а потому не надежен. Для радиоприемных целей предпочтительнее методы модуляции, связанные с цепью сетки, или абсорбции колебаний. После исследования целого ряда схем, автор сначала применял схему с так называемым „стопорящим проводом“, изображенную на черт. 15. Действие этой схемы основывается на том, что провод ab достаточной длины (длина его тем меньше, чем больше частота генераторного контура LC ; при частоте $10^6 \sim$ длина провода 1,5—2 метра), присоединенный к точке a генераторного контура, вызовет в силу 1) увеличения декремента затухания контура и 2) увеличения емкости сетка-нить (земля) прекращение колебаний в этом последнем. Если этот провод в точках cd разделен большим сопротивлением, меняющимся под влиянием приходящих сигналов (анод-нить катодной лампы), то срывы и возникновения колебаний будут вызывать резкое изменение тока в анодной цепи, в которую и включено реле. Этот провод может быть заменен соединением с землей, или точка a может быть соединена не с проводом, а с анодом накаленной катодной лампы со свободной сеткой.

В дальнейшем эта схема была несколько изменена и получила окончательный вид, изображенный на черт. 16 (стр. 17).

Принцип действия этой схемы, совершенно аналогичной схеме черт. 15, заключается в следующем. Если колебательный контур в цепи сетки лампового генератора зашунтирован сопротивлением r так, как это показано на черт. 17, то генераторное его состояние будет находиться в зависимости от величины сопротивления r . На черт. 18 (стр. 18) нанесены кривые зависимостей анодного тока, пропорционального колебательному току, от шунтирующего сопротивления r для двух величин коэффициента взаимной индукции M между катушками L и L_1 , причем $M_1 \gg M_2$, при частоте генерирующего контура $600.000 \sim$. Из кривых видно, что при самом сильном M достаточно сопротивления r порядка 100.000 ом между зажимами конденсатора C для того, чтобы колебания прекратились и их невозможно было бы вызвать снова данной обратной связью. Объясняется это тем, что шунтирующее сопротивление настолько увеличивает затухание контура, что данный коэффициент взаимной индукции M между катушками L и L_1 оказывается недостаточным для поддержания контура в колебательном состоянии. Как известно из теории¹⁾, колебательный контур в цепи сетки генерирует, если M находится между двумя значениями, определяемыми уравнением

1) См. статью автора в журнале „Техника Связи“, том II-й стр. 309 или в журнале „Техника и Снабжение Красной Армии“ № 19 за 1924 год.

$$SM \geq - (RC + \frac{M^2}{R_i L}),$$

где R неизбежное для всякого контура сопротивление омических потерь. Так как второй член правой части уравнения в большинстве случаев практики мал по сравнению с первым членом, то критическое значение M определяется из уравнения $M \geq \frac{RC}{S}$.

Если выразить M через декремент δ контура LC , то

$$M \geq \frac{\delta}{2\pi^2 n S}, \quad (*)$$

где

$$\delta = \pi R \sqrt{\frac{C}{L}} = \delta_1.$$

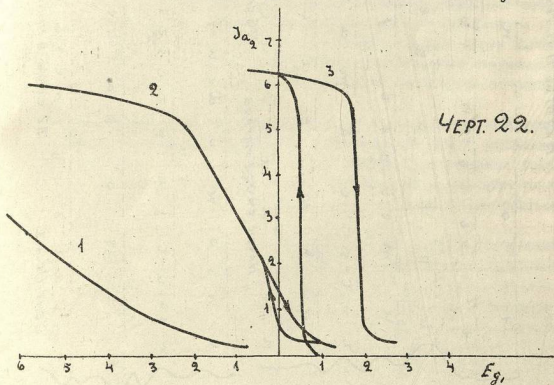
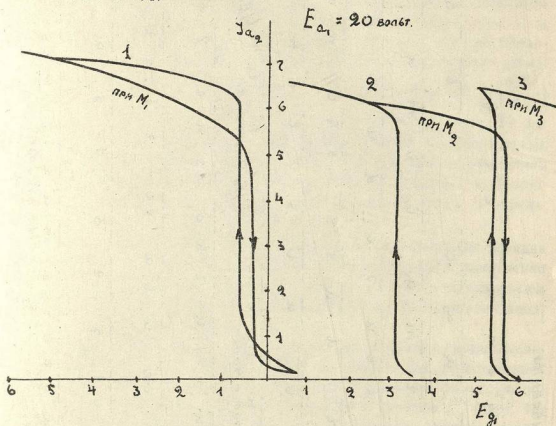
Не трудно убедиться, что при сопротивлении r , шунтирующем конденсатор C ,

$$\delta = \pi (R \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{1}{r} \sqrt{\frac{L}{C}}) = \delta_2.$$

При больших величинах соотношения $\sqrt{\frac{L}{C}}$ в колебательных контурах радиочастот, очень большие величины r достаточны для того, чтобы δ увеличилось настолько, чтобы M оказалось меньше правой части уравнения (*).

Если контур LC генерирует высокие частоты (выше 300.000 ~), то величина M находится в таких узких пределах, что достаточно незначительного увеличения δ , чтобы можно было не найти величины M , соответствующей генераторному состоянию контура при этой частоте. В этом отношении хорошие результаты для тех же целей дает генераторная схема с емкостной связью анодного и сеточного контуров (схема Кюна). Переход контура LC от колебательного состояния в неколебательное при постоянном потенциале на сетке (подобранном потенциометром P_2) для нижнего перегиба статической характеристики лампы 2 сопровождается, как было отмечено и выше, резким изменением анодного тока. Обычные приемные лампы, работающие при нормальном режиме, могут дать при срыве колебаний в контуре LC изменение анодного тока от 6 миллиампер до 0,1 миллиампера или даже до 0, при некотором же перенакале нити от 15 до 0,1 миллиампера. Лампа тип G Треста Слабого Тока суверенными диаметром и длиной нити при напряжении на аноде 80 вольт и накале 4 вольта дает изменение от 8—10 миллиампер до 0. При пользовании передающими лампами

ЧЕРТ. 21.



ЧЕРТ. 22.

И СТАТЬЕ П. Н. НУКСЕНКО.

1 1 0 3 n u e z n e e z g 1
 2 6 l n 6 a a c z c
 i p l o g e z m a e i m a
 u m e i n z z f z e u e d u z e h
 z e t s c h m a z d a s s s i c m e i n
 o h n c a z l a l s l e e h z
 n y a u f n e h m e n s e h z ЧЕРТ. 23.
 НАУЧН. 12000 МЕТРОВ. 75 СЛОВ В МНН. НА УИТСТОНЕ.

y w s o w s o d e u f u u f u z h c z h c ?
 w e e t j e p z e s e s e c u b a e c z f z ?
 f 2 8 o p a z i s 1 5 2 3 1 5 0 5
 i a u z e y m e s s a g e z i e s m a z i t i m e s z u c
 СЕНТ-АССИЗ. 37 СЛОВ В МНН. НА "МОРВЕ".

те же величины сопротивлений могут вызвать изменения анодного тока с 25 мА и больше до 0. Для того, чтобы использовать эти резкие изменения для целей радиоприема, необходимо иметь только некоторое сопротивление порядка 50.000 ом, изменяющееся под влиянием входящих сигналов от величины близкой к бесконечности до указанной величины. Роль изменяющегося сопротивления на схеме черт. 16 и исполняет обычная приемная триодная лампа, на сетку которой подводится переменное напряжение звуковой частоты от входящих сигналов. Так как анодное сопротивление триодной лампы ($R_i = \frac{\partial E_a}{\partial I_a}$)

изменяется в зависимости от напряжения на аноде (см. черт. 19 для лампы „R“), то для обеспечения при приеме сигналов соответствующих изменений сопротивления лампы 1 необходимо на анод ее приложить некоторое напряжение, которое и подбирается от батареи с потенциометром P_2 , одновременно задающим, для упрощения схемы, и отрицательный потенциал на сетку второй лампы.

Так как для срывов колебаний требуется сопротивление порядка 100.000 ом, то для надежного действия схемы оказывается совершенно достаточным напряжение на аноде 15—20 вольт. При соответствующем уменьшении M можно работать и без анодного напряжения или с анодным напряжением от плюса накала.

Так как входящие сигналы в этом случае будут вызывать меньшие изменения анодного сопротивления 1 лампы, то для „учувствления“ схемы в анодную цепь первой лампы полезно включить фильтрующий контур, настроенный на частоту генераторного контура LC (черт. 16) второй лампы. Этот фильтрующий контур, парализуя емкостное побочие анода-нити первой лампы для колебательных токов контура LC (особенно при высоких частотах контура LC), делает схему почти такой же чувствительной, как и при применении анодного напряжения на первой лампе. При использовании анодного напряжения он бесполезен.

Входящие сигналы, задавая на сетку первой лампы некоторое напряжение, уменьшают ее анодное сопротивление и тем вызывают срыв колебаний. Таким образом схема работает на спадание тока, хотя при некоторых условиях возможна работа и на возрастание тока; в этом случае выпрямление на первой лампе должно осуществляться грид-ликом.

На черт. 20 (стр. 18) нанесены кривые изменения сопротивления R_i первой лампы и соответствующие значения анодного тока во второй лампе в зависимости от напряжения на сетке первой лампы при анодном напряжении на ней 20 вольт. Обычно постоянное напряжение устанавливают соответствующим точке a (черт. 20); тогда входящие сигналы с напряжением 3—4 вольта срывают ток анода до 0. Если в цепь анода второй лампы включено своей обмоткой реле, то, при этих изменениях тока, реле дает надежное замыкание рабочего контакта.

Для слухового приема модулированных колебаний вместо реле можно включить телефон. Возможен прием и радиотелефонии, но в этом случае для постепенного спадаания анодного тока I_{a2} частота генераторного контура должна быть порядка $10^6 \sim$, а для отсутствия дисторсий необходимо работать на прямолинейном участке характеристики ($I_{a2} E_{g1}$), что практически встречает большие затруднения, но, вообще говоря, возможно. Для слухового приема незатухающих колебаний можно настроить генерирующий контур и на звуковую частоту и работать при-grid-лике на возрастание тока. В этом случае необходимость гетеродина для приема незатухающих колебаний отпадает. Что же касается выбора частоты генераторного контура для различных случаев приема, то она может быть взята в зависимости от условий произвольно; для целей пишущего приема предпочтительнее вообще частота порядка $5 \cdot 10^5 - 10^6 \sim$, для слухового приема свыше 100.000 или звуковая¹⁾ частота.

Кривые черт. 20 обнаруживают, что схема с подобной модуляцией также несвободна от колебательного гистерезиса. Для определения размеров явления на черт. 21 (стр. 23) приведены кривые гистеретических петель при трех различных величинах коэффициента взаимоиндукции M в зависимости от изменения E_{g1} , причем $M_3 > M_1$. Из этих кривых видно, что размеры гистеретических петель в данной схеме несоизмеримо меньше, чем для случая, изображенного на рис. 13 (стр. 17). При включении в цепь сетки первой лампы 2-ой обмотки трансформатора низкой частоты те же кривые получают вид, изображенный на черт. 22, т.е. гистеретические кривые выражены еще менее и никакой почти роли не играют. Объясняется это тем, что 2-ая обмотка трансформатора через емкость лампы слегка увеличивает затухание контура LC . Кривые имеют S : 1) $7 \cdot 10^{-3}$ ампер/вольт и 2) $20 \cdot 10^{-3}$ ампер/вольт, т.е. имеют большее S , чем любая триодная лампа. При соответствующем подборе параметров контура LC_1 , его частоты и выборе связи гистеретические петли могут быть уменьшены до исчезающе малой величины.

§ 12. Продолжительное испытание этой системы, состоящей из описанных выше: а) усилителя (схема на черт. 4) и б) схемы реле (черт. 16), на прием заграничных радиостанций показало, что при соотношении

$$\frac{\text{сила сигналов}}{\text{сила атмосфер. разрядов}} > 1$$

схема дает при больших скоростях приема большую независимость работы реле от атмосферных разрядов и так называемых „городских шумов“, чем обычная система воздействия на реле. В условиях приема

¹⁾ Это позволяет между прочим получить прием искровых радиостанций на тон при гетеродинировании.

оказывается возможно задать на сетку первой лампы такое отрицательное напряжение (например соответствующее точке b), что атмосферные разряды и „городские шумы“ с напряжением порядка bc не оказывают никакого влияния на колебания, генерируемые контуром LC , тогда как сигналы с напряжением bd , незначительным превышением своего напряжения создают необходимый эффект на колебательный контур.

Работа схемы при больших отрицательных напряжениях на сетке первой лампы интересна также и в том отношении, что ввиду полного отсутствия тока сетки в этом случае, а следовательно и омических потерь на вторичной обмотке трансформатора, величины напряжений сигнализирующих станций получаются гораздо большими, чем это можно было предполагать при напряжении E_{g1} , соответствующем точке a , и при измерении специальной схемой катодного вольтметра. Так при работе мощных Западно-Европейских радиостанций (Науэн, Сент-Ассиз, Варшава и другие) наилучшая работа при сильных „городских шумах“ получалась при $E_{g1} = 25-28$ вольт; прием радиостанций меньших мощностей (Кенигвустергаузен, Эйфелева башня, Онгер и другие)—при напряжении 14—16 вольт.

Опытное эксплуатационное испытание системы (использующей всего лишь 5 обычных приемных ламп, питаемых одной 4-х вольтовой и 1-ой 30 вольтовой батареей, при изменениях тока через реле 7 миллиампер), произведенное в радиолaborатории Научно-Испытательного Института Связи ВТУ РККА в июле и августе месяце прошлого года—наиболее неблагоприятное в смысле атмосферных разрядов время года, дало следующие результаты.

1. Ежедневный прием работы Науэна в Америку с 3-х до 7 вечера (наиболее неблагоприятное для нас время суток и благоприятное для Америки, утро на Атлантическом Океане) с большой скоростью—до 80 слов в мин. был в большинстве случаев надежен. Даже прием во время грозы (8 августа 1924 г.) обнаружил, что число смазанных знаков не превышало 3%, причем читаемость почти во всех случаях оставалась равной 100%. Прием шифрованных депеш, когда требуется безошибочный прием всех 100% знаков, обеспечивался при тяжелых атмосферных условиях тем, что в коммерческой заграничной практике шифрованные депеши обычно принято передавать по 2 раза.

2. Другие мощные радиостанции, Сент-Ассиз, Сан-Паоло, Котвайк, Варшава, Бордо и мн. др., дали те же результаты.

На рис. 23 (стр. 24) приведены образцы записей при сильных атмосферных разрядах Науэна со скоростью до 80 слов на аппарате Уитстона и Сент-Ассиза со скоростью 37 слов в минуту на аппарате Морзе.

Прием тех же радиостанций на рамку размерами 34×30 см (находящуюся в помещении железно-бетонной структуры) с той же надежностью требовал добавления 3-х каскадного усилителя низкой

частоты. Прием на рамку со стороною 1,2 метра требовал добавления 2-х каскадного усилителя низкой частоты.

3. На те же 5 ламп (на антенну) был показан надежный прием (особенно в утренние часы) маломощных европейских радиостанций, предназначенных для европейского обмена (*Fl, Lp, Glo, Gla, Luz* и друг.) В дни сильных атмосферных разрядов при приеме этих станций для изменения соотношения

сила сигналов

сила атмосферных разрядов

применялся звуковой фильтр¹⁾.

Так как европейские радиостанции в эксплуатационных условиях не работают со скоростью выше 100 слов, то возможность приема по этой системе с более высокими скоростями не могла быть доказана. Но была проверена возможность с помощью схемы (черт. 16) записи низкочастотных переменных токов. На черт. 24 ----- показана запись амплитуд обоих полупериодов городского 50 периодного переменного тока, ----- соответствующего по продолжительности точки скорости примерно 250 слов в мин. Городской ток проводился через реостат к первичной обмотке трансформатора.

Черт. 24.

В заключение выражаю глубочайшую признательность Начальнику Отдела Связи ВТУ тов. Олейникову за оказанное содействие работе, а также моим сотрудникам радиотехникам тов. К. Г. Нюнину, И. Н. Марышеву и Д. Г. Щербакову и радиотелеграфисту тов. Сергееву, оказавшим мне неоценимые услуги при конструировании приборов и испытании их и работавшим со мною, не считаясь со временем.

Научно-Испытательный
Институт Связи ВТУ РККА.
Октябрь 1924.

(Доставлена в редакцию 4 ноября 1924 г.).

¹⁾ Построенный по методам отсасывающих контуров. Применение регенеративного фильтра (патент Армстронга 1917 г.), опубликованного Львовичем в ТиТоп № 22, при этих условиях мало выгодно, как и вообще применение обратной связи для приема громких сигналов.

Об измерении действующей высоты радиосети.

Проф. И. Г. Фрейман.

Чтобы оценить правильность и относительное совершенство того или иного решения представляющихся нам технических задач, мы должны уметь выразить происходящие процессы числом и установить точные количественные соотношения между интересующими нас явлениями. Чем менее точны наши сведения об этих количественных соотношениях, тем менее мы можем опираться в наших практических приложениях на расчет, тем более мы вынуждены действовать наугад и ориентироваться ошупью.

В технике так называемых слабых токов технические расчеты вообще стоят невысоко, и задача настоящего времени заключается, с одной стороны, в усовершенствовании тех способов технических измерений и расчетов, которые необходимы в повседневной практике электрической связи, с другой, в изыскании подходов к техническому измерению и расчету в тех областях, где мы их еще не имеем.

В области радиосвязи наиболее темным местом представляется как раз самый центральный процесс радиопередачи — излучение. Правда, во всяких соображениях, связанных с мощностью излучения или с напряженностью поля свободной волны, принято соблюдать внешнюю видимость технического расчета. Мы выражаем излучаемую мощность P в киловаттах формулой

$$P = 1,6 \frac{h^2}{\lambda^2} I^2,$$

где I — сила тока в амперах, λ — длина волны, h — действующая высота (обе длины в одинаковых единицах). Из этих трех величин мы непосредственно измеряем только две — силу тока в сети и длину волны. Действующая высота радиосети оценивается приблизительно и притом чисто теоретически, как некоторая доля, напр. 0,6–0,8, действительной высоты сети. Приведенная формула бесспорна, но тем не менее мы не можем быть удовлетворены тем, как она в радиотехнике применяется.

Бесспорна, напр., также формула электромагнитной индукции

$$e = - \frac{d\phi}{dt}.$$

По ней нетрудно высчитать, какое напряжение должна дать динамомашина при данном возбуждении, числе оборотов и числе последовательно соединенных секций на якоре. Если бы мы выбросили вольтметры и стали определять напряжение динамомашины по измерениям ампер-витков возбуждения и числа оборотов и по теоретической, приблизительной оценке сопротивления магнитной цепи машины, то этим мы стали бы в электротехнике как раз на ту плоскость, на которой стоит в настоящее время радиотехника в вопросе об излучении.

Главнейшая задача в этом вопросе и состоит в том, чтобы дать в области измерения электромагнитного излучения нечто подобное тому, что в области измерения электрических напряжений представляет вольтметр.

Подходя к сооружению такого прибора, мы должны помнить, что процесс излучения ни в коем случае не связан с проводами радиосети. Он происходит исключительно в диэлектрической среде, окружающей радиосеть. При этом, если мы будем понимать под излучением только односторонний процесс движения электромагнитной энергии от сети, то в непосредственной близости, около сети, мы тоже не имеем излучения в чистом виде. Там энергия движется периодически то от сети, то к ней. Достаточно чистый поток излучения мы имеем не ближе, чем на расстоянии 3 — 4 кратной длины волны от радиосети. Излучение можно измерять только в таких достаточно удаленных местах.

Мощность излучения в данном месте может быть определена по напряженности электрического или магнитного поля волны, именно, она равна $\frac{1}{4\pi} E \cdot H$, где E — напряженность электрического поля, H — напряженность магнитного поля. Так как между E и H существует постоянная количественная зависимость, то при определении излучения мы обыкновенно можем не вычислять всего выражения $\frac{1}{4\pi} E \cdot H$, а можем довольствоваться знанием либо только E , либо только H .

Прибор, который мы хотим приспособить к измерению излучения, будет непосредственно измерять H . Это будет замкнутая рамка. Если ее расположить вдоль движения потока излучения так, чтобы она была перпендикулярна к H , то по закону индукции мы получим для эдс, индуцируемой в рамке, выражение

$$e = - \frac{d\phi}{dt} = - n S \frac{dH}{dt},$$

и следовательно, при синусоидальном H , для амплитуды эдс e_0 , значение

$$e_0 = - n S H_0 \omega,$$

где n и S — число витков и площадь рамки, H_0 амплитуда напряженности магнитного поля, ω — круговая частота.

Внутреннюю эдс, действующую в какой-либо электрической цепи, мы, как известно, также непосредственно измерять не можем. Ее можно было бы определить, как $e = iR$, если знать ваттное сопротивление рамки R и измерить силу тока i , которая получается при настройке цепи рамки в резонанс на данную частоту поля.

Другая величина, которая может быть измерена, и которая пропорциональна внутренней эдс — это напряжение на конденсаторе V .

Оно, очевидно, равно $\frac{i}{C\omega}$; следовательно имеем

$$e = iR = V C\omega R.$$

Технические трудности в осуществлении намеченного нами прибора заключаются в том, что нет подходящих приборов, которые достаточно просто и точно измеряли бы i или V . Пусть, например, требуется измерить излучение Детскосельской радиостанции, и мы желаем воспользоваться рамкой на 40 витков, площадью в 3 кв. метра каждый.

Так как действующая высота Детскосельской радиостанции приблизительно составит 80 метров, сила тока около 100 ампер и частота $4,3 \cdot 10^4$ (длина волны 7000 метров), то для напряженности поля в Ленинграде (в 20 километрах от Детского Села) мы должны ожидать величину

$$H = \frac{4\pi hI}{\lambda r} = \frac{4\pi \cdot 80 \cdot 10^2 \cdot 100 \cdot 10^{-1}}{7000 \cdot 10^2 \cdot 20 \cdot 10^5} = 7,2 \cdot 10^{-7} \text{ эл.-магн. ед.}$$

Внутренняя эдс в рамке будет

$$e = hSH\omega = 40 \cdot 3 \cdot 10^4 \cdot 7,2 \cdot 10^{-7} \cdot 2\pi \cdot 4,3 \cdot 10^4 = 23,4 \cdot 10^4 \text{ эл.-магн. ед.}$$

или $23,4 \cdot 10^4 \cdot 10^{-8}$, приблизительно $2 \cdot 10^{-3}$ вольта. Если считать ваттное сопротивление рамки порядка 10 ом, то сила тока в рамке будет измеряться десятками долями миллиампера.

Напряжение на конденсаторе емкостью около 3000 см будет

$$V = \frac{0,2 \cdot 10^{-3} \cdot 9 \cdot 10^{11}}{3000 \cdot 2\pi \cdot 4,3 \cdot 10^4} = 0,22 \text{ вольта.}$$

При токе высокой частоты измерение силы тока порядка долей миллиампера или напряжения порядка долей вольта не так просто. Как известно, для приема этих колебаний на телефон, мы выпрямляем их помощью детектора. Если необходимо объективно оценить

силу выпрямленного тока, то можно вместо телефона включить гальванометр. Оказывается, однако, что такое измерение требует почти лабораторной обстановки, так как сила выпрямленного тока получается ничтожно малой.

Силу тока, выпрямленного детектором, как известно, можно представить выражением

$$i_0 = \frac{AR_0 V_0^2}{2(R_0 + R)^2},$$

где V_0 —амплитуда прилагаемого к детектору напряжения, R_0 —сопротивление детектора, R —сопротивление прибора, A —постоянная, характеризующая детектор (относительное изменение его сопротивления при изменении прилагаемого напряжения на 1 вольт). В детекторе халькопирит-цинкит величина A на самой чувствительной точке достигает 5—6. Сопротивление детектора может меняться от нескольких тысяч до нескольких десятков тысяч ом. Полагая $R_0 + R = 5000$ ом, мы получаем для выпрямленного тока величины порядка 10^{-5} или 10^{-6} ампера.

Так как на выбранном нами примере Детскосельской радиостанции мы имеем высший из встречающихся на нашей практике предел значений напряженности поля, то очевидно, что при измерении излучения обычных маломощных станций придется иметь дело со значительно меньшей силой тока. Именно, площадь тока Детскосельской станции, согласно приведенных данных, следует оценивать в 8 километрампера. Станция же с сетью в 15—20 метров и силой тока порядка 10—15 ампер даст площадь тока около 0,2 километрампера. Напряженность поля можно считать до некоторой степени пропорциональной этим площадям тока; следовательно, мы будем мерить поле, приблизительно в 40 раз более слабое, а это даст, при прочих равных условиях, в 1600 раз меньшую силу выпрямленного детекторного тока.

Так как детектор, от свойств которого при настоящем измерении зависит показание гальванометра, вообще не отличается постоянством, то для того, чтобы воспользоваться установкой, необходимо предусмотреть возможность проградуировать установку при всяком данном состоянии детектора. Градуировка состоит в определении отклонения гальванометра при действии на рамку известной внутренней эдс. Чтобы эта эдс, вводимая для градуировки, была одного порядка с эдс, индуцируемой волною, научно-испытательной станцией был выработан особый вариометр на небольшую взаимную индукцию—от 0 до прилб. 300 см, позволяющий весьма точно устанавливать взаимную индукцию между местным источником тока высокой частоты и цепью рамки.

Значительная сложность установки в случае измерения напряженности поля путем выпрямления тока, даваемого напряжением на конденсаторе цепи рамки, заставляет искать другого разрешения. Оно

вероятно будет найдено в направлении непосредственного измерения силы тока в цепи рамки. Эту силу тока можно попытаться измерить особым гальванометром, действующим от токов Фуко, индуцируемых измеряемым током в коротко замкнутом поворотном витке или в поворотной металлической пластинке.

В настоящее время делается попытка изготовить такой гальванометр средствами научно-испытательной станции. Если эта попытка увенчается успехом, то решение задачи измерения излучения сведется к градуировке особой нормальной рамки. Упомянутый индукционный гальванометр можно будет в этом случае проградуировать непосредственно на напряженность поля. Если такое простое решение окажется невыполнимым, то измеритель напряженности поля придется снабдить усилителем. Во всяком случае, какое то практическое решение задача измерения напряженности поля должна получить.

Если мы будем знать напряженность поля, то, зная силу тока в отправительной сети, не трудно установить ту величину, которую называют действующей высотой радиосети.

Заметим, что излучение может оказаться неодинаковым по различным направлениям, и, следовательно, мы можем получить несколько различных значений действующей высоты. Это соображение заставляет считать понятие о действующей высоте неполным. Такое понятие приложимо только к абсолютно симметричным сетям, находящимся в абсолютно симметричной обстановке и то по отношению к точкам, лежащим в одной плоскости, перпендикулярной к оси радиосети. Вообще же следует пользоваться понятием о действующей высоте в данном направлении.

Намеченный нами радиометр—измеритель напряженности поля позволит определить как раз действующую высоту в данном направлении.

18. 11. 1924 г.

Фундаменты для сетевых опор и их расчет.

Инж. С. Я. Турлыгин. Д. ч. РОРИ.

Из доклада, сделанного на 1-й Всесоюзной Конференции Связи в Ленинграде в ноябре 1924.

В настоящее время в области расчета фундаментов для сетевых опор можно отметить интересное течение, стремящееся подвести под расчет менее условные положения, чем это было до сих пор. Я имею в виду две статьи: О. Stotzner'a „Rechnungsbeitrag zu den mit Mastfundamenten vom Reichspostamt ausgeführten Versuchen“ ETZ, Mai 1924 и нашего русского инженера А. Глазунова („Электричество“ № 9), основывающегося

преимущественно на статье Штöцнер'а и вводящего некоторые изменения. До сего времени реакцию грунта на выворачивающий момент в большинстве случаев определяли точно также, как и реакцию всякого сплошного тела (черт. 1 стр. 41). Такое допущение приводит естественно к следствию, что наибольшее напряжение получится у поверхности земли, т.е. там, где фактически земля никакой реакции не дает, если только ее считать сыпучим телом, между частицами коего нет сцепления. Так как такое допущение дает возможность аналитически решить вопрос, не особенно отличается о действительности и идет в сторону увеличения прочности сооружения, то оно и принято во всех случаях расчета реакции земли и, конечно, его надлежит ввести и в расчет фундаментов для сетевых опор.

Схема расчета следующая: двигая перегородку A по направлению стрелки P , мы встретим сопротивление грунта, наименьшая величина которого определяется, как известно, по формуле

$$P_{min} = \frac{1}{2} \gamma a h^2 \tan^2 (45 + \varphi/2) \text{ кгр},$$

где h —высота и a —ширина перегородки (в мт), γ —вес земли (в кгр/мт³, если a и h в мт) и φ —угол естественного откоса. Из этой формулы легко получаем напряжение давления грунта $\frac{1}{a} (\frac{dP}{dh})$, а именно

$$\sigma_h = \gamma h \tan^2 (45 + \varphi/2),$$

или, считая h текущей координатой— x ,

$$\sigma_x = \gamma \tan^2 (45 + \varphi/2) x = \alpha x. \quad (1)$$

При $\varphi^0 = 60^0$; $\tan^2 (45 + \varphi/2) = 14,0$, $\alpha = 2000 \text{ кгр/мт}^2 \times 14 = 28.000$. Графически это выразится прямой линией (черт. 3).

Предположим теперь, что перегородка A будет поворачиваться каким-нибудь моментом M около некоторой точки на глубине x_0 . Так как перемещения точек ее будут пропорциональны расстоянию от x_0 , т.е. пропорциональны величине $x_0 - x$, то закон распределения напряжений давления изменится, а именно он будет уже следующий (парабола):

$$\sigma_x = \alpha x \left(\frac{x_0 - x}{x_0} \right) = \alpha x \left(1 - \frac{x}{x_0} \right).$$

На глубине $x = 0$, $\sigma_x = 0$, так как реакция земли есть нуль, при $x = x_0$, $\sigma_x = 0$, так как перемещение $= 0$, при $x > x_0$ σ_x отрицательно, так как перемещения изменили свой знак. Закон распределения напряжений тотчас-же позволяет найти положение точки x_0 и величину момента. В своем изложении я отступаю от графического метода решения, приведенного в вышеупомянутых статьях, и заменяю его аналитическим, так как аналитически быстрее и проще притти к решению, тем более, что расчетные формулы дают возможность исследовать полученные результаты.

Точка x_0 найдется из условия $\int_0^{x_0} \sigma_x dx = 0$, так как усилия справа и слева равны. Это условие дает, что

$$x_0 = \frac{2}{3} h, \quad (2)$$

$$\sigma_x = \alpha x \left(1 - \frac{x}{x_0}\right) = \alpha x \left(1 - \frac{3x}{2h}\right). \quad (3)$$

Так как наше напряжение не может быть больше αx по абс. величине, иначе начнется передвижение грунта, то следует найти значение x , при котором формула (3) начинает давать значения $\sigma_x > \alpha x$. Это может быть лишь в области отрицательных давлений и потому определится из условий:

$$-\left(1 - \frac{3x}{2h}\right) > 1 \text{ или } x > \frac{4}{3} h,$$

т.е. такой случай невозможен, так как x может достигать у нас лишь значения $x = h$.

Величина момента реакции найдется из условия $M = \int_0^{x_0} \sigma_x \cdot x \cdot dx$, что даст значение

$$M = -\frac{\alpha h^3}{24} \left(\frac{\text{кг. мт}}{\text{мт}}\right). \quad (4)$$

Величина силы, входящей в состав пары, будет $\int_0^{x_0} \sigma_x dx = \frac{\alpha x_0^2}{6}$; точка приложения верхней силы $x = \frac{1}{3} h$ (черт. 4), точка приложения нижней силы $x = \frac{43}{48} h$, плечо пары $m = \frac{9}{16} h$.

Величиной момента $M = \frac{\alpha h^3}{24}$ измеряется реакция грунта, приходящегося на единицу ширины фундамента. Если дана нам сила P и точка ее приложения, то прилагая в точке x_0 две равных и противоположных силы, найдем момент M_P , действующий на фундамент. По этому моменту мы *можем выбрать* ширину фундамента таким образом, чтобы напряжения грунта не выходили из положенных пределов. Ширина фундамента в этом случае равна

$$a = \frac{M_P}{\frac{\alpha h^3}{24}}.$$

Что же касается до силы P , то она вызовет неравномерно-распределенное напряжение, величина которого при $x = 0$ тоже $= 0$, так как известно, что при эксцентриситете $f = \frac{1}{6}$ закон распределения выразится прямой (черт. 4'), т.е.

$$\sigma_x^P = \frac{2P}{a \cdot h} \cdot \frac{x}{h}.$$

В нашем случае

$$f = \frac{2}{3} h - \frac{1}{2} h = \frac{1}{6} h,$$

т.е. действительно на уровне земли напряжение равно нулю.

$$\sigma = \sigma_x + \sigma_x^P = \alpha x \left(1 - \frac{3x}{2h}\right) + \frac{2P}{ah^2} x \text{ или}$$

$$\sigma = \left[\alpha \left(1 - \frac{3x}{2h}\right) + \frac{2P}{ah^2}\right] x.$$

В случае, когда $f > \frac{1}{6} h$, появится холостой (не работающий) участок c (черт. 4''), величина коего, как известно, равна $c = \frac{6f-h}{2}$.

В этом общем случае напряжение выразится следующим образом:

$$\sigma_x^P = \frac{8}{9} \frac{P}{a} \frac{x}{(h-2f)^2}.$$

Интересно сравнить разницу в моментах реакции при старом и при этом новом расчете

$$M_{cm} = \frac{2}{3} h \cdot \frac{a H \cdot h}{2} = \frac{a H h^2}{3} \text{ (см. черт. 1),}$$

или, относя к единице ширины фундамента, $M_{cm} = \frac{H h^2}{3} \frac{\text{кгр. мт.}}{\text{мт.}}$.

Допустимое $H = 2 \text{ кгр./см}^2 = 20.000 \text{ кгр./мт}^2$,

$$M_{cm} = \frac{20.000 h^2}{3},$$

$$\xi = \frac{M_{cm}}{M} = \frac{8 H}{\alpha h};$$

или, если считать, что $\sigma = \alpha h = H$, то $\xi = 8,0$.

При других данных, напр. при $\varphi = 60^\circ$, $\gamma = 2.000 \text{ кгр./мт}^3$, $\alpha = 28.000$, $\xi = 2,9$. Условность этих значений ξ находится, конечно, в зависимости от условности величины H . Указанные значения ξ до некоторой степени характеризуют и свойства грунта.

Но этим не исчерпываются реактивные свойства грунта. Рассматривая результаты опытов по вывертыванию фундаментов, проф. Мёллер приходит к заключению, что сдвинутая земля образует трапецию с боковыми сторонами, дающими уклон $1/4$ (черт. 5). На основании этого предлагается напряжение давления считать не $\sigma_x = \alpha x (1 - \frac{x}{x_0})$, а увеличить его в отношении $\frac{b}{a}$, где b средняя линия трапеции. Увеличение не должно давать σ_x больших αx . Физический смысл такого увеличения напряжения реакции грунта выясняется из тех соображений, что при повертывании фундамента слои земли будут перемещаться, и работа, затраченная на это перемещение, будет пропорциональна весу каждого слоя, т.е. пропорциональна не a , а b .

Выражая b аналитически, найдем (оси координат xoy) $y = x \cotang \alpha$; основание трапеции $= a + 2 \frac{y}{4}$; $b = a + \frac{y}{4}$;

$$\frac{b}{a} = 1 + \frac{y}{4a} = 1 + \frac{\cotang \alpha}{4a} x = 1 + \beta x, \text{ где } \beta = \frac{\cotang \alpha}{4a} \quad (5)$$

Величина напряжений теперь получит следующее выражение

$$\sigma_x = \alpha x (1 - \frac{x}{x_0}) (1 + \beta x). \quad (6)$$

Хотя вышеуказанные авторы и считают точку поворота фундамента неизменной, на той же глубине, как и при прежнем законе напряжений, однако это противоречит физическому смыслу. В момент поворота фундамента, когда начнут сдвигаться слои, точки поворота строго будет соответствовать новому закону распределения напряжений, фактически вытекающему из величины совершаемой работы. Положение нового x_0 найдем, как и раньше, из условия $\int_0^h \sigma_x dx = 0$, что даст

$$x_0 = \frac{4h + 3\beta h^2}{2(3 + 2\beta h)}, \quad (7)$$

величину, которая уже зависит от размеров фундамента. Величина момента определится из условия $\int_0^h \sigma_x \cdot x \cdot dx = M$, которое приводится к виду

$$M = \frac{\alpha h^3}{24} \cdot \frac{2(10 + 12\beta h + 3\beta^2 h^2)}{5(4 + 3\beta h)} = \Psi \cdot M_{\text{парабол.}} \quad (8)$$

Для сравнения этих формул с прежними, возьмем частный случай $a = 1,3$ мт и $h = 2$ мт, $\beta = \frac{\cotang 15^\circ}{4a}$.

$$x_0 \text{ по ф-ле (2)} = 1,33 \text{ мт.}$$

$$x_0 \text{ по ф-ле (7)} = 1,42 \text{ мт.}$$

$$\Psi = \frac{M \text{ по ф-ле (8)}}{M_{\text{парабол.}} \text{ по ф-ле (4)}} = 1,43,$$

т.е. момент на 43% больше. Применяя для расчета напряжений формулу (6), необходимо считаться с тем, чтобы эти напряжения были меньше или в крайнем случае равны αx . Хотя авторы вышеуказанных статей допускают такие размеры фундаментов, когда напряжение должно было бы превзойти величину αx , и с той глубины, где это могло бы произойти, переходят к новому закону распределения напряжений, именно $\sigma_x = \alpha x$, т.е. считаются с фактическим давлением грунта, когда он уже перемещается, но при построении радиомачт нам этого допускать совершенно не следует в виду разной роли, которую играют фундаменты оттяжек радиомачт и фундаменты мачт линий электропередач. В то время, как в последнем случае некоторая подвижность фундамента является только положительным фактором, благодаря которому происходит уменьшение нагрузки на мачту от проводов, и тем самым уменьшение выворачивающих фундамент моментов и приближение к положению равновесия, подвижность фундаментов оттяжек радиомачт

совершенно не должна допускаться, так как это вызовет наклонное положение мачты и резкое ее искривление. Поэтому совершенно не следует допускать напряжений, выходящих за пределы αx , т. е. вызывающих перемещение грунта.

В этом случае проверка фундамента может быть сделана следующим образом. Найдем ту глубину, где σ_x будет $= \alpha x$ (по абсолютной величине):

$$\sigma_x = \alpha x \left(1 - \frac{x}{x_0}\right) (1 + \beta x) = -\alpha x,$$

что даст $\frac{x - x_0}{x_0} (1 + \beta x) = 1$, откуда

$$x = \frac{\beta x_0 - 1 \pm \sqrt{(1 + \beta x_0)^2 + 4 \beta x_0}}{2 \beta}. \quad (9)$$

Если по подставке сюда значения x_0 получим для x величину, меньшую h , то размеры фундамента должны быть изменены. Частный случай: $a = 1,3$ мт, $h = 2,0$ мт, $\beta = \frac{\cotang 15^\circ}{4a}$, $x = 2$ мт $= h$ — соотношение в размерах правильное.

Если нам дана сила P и точка ее приложения, то, как и выше, прилагая в точке x_0 две равных и противоположных силы, получим момент и силу. И здесь напряжение от силы распределится так (см. выше), что на поверхности земли оно будет нуль.

Не останавливаясь на дальнейшем материале в этих статьях — приближенном нахождении размеров фундамента, — так как это нужно лишь при графическом решении задачи, при данных же здесь расчетных формулах надобность в этом отпадает, перейдем к вопросу о том, что нужно добавить к указанному расчету и какие практические выводы можно сделать из рассмотрения указанного материала и применения данных методов расчета.

Первое, что надлежит отметить — это сравнительно малую величину момента от реакции грунта. При расчете фундаментов приходится, в действительности, считаться не только с этой реакцией на боковых гранях, но и на торцевой (опорной) поверхности. Сопоставляя это со вторым свойством — низкое положение точки поворота, придем к заключению, что наивыгоднейшая форма фундамента будет такая, как это представлено на черт. 6 (стр. 42). Эта форма требует на свое выполнение много меньше бетона, чем сплошной куб, и вес этой конструкции будет много меньше вертикального вырывающего усилия, так как нужный вес будет дан землей.

Момент на торцевой поверхности, если считать, что вес конструкции с землей = вертикальному усилию (ниже я покажу, что он может быть даже меньше), будет равен

$$M = \frac{b}{2} \cdot \frac{H}{2} \cdot a \cdot \frac{2}{3} \cdot \frac{b}{2} = \frac{ab^2 H}{12}.$$

Здесь H —допустимое напряжение на грунт на глубине h .

Помимо этих моментов реакции надлежит безусловно учитывать моменты от трения на плоскостях фундамента, параллельно плоскости вращения. Хотя величину трения надлежит определять в каждом частном случае опытным путем, но все же, если примем величину трения шероховатой кладки о грунт $= 2500$ кгр/м², то получим весьма значительный момент, противодействующий вращению и фактически существующий. Явление вполне аналогично кручению с его расчетом, а потому могут применяться формулы кручения, причем „напряжение k “ должно быть взято в 2500 кгр/м². Для прямоугольного фундамента формула будет

$$M = 2 \left[\frac{2}{9} b^2 h \cdot k \right] \text{ кгр-м при } b > h$$

и

$$M = 2 \left[\frac{2}{9} b h^2 k \right] \text{ кгр-м при } b < h.$$

Наконец, при расчете необходимо, конечно, учитывать момент от эксцентричного приложения действующей нагрузки (черт. 7), величина коего может быть довольно значительна. Поэтому выгоднее так расположить арматуру фундамента, чтобы точка приложения равнодействующей была ближе к земле и к переднему краю.

Что касается до веса фундамента, то для больших мачт при вышеуказанной конструкции, вес бетона может быть в 2—3 раза меньше вертикальной слагающей от нагрузки, т.-е. в 3—4 раза меньше, чем в теперешних конструкциях, в особенности, если новая конструкция выполнена из элементов тела равной крепости (черт. 8) и снабжена легкой железной арматурой. На больших станциях с большим числом мачт это может дать весьма существенную экономию цемента, не увеличив, или почти не увеличив, стоимости самой работы.

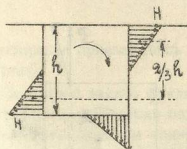
Что касается до веса фундаментов малых мачт, объем которых около 2—3 м³, то уменьшение веса их возможно достигнуть, делая их уширяющимися книзу (черт. 9). Расчет их ничем по существу не отличается от прямых фундаментов. Если ширина фундамента следует закону $a_x = a + \gamma x$, то средняя ширина сдвигаемого слоя будет

$$\frac{1}{2} \left[a_x + \left(a_x + \frac{2x \cot \alpha}{4} \right) \right]$$

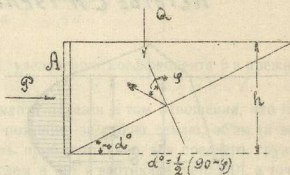
и относительное увеличение напряжения окажется равным

$$\frac{1}{a} \left(a_x + \frac{x \cot \alpha}{4} \right) = 1 + \left(\frac{\gamma}{a} + \beta \right) x = 1 + \beta' x,$$

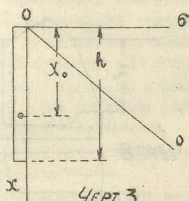
КСТАТЬЕ С.Я. ТУРОВИГНА.



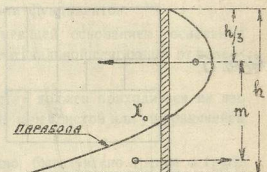
ЧЕРТ. 1.



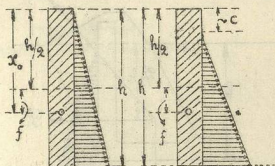
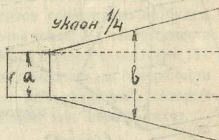
ЧЕРТ. 2.



ЧЕРТ. 3.

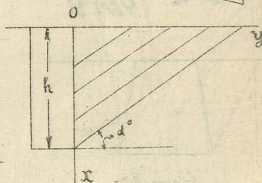


ЧЕРТ. 4.



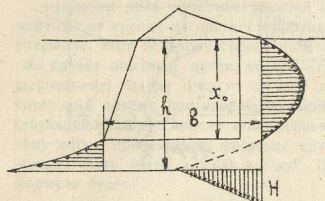
ЧЕРТ. 4'

ЧЕРТ. 4''

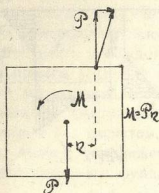
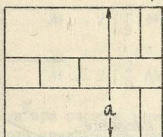


ЧЕРТ. 5.

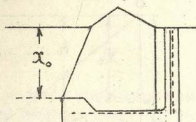
КСТАТЬЕ С.Я. ТУРЛЫГИНА



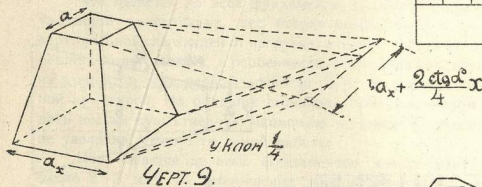
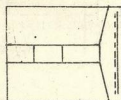
ЧЕРТ. 6.



ЧЕРТ. 7.



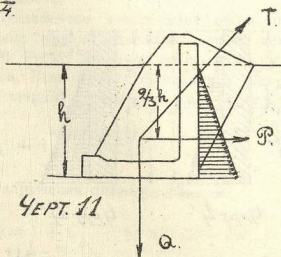
ЧЕРТ. 8.



ЧЕРТ. 9.



ЧЕРТ. 10.



ЧЕРТ. 11

где

$$\beta' = \frac{\eta}{a} + \frac{\cot \alpha}{4a};$$

т.е. уширение привело лишь к увеличению коэффициента β в прежних формулах.

Некоторый наклон фундамента полезен в том отношении, что при вытягивании его из земли он потащит за собою землю, объем (и вес) который можно было бы принять приблизительно, для среднего грунта, очерченным плоскостью под углом в 30° к вертикали (черт. 10), а точно можно вычислить по формулам пассивного сопротивления.

Заключения. — Все вышеуказанные соображения приводят к следующим заключениям о тех требованиях, которые должны быть выполнены при рациональном конструировании фундаментов.

1. Вес вертикальной призмы, имеющей основанием основание фундамента, не должен быть больше вертикальной слагающей от равнодействующей натяжения всех оттяжек.

2. Вес этой призмы по преимуществу должен приходиться на вес земли, а не на вес бетона, что приводит к ребристой или уширяющейся книзу конструкции фундамента.

3. При расчете безусловно должно быть учтено трение о грунт на боковых поверхностях.

4. Необходимо принимать во внимание влияние момента от эксцентричного приложения нагрузки на фундамент.

Рационализируя еще больше это последнее требование, мы приходим к конструкции, где выворачивающих моментов совершенно не будет. Это осуществится тогда, когда центр давления земли P_1 , центр тяжести балласта Q и приложенная нагрузка T встретятся в одной точке (черт. 11). Это даст наиболее дешевую конструкцию и, прибавлю, на поверхности земли даст красивую форму, избавив нас от тех „сундуков“, которые безобразят сейчас, например в Москве, изящный вид высоких мачт.

Радиолaborатория

Московского Высш. Технич. Училища.

О трансформировании низкой частоты.

Инж. В. В. Ширков, ч. учр. РОРИ.

(Продолжение со стр. 511, ТиТбп № 27).

§ 2. Приступая к практическому разрешению вопроса трансформации в конкретном случае, следует прежде всего выяснить вопрос, какие выгоды в данном случае даст трансформация, и оправдывают ли они усложнение конструкции, увеличение веса и стоимости прибора, вносимые устройством трансформаторной связи. Чтобы сделать это положение вполне ясным, приведем несколько примеров предварительного подсчета трансформаторов.

Для оценки трансформации введем два коэффициента: первый $\epsilon_{ид}$ равный отношению квадрата эффективной силы тока I_2^2 для идеального трансформатора без потерь, без магнитного рассеяния и с бесконечно большой самоиндукцией обмоток, к квадрату силы того-же тока в случае непосредственного включения приемника без трансформатора.

Первая величина равна по формуле (12') ТиТбп № 27 стр. 510

$$I_2^2 = \frac{E^2}{4r_z r_n} \quad (13)$$

Вторая величина равна

$$\frac{E^2}{(r_z + r_n)^2}$$

Таким образом

$$\epsilon_{ид} = \frac{(r_z + r_n)^2}{4r_z r_n} \quad (14)$$

Так как величины r_z и r_n указываются в задании трансформатора, то предварительное нахождение коэффициента $\epsilon_{ид}$ позволяет сразу указать верхнюю границу улучшения, которое может внести трансформатор в данном конкретном случае.

Когда трансформатор спроектирован, т.е. найдены L_1 и L_2 ,

ваттные сопротивления обмоток трансформатора и установлена величина k , — находим второй коэффициент ε_p , равной отношению тех-же величин для данных реальных условий. Он равен:

$$\varepsilon_p = \frac{k^2 (r_2 + r_n)^2}{4 r_1 r_2} \quad (15)$$

для случая выбора величин x_1 и x_2 согласно формул (9) и (10).

В остальных случаях следует пользоваться формулой

$$\varepsilon_p = (r_2 + r_n)^2 y^2, \quad (16)$$

в которую y подставляется определенным по форм. (3'). Коэффициент ε_p дает ответ на вопрос: имеет-ли смысл, при соблюдении всех реальных условий данного случая, применение трансформатора. При этом, конечно, предполагается, что для трансформатора выбран наилучший из возможных расчетных вариантов.

Для оценки конструкции трансформатора удобно пользоваться отношением

$$q_1 = \frac{\varepsilon_p}{\varepsilon_{ид}}. \quad (17)$$

Если величины ε_p и $\varepsilon_{ид}$ не определены, то можно пользоваться непосредственно формулой

$$q_1 = 4 r_2 r_n \cdot y^2, \quad (18)$$

что ясно из формулы (14) и (16).

Пример 1. $r_2 = 20 \Omega$; $r_n = 60 \Omega$; $\omega = 2000$;

$$\varepsilon_{ид} = \frac{(r_2 + r_n)^2}{4 r_2 r_n}.$$

Как видно, трансформация дает усиление лишь на 33% и то в случае идеального трансформатора. Легко убедиться, что при некотором заметном отступлении от свойств идеального трансформатора, последний в данном случае только ухудшит дело, т.-е. даст ослабление вместо усиления.

Предположим, что $k = 0,9$, и что ваттные сопротивления обмоток

трансформаторов составляют 25% от сопротивления генератора и приемника, иначе говоря:

$$r_1 = 1,25 \cdot 20 = 25 \Omega, r_2 = 1,25 \cdot 60 = 75 \Omega.$$

Найдем x_1 и x_2 по формулам (9) и (10):

$$x_1 = \frac{r_1}{\sqrt{1-k^2}} = \frac{25}{\sqrt{1-(0,9)^2}} = 57,4 \Omega; x_2 = \frac{15}{\sqrt{1-(0,9)^2}} = 172 \Omega;$$

$$L_1 = 0,0287 \text{ генри}; L_2 = 0,086 \text{ генри}.$$

Найдем ϵ_p по формуле (15):

$$\epsilon_p = \frac{(0,9)^2 (20+60)^2}{4 \cdot 25 \cdot 75} = 0,691$$

т.е. трансформатор вносит ослабление на 30,9%, вместо усиления.

Оценка конструкции выразится по форм. (17) цифрой:

$$q_1 = \frac{\epsilon_p}{\epsilon_{ид}} = \frac{0,691}{1,33} = 52\%.$$

Пример 2. $r_z = 50 \Omega$; $r_n = 4000 \Omega$; $\omega = 3000$.

Производим те-же выкладки.

$$\epsilon_{ид} = \frac{(4000 + 50)^2}{4 \cdot 50 \cdot 4000} = 20,5.$$

Итак включение через трансформатор безусловно даст значительные преимущества, по сравнению с непосредственным присоединением к генератору.

Предположим, что мы можем добиться $k = 0,92$. Как установлено, наилучшие результаты дадут x_1 и x_2 , вычисленные по формулам (9) и (10), причем заранее примем, что ваттные сопротивления обмоток трансформатора составляют 30% от r_z и r_n , т.е.

$$r_1 = 1,3 \cdot r_z = 1,3 \cdot 50 = 65 \Omega, r_2 = 1,3 \cdot r_n = 1,3 \cdot 4000 = 5200 \Omega.$$

$$x_1 = \frac{r_1}{\sqrt{1-k^2}} = \frac{65}{\sqrt{1-(0,92)^2}} = 166 \Omega, x_2 = 13260 \Omega$$

$L_1 = 0,0553$ генри, $L_2 = 4,42$ генри.

$$\varepsilon_p = \frac{k^2(x_1 + x_2)^2}{4r_1r_2} = \frac{0,92^2 \cdot (50 + 4500)^2}{4 \cdot 65 \cdot 5200} = 10,3,$$

$$q_1 = \frac{\varepsilon_p}{\varepsilon_{нд}} = \frac{10,3}{20,5} = 50,2\%.$$

Трансформатор дает значительное усиление по сравнению с трансформатором примера 1-го, несмотря на более низкие конструктивные достижения.

Пример 3. $r_c = 60 \text{ }\Omega$; $r_n = 24000 \text{ }\Omega$; $\omega = 3000$.

$$\varepsilon_{нд} = \frac{(60 + 24000)^2}{4 \cdot 60 \cdot 24000} = 100.$$

Как видно, случай еще более выгодный для трансформации.

Предположим, что мы не можем рассчитывать на k большее 0,85. Найдем в первом приближении, пренебрегая потерями в трансформаторе, x_1 и x_2 по формулам (9) и (10):

$$x_1 = \frac{60}{\sqrt{1 - (0,85)^2}} = 114 \text{ }\Omega, \quad x_2 = \frac{24000}{\sqrt{1 - 0,85^2}} = 45600 \text{ }\Omega.$$

$L_1 = 0,038$ генри, $L_2 = 15,2$ генри.

Мы получим для L_2 весьма большое значение, которое трудно осуществить при небольших размерах трансформатора. Допустим, что мы не можем получить больше, чем $L_2 = 5$ генри. Следовательно $x_2 = 15000 \text{ }\Omega$.

Считая x_2 заданным, найдем x_1 , пользуясь форм. (5):

$$x_1 = r_1 \sqrt{\frac{r_2^2 + x_2^2}{x_2^2(1 - k^2)^2 + r_2^2}};$$

предположим, что r_1 больше r_c , а r_2 больше r_n на 25%, т.е.

$$r_1 = 1,25 \cdot 60 = 75 \text{ }\Omega, \quad r_2 = 1,25 \cdot 24000 = 30000 \text{ }\Omega;$$

$$x_1 = 75 \sqrt{\frac{30000^2 + 15000^2}{15000^2 \cdot (1 - 0,85^2)^2 + 30000^2}} = 83,1 \text{ }\Omega,$$

$$L_1 = 0,0277 \text{ генри.}$$

ε_p придется вычислить по формуле (16), определив предварительно y^2 при помощи формулы (3');

$$y^2 = \frac{k^2 x_1 x_2}{[x_1 x_2 (1 - k^2) - r_1 r_2]^2 + [r_1 x_2 + r_2 x_1]^2} =$$

$$= \frac{0,85^2 \cdot 83,1 \cdot 1500}{[83,1 \cdot 1500 (1 - 0,85^2) - 60 \cdot 24000]^2 + [60 \cdot 1500 + 24000 \cdot 83,1]^2} = 0,0948 \cdot 10^{-6}$$

$$\varepsilon_p = (r_z^2 + r_n^2) y^2 = 8 (60 + 24000)^2 \cdot 0,0948 \cdot 10^{-6} = 55.$$

Полученная цифра усиления весьма значительна, хотя почти вдвое меньше идеального усиления.

В заключение определяем: $q_1 = 55\%$.

Совершенно так же и с теми же выводами могут быть приведены примеры трансформации при $r_z \gg r_n$.

Из примеров видно, что трансформация тем выгоднее, чем больше разница между сопротивлениями приемника и генератора, и что чем ближе отношение этих сопротивлений к единице, тем более высокими электрическими свойствами должен обладать трансформатор, чтобы его применение имело смысл.

Для ясности небезполезно эти заключения обобщить, хотя бы для того случая, когда мы не встречаем конструктивных препятствий к осуществлению x_1 и x_2 , вычисленных по формулам (9) и (10).

По формуле (14),

$$\varepsilon_{\text{ид}} = \frac{r_z^2 + r_n^2 + 2 r_z r_n}{4 r_z \cdot r_n} = \frac{1}{4} \left(\frac{r_z}{r_n} + \frac{r_n}{r_z} + 2 \right),$$

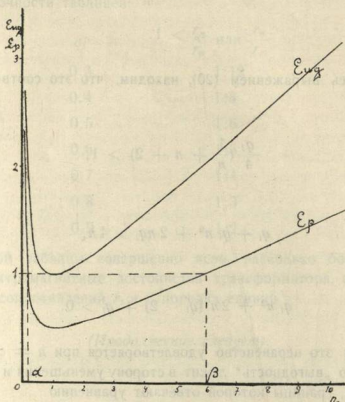
или, вводя обозначение

$$\frac{r_n}{r_z} = n,$$

получим

$$\varepsilon_{\text{ид}} = \frac{1}{4} \left(\frac{1}{n} + n + 2 \right). \quad (19)$$

На черт. 3 приведена кривая, изображающая ε_{ud} в функции n .



Черт. 3.

Из кривой видно, что трансформация может вообще иметь смысл лишь при $r_z >$ или $< r_n$, и выгода от этого будет тем больше, чем больше отличается отношение сопротивлений r_z и r_n от единицы в ту или другую сторону.

Пользуясь формулой (14) и (19), можно вывести для ε_p формулу, которая дает возможность предварительно прикинуть практическую выгоду предлагаемой трансформации:

$$\varepsilon_p = q_t \cdot \varepsilon_{ud} = \frac{q_t}{4} \left(\frac{1}{n} + n + 2 \right). \quad (20)$$

Кривая ε_p нанесена на черт. 3, из которого видно, что, хотя в идеальном случае трансформация выгодна всегда за исключением случая, когда $n = 1$, на практике же трансформация ухудшает дело в пределах от $n = 0\alpha$ до $n = 0\beta$. Эта область расширяется с уменьшением q_t .

Имея некоторый статистический материал для выяснения практически достижимых величин q_t , можно, пользуясь нижеприведенной таблицей, вычисленной при помощи этой формулы, как показано ниже, найти границы выгодности применения трансформатора.

Очевидно трансформация выгодна тогда, когда

$$\varepsilon_p > 1.$$

Пользуясь выражением (20), находим, что это соответствует неравенству:

$$\frac{q_1}{4} \left(\frac{1}{n} + n + 2 \right) > 1,$$

или

$$q_1 + q_1 n^2 + 2 n q_1 > 4 n,$$

или

$$q_1 n^2 + 2 n (q_1 - 2) + q_1 > 0.$$

Так как это неравенство удовлетворяется при $n = \infty$ и $n = 0$, очевидно, что „выгодность“ лежит в сторону уменьшения и возрастания n от области, границы которой отвечают уравнению

$$q_1 n^2 + 2 n (q_1 - 2) + q_1 = 0.$$

Решая его, находим

$$n = \frac{(2 - q_1) \pm 2 \sqrt{1 - q_1}}{q_1} \quad (21)$$

Нижеприведенная таблица дает величину пограничных значений n для различных q_1 , вычисленных по формуле (21).

q_1	n	
0.3	11.25	0.087
0.4	7.87	0.125
0.5	5.83	0.170
0.6	4.44	0.225
0.7	3.42	0.292
0.8	2.62	0.382
0.9	1.92	0.631

Решая вопрос в первом приближении, удобнее пользоваться более грубой по точности таблицей:

q_i	$\frac{r_e}{r_n}$ или $\frac{r_n}{r_e}$
0.3	1:12
0.4	1:8
0.5	1:6
0.6	1:5
0.7	1:4
0.8	1:3
0.9	1:2

Из этой таблицы совершенно ясно, насколько большую роль играют электромагнитные достоинства трансформатора, особенно при отношении сопротивлений r_e и r_n порядка единиц.

(Продолжение следует).

Расчет обмотки переменного тока в машинных генераторах средней и высокой частоты.

Проф. инж. Н. М. Обухов.

Обмотка переменного тока и магнитная цепь в машинных генераторах средней частоты, обслуживающих искровые радиопередатчики затухающих колебаний, так же как и в генераторах высокой частоты незатухающих колебаний, кроме обычного требования дать необходимую величину эдс E и пропустить ток заданной силы, должны удовлетворять еще и условию резонанса при определенной частоте, т.е. эти генераторы должны обладать заданной величиной индуктивного сопротивления $L\omega$ при частоте резонанса f . L имеет обычное значение коэфф. самоиндукции, а $\omega = 2\pi f$.

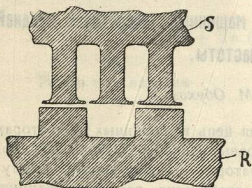
Что касается значения коэфф. самоиндукции L генератора, то в основу расчетов резонанса должно быть положено значение его в момент максимума тока (амплитуды тока), т.е. в виду совпадения фаз эдс и тока, в момент амплитуды эдс генератора; это положение доказуемо теоретически и, кроме того, подтверждается опытом.

Вообще говоря, коэфф. самоиндукции генератора меняется в зависимости от взаимного расположения группы проводов в канавках статора и полюсов ротора.

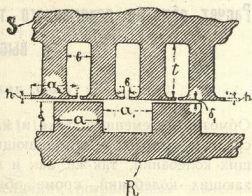
В тот момент, когда радиальная ось симметрии полюса (его центральная линия) совпадает с радиальной осью симметрии канавки (ее центральной линией) наступает амплитудное значение эдс и ток при резонансе находится в максимуме, и, следовательно, именно значение коэфф. самоиндукции L генератора при таком взаимном расположении проводов обмотки и полюсов должно входить в расчет резонанса. Для индукторного генератора это положение изображено на черт. 2, где R обозначает ротор, S относится к статору; в этот момент L имеет максимальное значение. Черт. 1 указывает взаимное положение ротора и статора индукторного генератора в момент нулевого значения эдс и тока (резонанс), когда коэфф. самоиндукции L генератора имеет наименьшее значение. При переходе из одного положения в другое коэфф. самоиндукции L переходит от максимума к минимуму и обратно по закону, близко подходящему к закону прямой. В расчет резонанса следует вводить в индукторных генераторах, согласно предыдущему, значение L , соответствующее положению ротора и статора на черт. 2.

Поэтому обычный расчет обмотки генератора должен быть заменен другим, в котором это дополнительное требование принято во внимание.

Мы изложим этот прием отдельно для гетерополярных машин и для гомополярных (индукторных).



Черт. 1.



Черт. 2.

Если

β — численный коэффициент, зависящий от формы поля полюсов возбуждения и распределения обмотки в этом поле в момент максимума эдс E^1 ,

B_{max} — максимальное значение магнитной индукции поля возбуждения,

u — линейная относительная скорость в см статора и ротора,

z — число проводов обмотки переменного тока в одной канавке или число витков в одной катушке,

L — число катушек этой обмотки последовательно соединенных,

¹⁾ См. напр. *Pichelmayer, Dynamobau*, изд. 1908, стр. 73—74.

l — осевая длина в см железа тела статора или ротора¹⁾,
 ζ — величина потока магнитной индукции, соответствующего 1 см осевой длины железа тела статора или ротора при 1 ампер-витке в канавке обмотки переменного тока²⁾ и охватывающего соответствующую часть канавки,
 то в случае гетерополярных машин, как известно,

$$E_{ff} = \beta B_{max} 2zSl 10^{-8}, \quad (1)$$

$$L\omega = \zeta \omega z^2 Sl 10^{-8}. \quad (2)$$

Из уравнений (1) и (2) мы находим, определяя из каждого в отдельности lz и затем приравнявая друг другу полученные выражения, следующую группу соотношений:

Для гетерополярных машин.

$$\left\{ \begin{array}{l} z = \beta \frac{L 2 u B_{max}}{\zeta E_{eff}} \\ Sl = \frac{L}{\zeta} \frac{1}{z^2} 10^8 \end{array} \right. \quad (3)$$

$$lS = \frac{E_{eff}^2 \zeta \omega}{4\beta^2 L\omega u^2 B_{max}^2} 10^8 \quad (4)$$

$$l = \frac{1}{S} \frac{E_{eff}^2 \zeta \omega}{4\beta^2 L\omega u^2 B_{max}^2} 10^8. \quad (5)$$

Таким образом по этим формулам (3) (4), исходя из вычисленных ранее или заданных E_{eff} , B_{max} , u , L и ζ , определяется число проводов в канавке и lS , произведение осевой длины l железа якоря на число катушек S . Если число последних задано или определено из других соображений, то формула (5) дает нам длину l .

В машинах индукторных (гомополярных) обе стороны одной и той же катушки находятся под действием полей одинаковой полярности, но разной интенсивности. Поэтому их эдс в канавках, вместо того, чтобы арифметически складываться друг с другом вдоль проводов

¹⁾ В индуктивных генераторах с дисковыми статорами и роторами типа Александерсона l обозначает радиальную высоту железа в статоре; вместо же радиальной оси симметрии канавок и полюсов в машинах с цилиндрическими роторами, в дальнейшем употребляется выражение „центральная линия“ в применении к дисковым генераторам.

²⁾ В виду того, что при определении эдс генератора, мы исходим из поля возбуждения, а не результирующего поля, коэфф. ζ заключает в себе и ту часть потока, которая замыкается через полюсы, и эта часть тока в положении, указанном на черт. 2, будет главной составной частью ζ .

обмотки, вычитаются одна из другой. Если обозначить через B_{max} значение магнитной индукции в воздушном промежутке против середины полюса (зубца) ротора, а через B_{min} магнитную индукцию против середины впадины (канавки) между роторными зубцами, выражение E_{eff} для индукторного генератора примет вид

$$E_{eff} = \beta (B_{max} - B_{min}) z l S u 10^{-8}. \quad (6)$$

Второе уравнение сохранит прежний вид:

$$L \omega = z \omega z^2 l S 10^{-8}. \quad (7)$$

Тогда из (6) и (7) имеем:

$$\left. \begin{array}{l} \text{Для гомополярных} \\ \text{(индукторных)} \\ \text{машин.} \end{array} \right\} \begin{array}{l} z = \beta \frac{L \omega (B_{max} - B_{min}) u}{z \omega E_{eff}} \\ Sl = \frac{L \omega}{z \omega} \frac{1}{z^2} 10^8 \\ Sl = \frac{z \omega}{L \omega} \frac{E_{eff}^2}{\beta^2 u^2 (B_{max} - B_{min})^2} 10^8 \end{array} \quad \begin{array}{l} (8) \\ \\ (9) \end{array}$$

Гомополярный индукторный генератор эквивалентен гетерополярному, если в последнем максимальная магнитная индукция B'_{max} , независимо от ее знака, равна $\frac{(B_{max} - B_{min})}{2}$ индукторного. Поэтому, если в выражениях (3), (4) и (5) заменить B_{max} через $\frac{(B_{max} - B_{min})}{2}$, мы получим соответствующие формулы для гомополярного генератора. Выполнение указанной подстановки приводит нас к тем же формулам (8) и (9), которые были уже найдены для индукторных машин.

Отношение $\frac{E}{E_{eff}}$ амплитуды эдс индукторного генератора к эффективному ее значению заключается между 1,27 и 1,41 т.е.

$$\left. \begin{array}{l} \frac{E}{E_{eff}} = \text{от } 1,27 \text{ до } 1,41; \\ \text{в среднем-же} \\ \frac{E}{E_{eff}} = 1,34. \end{array} \right\} \quad (10)$$

Нас интересует, конечно, амплитуда основной синусоиды эдс.

Если предположить, что в одном крайнем случае диаграмма эдс представлена прямоугольником, а в другом синусоидой, то отношение амплитуды основной синусоиды к общему эффективному значению эдс, со всеми ее гармониками, измеряемому тепловым безиндукционным вольтметром, будет заключаться между $\frac{4}{\pi} = 1,27$ и 1, 41. Действительная кривая эдс индукторного генератора вследствие боковых линий магнитной индукции будет промежуточной формы; поэтому указанное среднее отношение $\frac{E}{E_{eff}} = 1,34$ оказывается наиболее подходящим для практических расчетов.

Обращаем внимание на то, что коэфф. $\beta = \beta_1 \beta_2$, где β_1 представляет отношение эфф. величины эдс к амплитуде основной синусоиды т.е. $E_{eff} = \beta_1 E$, а β_2 — отношение этой последней к тому значению эдс, какое было-бы, если бы в момент указанной амплитуды все проводники были сосредоточены, одна половина их в месте B_{max} , а другая в месте B_{min} . Так как в индукторных машинах на одну канавку статора приходятся поочередно полюс и междуполюсная впадина ротора, и они шире, чем канавки статора, то можно принять: $\beta_2 = 1$, а $\beta_1 =$ от 0,71 до 0,785 (от $\frac{1}{1,41}$ до $\frac{\pi}{4}$) и $\beta = \beta_1$.

Так как мы только что нашли $\frac{E}{E_{eff}} = 1,27—1,41$ в среднем 1,34, то отсюда следует, что

$$\frac{E_{eff}}{\beta} = \frac{E_{eff}}{\beta_1} = E,$$

и формулы (8) и (9) могут быть представлены еще в следующем виде:

$$z = \frac{L \omega}{\zeta \omega} \frac{(E_{max} - B_{min}) u}{E}, \quad (11)$$

$$Sl = \frac{\zeta \omega}{L \omega} \frac{E^2 10^2}{u^2 (B_{max} - B_{min})^2}. \quad (12)$$

Величина ζ определяется или посредством вычислений, излагаемых в теории расчета машин переменного тока, или опытным путем.

Испытывая несколько генераторов средней частоты, значительно отличающихся друг от друга по мощности, размерам и по частоте (по мощности от 200 ватт до 2 киловатт, по частоте от 500 до 1000 периодов в секунду), я нашел, что ζ имеет у них почти одно и то-же зна-

чение, а именно $\zeta = 13-15$, в среднем 14, при закрытых канавках статора, а при открытых $\zeta = 10$.

Что касается порядка и хода расчета, то наиболее целесообразным является следующий:

Задаются величиною z , числом проводов в канавке.

Если известен ток в проводах и его плотность, то легко найти площадь поперечного сечения проводов; последняя вместе с изоляцией и заданным z позволит найти площадь поперечного сечения канавки. Если прибавить к этому, что полюсный шаг находится по периферической скорости u и частоте f , то мы имеем все элементы для определения размеров и очертаний зубчатого венца в статоре и в роторе.

Размеры и очертания их дают возможность вычислить ζ и отношение $\frac{B_{max}}{B_{min}}$ и, следовательно, $B_{max}-B_{min}$ при заданном B_{max} .

Далее, из соответствующих уравнений, связывающих z с другими величинами, определяются эти последние так, чтобы левые части были равны правым. Ток в проводах находится по силе его в цепи генератора и числу параллельных ветвей в обмотке. Что касается плотности тока, допускаемой в машинных генераторах средней и высокой частоты, то во избежание повторения я отсылаю интересующегося читателя к моей статье: „О генераторе трансформаторе токов высокой частоты“ в № 22 ТИТбп, дек. 1923, стр. 461—2.

Далее, по периферической скорости и числу оборотов в 1 сек, мы находим диаметр ротора, что вместе с полюсным шагом и числом параллельных ветвей обмотки даст возможность найти S , число последовательно соединенных катушек, а затем из соответствующих уравнений найти величину l , осевую длину железа в генераторах с цилиндрическим ротором и радиальную длину железа в генераторах с дисковым ротором. Как видим, вместе с обмоткой находятся и основные размеры и элементы статора и ротора.

Харбин.

Русско-Китайский Политехнический
Институт.

Явления реострикции в свете законов электродинамики¹⁾.

Проф. Ломбарди.

(Сокращ. перев. Ильченко).

В электротехнической литературе—особенно американской—стали сообщать время от времени о явлениях деформации электрических цепей при прохождении сильных токов, причем объяснение явлений основными законами электродинамики не казалось ясным авторам этих сообщений.

К. Геринг, впервые заметивший эти явления и очень остроумно применивший их при конструировании новых моделей печей для энергичной циркуляции заложеного металла, в одной из последних работ²⁾ решительно отказывается от классических законов, призывая к их систематическому пересмотру.

Прежде всего он обсуждает известное положение, согласно которому токи одинаково направленные—притягиваются, а противоположно направленные отталкиваются. Доказывая, что пондеромоторные силы действуют не на токи, а на материал самих проводников, он говорит: 1) Если действие проявляется между токами, то они должны при прохождении по проводнику, концентрироваться в большем количестве вдоль оси. 2) Пучек катодных лучей по той же причине должен обнаруживать тенденцию к поперечному стягиванию, что не подтверждается опытом. Однако этот последний аргумент не убедителен, потому что катодный луч состоит из потока движущихся электронов, и электростатическое отталкивательное действие между ними компенсируется в большой степени электродинамическим притягиванием. Полная компенсация произойдет тогда, когда скорость электронов достигнет скорости света. С другой стороны внутри проводников средняя траектория электронов подвержена общему взаимодействию всех влияний от электрических зарядов и от масс вещества, и в зависимости от этих влияний плотность тока может казаться однородной или почти однородной, потому что противоположные воздействия (электростатические и динамические) приблизительно или точно уравновешиваются.

Мысль, аналогичная мыслям Геринга, относительно пондеромоторных явлений была уже высказана Максвеллом (§ 501), но он не вывел таких неправильных заключений, хотя этот великий физик и не обладал

1) *Revue générale de l'électricité*. Август 1924.

2) *Journal of the Institute of electrical Engineers*, Vol. XLIII. 1923. Ср. Титбл № 20, стр. 14, № 21 стр. 360 и 396. 1923.

всем тем, что дали последние опыты о сущности и поведении электронов. В интерпретации электродинамических явлений он вполне приближался к мыслям Фарадея, подчиняющим явления существованию деформирующейся среды, и отвергал этим действие на расстояние, к которому Геринг, кажется, хочет вернуться.

Задача об отталкивании и притяжении проводников с токами одинакового и противоположного направлений не может быть, впрочем, выяснена правильно, если не рассматривать целиком обе цепи и сумму всех элементарных действий, которые вполне управляются классическим законом Ампера. А это позволяет предвидеть во многих случаях и отталкивательную силу между частями проводников одного направления.

Хорошо известное выражение силы, которая действует между двумя элементами ds' и ds'' проводников с токами i' и i'' (расстояние между элементами равно r , угол наклона между ними ε , и соответственно углы ϑ' и ϑ'' с прямой, которая их соединяет) имеет вид

$$df = \frac{i' \cdot i'' \cdot ds' \cdot ds''}{r^2} [\cos \varepsilon - \frac{3}{2} \cos \vartheta' \cdot \cos \vartheta'']. \quad (1)$$

Эта формула показывает, что притяжение существует во всех случаях, пока первый член в скобках будет больше второго, и отталкивание — в противоположном случае. В частности между параллельными элементами (для которых $\cos \varepsilon = 1$) наибольшее притяжение будет, когда токи одинаково направлены, и элементы нормальны к линии соединения. Сила равна 0, когда они образуют с этой линией угол около 36° , т.е. когда $\cos^2 \vartheta = \frac{2}{3}$. Отталкивательная сила будет *maximum*, когда элементы совпадут (*alignés*) с линией соединения. В этом случае отталкивательная сила равна половине наибольшей силы притяжения начального случая, так как выражение в скобках равно

$$[\cos 0^\circ - \frac{3}{2} \cos^2 0^\circ] = -\frac{1}{2}. \quad (2)$$

Этих простых замечаний достаточно, что бы объяснить явление растяжения, замеченное некоторыми экспериментаторами в подвижных проводниках с током. Опыты, придуманные Герингом и описанные в J. A. I. E. E.¹⁾, находят в вышесказанном свое полное объяснение, устраняя необходимость прибегать к понятию о новых действиях, которым автор дал название „растягивающий эффект“ (*stretch effect*).

Теперь перейдем к поперечному сжатию (тоже впервые замеченному Герингом). Это явление тоже можно объяснить посредством основных законов, не придумывая нового действия, которому автор дает название „сжимающий эффект“ (*pinch effect*). Причина его заклю-

¹⁾ См. также ТиТоп № 21, стр. 360. 1923. Статья И. Горбачевского.

чается в стремлении индукционных линий укорачиваться в длину и отталкиваться в поперечном направлении. Такое представление электромагнитного поля, предложенное Фарадеем, было введено Максвеллом при анализе главных свойств поля в виде внутренних напряжений и давлений гидростатического типа (§ 642). Это представление позволило Кирхгофу неоспоримо формулировать теорию явлений магнитострикции, которая была подтверждена опытными проверками (M. M. Cantone, F. Piola, L. Fieri).

Геринг обманывается, желая видеть противоречия между экспериментальным фактом, обнаруживающим продольные действия, и представлением, выведенным из опытов Ампера и принятым Максвеллом (§ 507), согласно которому магнитные поля, производимые внешними цепями, могут действовать на проводник с током только в поперечном к ним направлении. Он замечает, что эта идея не исключает возможности появления продольного действия между отдельными элементами одной и той же цепи, или разных цепей, но лежащих вплотную, параллельно друг другу. Это действие стремится удлинить проводники, не сообщая им однако никакой передвигающей силы.

Такое название, как „угловой эффект“ (corner effect), приписываемое Герингом к частному явлению в печах „Аякс“, тоже совершенно излишне.

На основании вышеупомянутых аргументов, которые лишены большею частью основания, Геринг считает, что есть исключения из главного закона электродинамики, согласно которому цепь старается деформироваться в направлении, которое соответствует увеличению коэффициента самоиндукции. Такое возражение опровергается общим принципом механики, который говорит, что все деформирующиеся системы стремятся к состоянию, соответствующему минимуму потенциальной энергии. Электромагнитная энергия проводника, с коэффициентом L и током i равна $\frac{Li^2}{2}$, а вследствие этого, если i остается постоянным, то L должно бесспорно увеличиваться (стремиться к максимуму). Беря производную от этого выражения по изменяемой координате, можно получить простейшим способом величину электромагнитной силы, которую требует система для деформации в соответствующем направлении. Геринг однако впадает в противоречие с самим собой, когда предлагает в качестве основного закона следующее: „В электромагнитной системе, в которой поддерживается ток от постороннего источника, имеются стремления произвести такие и только такие действия, при которых появляется в какой-либо части цепи противо-эдс“.

Если дано выражение потенциальной энергии $\frac{Li^2}{2}$, где i остается постоянным, противо-эдс может произойти (в отсутствии внешнего поля) только от движений или деформаций, которые уменьшают потенц. энергию и, следовательно, увеличивают L . В опыте Ампера с пловучим

мостом, видоизмененном Герингом, таким образом¹⁾, что при передвижении моста уменьшается пространство, охватываемое цепью, коэффициенту самоиндукции цепи не обязательно уменьшаться, потому что наиболее интенсивная область поля непосредственно смежна проводнику, и потому что величина потока стремится возрасти соответственно удлинению проводника. При более внимательном исследовании можно было бы обнаружить, что направление движения моста может быть обращено, смотря по длине соединительных нитей ртути в желобах. Те же замечания, впрочем, пригодны для объяснения большей части других явлений, которыми Геринг иллюстрирует свою теорию, и которым он ищет оправдания в том факте, что наблюдаемые движения порождают в цепи противо-эдс.

Вычисления деформирующих сил производились Northrup'ом²⁾, но его вычисления очень неполны. Между тем вычисления эти не представляют затруднений, если воспользоваться вышеприведенными указаниями. Вообразим цилиндрический проводник из жидкости, способный деформироваться по всем направлениям, с радиусом R и длиной l . Его коэффициент самоиндукции равен

$$L = 2l \left(\log_e \frac{2l}{R} - \frac{3}{4} \right). \quad (3)$$

Этому отрезку цепи соответствует потенциальная энергия

$$- \frac{1}{2} Li^2 = - \frac{1}{2} l i^2 \left(\log_e \frac{2l}{R} - \frac{3}{4} \right), \quad (4)$$

которая представляет работу, запасенную в электромагнитно поляризованной среде. Отсюда продольная сила растяжения:

$$F' = - i^2 \frac{\partial}{\partial l} \left[l \left(\log_e \frac{2l}{R} - \frac{3}{4} \right) \right]$$

или

$$F' = - i^2 \left(\log_e \frac{2l}{R} + \frac{1}{4} \right). \quad (5)$$

Продольная сила на кавадратную единицу сечения

$$f' = \frac{F'}{\pi R^2} = - \frac{i^2}{\pi R^2} \left[\log_e 2l/R + \frac{1}{4} \right]. \quad (6)$$

1) См. Титбл № 21, стр. 367, черт. 5.

2) Phys. Rev., I, XXIV, стр. 474, 1907.

Общая сила сжатия проводника (в поперечном направлении), распространенная на всю поверхность, вычисляется точно так же и имеет величину

$$F'' = -i^2 \frac{\partial}{\partial R} [l(\log_e \frac{2l}{R} - \frac{3}{4})] = \frac{i^2 l}{R}, \quad (7)$$

и единичное давление на поверхности

$$f'' = \frac{F''}{2\pi R l} = \frac{i^2}{2\pi R^2}. \quad (8)$$

Это давление прямо пропорционально плотности тока и его силе.

Внутри проводника интенсивность потенциального поля изменяется пропорционально расстоянию x от оси, и если плотность тока одинакова, то давление может быть вычислено посредством формулы Максвелла (§ 642). В изотропной среде с проницаемостью равной 1, в которой индукция и магнитное поле имеют одну и ту же величину и направление—натяжение вдоль силовых линий и давление во все другие стороны имеет одну и ту же величину

$$P_r = \frac{1}{8\pi} H_r^2 = \frac{i^2 r^2}{2\pi R^4}, \text{ где } H_r = \frac{2ir}{R^2}; \quad (9)$$

а это выражение в пределе $r = R$ равняется выше вычисленному радиальному сжатию (8). Если цепь состоит из жидкого вещества, то во всем пространстве им занимаемом прибавляется к гидростатическому давлению Максвелла, равномерно распределяющемуся по всем направлениям, еще и пондеромоторная сила, возникающая между цилиндрическими коаксиальными слоями, которая вычисляется по той же формуле Максвелла в зависимости от плотности тока и интенсивности тангенциального поля, отнесенной к единице объема среды проводника.

Northrup занимался исключительно этой силой, величину которой он представлял, как общее действие поля на ниточку тока. Остальные силы он не принимал во внимание. Согласно его вычислений сила на расстоянии r от оси равна радиальному давлению

$$G_r = \frac{i^2}{\pi R^4} (R^2 - r^2). \quad (10)$$

Это давление исчезает на периферии, а на оси получает наибольшую величину

$$G_0 = \frac{i^2}{\pi R^2}, \quad (11)$$

равную двойному периферическому гидростатическому давлению (8). Сумма обоих действий (9) и (10) на расстоянии r от оси равна

$$G_r = P_r + G_r = \frac{i^2}{\pi R^4} (R^2 - r^2/2). \quad (12)$$

Она имеет минимальное значение на периферии $\frac{i^2}{2\pi R^2}$ и максимальное значение, в два раза большее периферического, на оси $i^2/\pi R^2$, вычисленное Northrup'ом (11) и принятое Герингом. В продольном направлении гидростатическое давление, согласно теории Максвелла, не сопровождается никакой пондеромоторной силой, потому что он пренебрег электро-динамическими силами, возникающими между элементами, находящимися на одной прямой, хотя существование этих сил ясно вытекает из формулы Ампера. Этим силам можно приписать первый член выражения f' (6), потому что второй член совпадает со средней величиной давления, вычисленной по формуле Максвелла

$$P_m = \frac{i^2}{\pi R^6} \int_0^R r^3 dr = \frac{i^2}{4\pi R^2}. \quad (13)$$

Общий множитель всех этих сил $\frac{i^2}{\pi R^2}$ есть ни что иное, как произведение тока на его плотность.

В опытах плотность тока ограничивается количеством тепла, которое сопровождает прохождение тока (эффект Джоуля), и, при заданной плотности, силы могут увеличиваться только при увеличении интенсивности тока и общего сечения проводника. Этим объясняется, почему эти явления особенно выделяются в электрических печах, где очень интенсивные токи идут по жидкому проводнику значительного сечения. При силе тока в 100 ампер на 1 см^2 (что соответствует плотности в 10 электромагнитных единиц) при общей силе тока в 1000—10000 ампер

этот общий множитель ($\frac{i^2}{\pi R^2}$) внутреннего давления едва достигает 1000—10000 дин, или около 1—10 грамм веса на 1 см^2 , т.е. давление равно 1/1000—1/100 атмосферы — причина, по которой опытные проверки лабораторными приборами не представляют значительных трудностей.

Желая сделать косвенную проверку вышеприведенного способа вычислений, применим его к цилиндрическому соленоиду малого диаметра и значительной длины, который имеет — пренебрегая действием концов — коэффициент самоиндукции (в эл.-магн. единицах)

$$L = \frac{4\pi N^2 S}{l},$$

где l —длина, S —сечение, N —число витков.

Общее усилие, стягивающее соленоид вдоль оси, когда по нему проходит ток i , равно

$$F' = -\frac{i^2}{2} \frac{\partial L}{\partial l} = \frac{2\pi N^2 S}{l^2} i^2.$$

Это очевидно соответствует силе притяжения, появляющейся между смежными листками, эквивалентными каждому витку мощностью i и интенсивностью намагничивания $I = \frac{Ni}{l}$. А это дает

$$2\pi I^2 S = \frac{2\pi N^2 Si^2}{l^2} = F'.$$

Это же усилие, отнесенное к единице площади, оказывается равным еще давлению Максвелла

$$f' = \frac{H^2}{8\pi} = \frac{2\pi N^2}{l^2} i^2.$$

Общая давящая сила, которая стремится расширить соленоид в радиальном направлении, может быть вычислена, если мы возьмем производную потенциальной энергии по радиусу. Тогда получим припоминая, что $S = \pi R^2$,

$$F'' = -\frac{i^2}{2} \frac{\partial L}{\partial R} = \frac{4\pi N^2 R}{l} i^2.$$

Радиальное давление оказывается равным давлению Максвелла

$$f'' = \frac{F''}{2\pi R l} = \frac{2\pi N^2}{l^2} i^2.$$

Стремление соленоида укоротиться сходно с аналогичным стремлением магнита сократиться в направлении поляризации, откуда и ведет свое происхождение явление *магнитострикции*. Нам кажется, что аналогично с этим можно было бы заменить все более или менее натянутые термины, введенные нашими американскими коллегами, одним словом, *реострикция*—предложенным проф. Корбино.

Все эти мнимо новые явления на самом деле являются ни чем иным, как различными проявлениями одного единственного элементарного действия, предвиденного Фарадеем, и которое можно проанализировать посредством формул Ампера и Неймана.

Классическая электродинамика побеждает еще лишний раз возражения, поднятые против нее, и ее основные законы служат фундаментом для всего здания современной электротехники.

Опыты с магнитопроводом из порошкообразного железа, помещенным в поле радиочастоты.

Инж. С. Я. Турлыгин. Д. ч. РОРИ.

Цель работы.—Изготовление железных тонких листов для сборки магнитопроводов, листов, тонких настолько, чтобы потери энергии в них от токов Фуко не были чрезмерны, является операцией весьма хлопотливой, трудной и дорогой. Поэтому при всякой попытке заменить тонкокатанные листы каким-либо ферромагнитным веществом можно рассчитывать на успех, если при сравнительной простоте и дешевизне изготовления сердечников удастся получить в них достаточную магнитную проницаемость и сравнительно малые потери энергии.

Одна из таких попыток заключалась в изготовлении сердечников из порошкообразного железа, давшая в общем удовлетворительные результаты.

Изготовление сердечников.—Первые опыты с такими сердечниками были произведены в 1920 г., когда стержень из порошка железа, восстановленного в струе водорода, смешанного с раствором шеллака в спирту и отпрессованного в виде цилиндров, диаметром в 7 мм и длиной в 30 мм, после просушки в течение нескольких дней, был введен в соленоид, с внутренним диаметром в 12—13 мм из 18 витков, по которым протекал ток в 22 ампера. Частота тока была около 60.000 пер/сек ($\lambda = 5000$ мт). Хотя стерженек, подведенный снизу, и не был всосан в соленоид, но все же обнаружил заметную потерю веса, оставаясь в то же время холодным, тогда как цилиндр из железной проволоки диаметром в 5 мм очень быстро накалился на конце до-бела.

Полное отсутствие в продаже порошкообразного железа принудило прекратить эти опыты. Замена порошка опилками не дала никаких результатов.

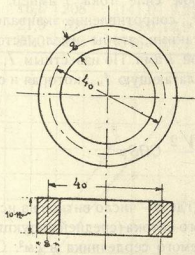
Опыты были начаты вновь после приобретения железа, восстановленного в водороде. Размеры прямоугольников, описанных около зерен железа измеренных под микроскопом с делениями, оказались следующими. Наиболее мелкие (пыль) не поддавались измерению ($< 0,001$ мм). Большинство зерен было размерами ($a \times b$, черт. 1) между $1 \times 1,5$ и $1,5 \times 2$; наиболее крупные зерна были размером 3×5 , достигая даже 5×10 . Все размеры в сотых долях миллиметра.



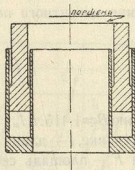
Черт. 1.

Из этого порошка железа, после отсеивания самых больших крупинок и смачивания его жидким шеллаком,

были отпрессованы кольца по размерам, указанным на черт. 2. Прессование производилось в медной форме в виде кольцеобразного желоба прямоугольного сечения, в который входил кольцевой поршень. Прежде, чем этот поршень сжал налитую в форму жидкую массу, она подвергалась сильному намагничиванию ($H = 33$). Благодаря повороту зерен вдоль по магнитным силовым линиям магнитное сопротивление



Черт. 2.

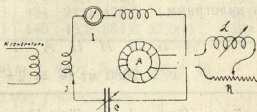


Черт. 3.

сердечника получается минимальным. Схематически прессующее устройство показано на черт. 3. Во время намагничивания поршень был вынут.

Точно измерить давление пресса было затруднительно. Порядок давления был не меньше 100 атмосфер. Количество железного порошка, употребленного на каждый кольцевой сердечник, равнялось 50 граммам, что при указанных размерах сердечника дает плотность равную 5,0 (0,66 от плотности сплошного железа). После того, как масса под прессом достаточно слеживалась, форма осторожно разбиралась, и образец просушивался в теплом месте в течение 10—12 дней; затем на него накладывалась обмотка в 130 витков.

Метод испытания. — Испытание производилось по обычной схеме замещения (черт. 4). Ламповый генератор в 0,2 kW связывался с контуром 1, который мог приключаться то на испытуемый сердечник A , то на его эквивалент, состоящий из реостата R и переменной катушки самоиндукции L . Эта катушка была выполнена из толстой проволоки красной меди, причем сопротивлением ее пренебрегали. Сопротивление R состояло из никелиновых проволочек диаметром 0,1 мм и сопротивлением в 55 омов на метр. Их сопротивление принималось за постоянное, независимое



Черт. 4.

от частоты, и, чтобы не считаться с температурным коэффициентом, оно измерялось при постоянном токе той же силы, какая была при опыте с железным сердечником.

Измерялись во время опытов следующие величины: I — в ампер, R — в омах и L — в сант. Контур 1, приключенный к катушке испытуемого сердечника, при помощи конденсатора настраивался в резонанс с ламповым генератором при некоторой силе тока I ампер. После переключения контура 1 на эквивалент, сопротивление эквивалента R и коэф. самоиндукции L подбирались такими, чтобы имел место резонанс, и сила тока была прежней, равной I ампер. По известным I , R и L можно определить намагничивающую слагающую I_m , которая и создает напряжение магнитного поля, равное

$$H = \frac{0,4\pi N I_m \sqrt{2}}{l} \text{ CGS } \mu$$

и индукцию $B = 1,415 \cdot L I_m / 10 NF$ гауссов, где N — число витков на испытуемом сердечнике, l — длина пути магнитного потока (средней индукционной линии) и F — площадь сечения испытуемого сердечника в см². Однако в ф-лы H и B вводилось не I_m , а прямо I , найденное из опыта, так как отношение между этими двумя величинами, равное

$$\frac{2\pi fL}{\sqrt{R^2 + (2\pi fL)^2}},$$

близко к единице.

Результаты измерений и вычислений. — Результаты измерений и вычислений даны в следующих четырех таблицах и кривых черт. 5, 6, 7 и 8. В этих таблицах μ дает величину магнитной проницаемости испытуемого образца, равную отношению $\frac{B}{H}$; W_1 дает полную потерю энергии в ваттах в испытуемом образце, W_2 — потерю в ваттах, приходящуюся на 1 кгр вещества сердечника, и W_3 — потерю энергии на килограмм вещества в течение одного цикла перемагничивания, в эргах на килограмм.

Т А Б Л И Ц А I (см. кривые 1, черт. 5 и 6).

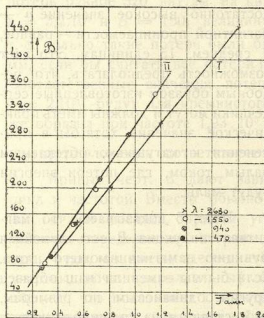
$$\lambda = 2680 \text{ мт } (\omega = 2\pi f = 7 \cdot 10^5, f = 1,12 \cdot 10^5).$$

I	R	L	B	H	μ	ωL	W_1	W_2	W_3	δ см
0,55	11,4	$196 \cdot 10^3$	146	10,1	14,5	137	3,44	68,8	0,6150	0,615
1,20	12,7	185	300	22	13,6	129	18,3	366	3,2600	0,650
1,80	26,2	185	450	33	13,6	129	85,0	1700	152000	0,650

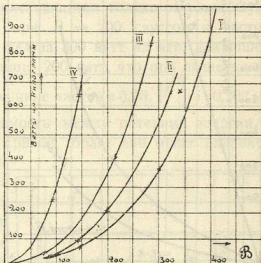
Т А Б Л И Ц А 2 (см. кривые II, черт. 5 и 6).

$$\lambda = 1550 \text{ мт } (\omega = 12,1 \cdot 10^5, f = 1,93 \cdot 10^5).$$

I	R	L	B	H	μ	ωL	W_1	W_2	W_3	δ см
0,3	13,0	208.10 ³	84,5	5,53	15,3	252	1,17	23,4	1180	0,580
0,5	16,8	208	141,0	9,21	15,3	252	4,2	84,0	7150	0,578
0,7	21,0	209	198,0	12,9	15,35	253	10,3	206,0	10700	0,576
1,15	25,0	223	346	21,2	16,3	282	33,1	662,0	32300	0,537



Черт. 5.



Черт. 6.

Т А Б Л И Ц А 3 (см. кривую II, черт. 5 и кр. III, черт. 6).

$$\lambda = 940 \text{ мт } (\omega = 20,0 \cdot 10^5, f = 3,2 \cdot 10^5).$$

I	R	L	B	H	μ	ωL	W_1	W_2	W_3	δ см
0,28	26,7	207.10 ³	78,5	5,15	15,2	415	2,1	42,0	1.310	0,586
0,725	40,0	217	214,0	13,3	16,1	434	21,0	420,0	1.300	0,554
0,950	47,9	220	282,0	17,5	16,1	440	43,2	864,0	27.000	0,549

Т А Б Л И Ц А 4 (см. кривую 2, черт. 5 и 4, черт. 6).

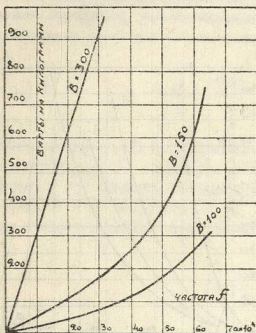
$$\lambda = 470 \text{ мт } (\omega = 40 \cdot 10^5, f = 6,4 \cdot 10^5).$$

I	R	L	B	H	μ	ωL	W_1	W_2	W_3	δ см
0,34	108,5	205.10 ³	94	6,25	15,1	820	12,5	250	3900	0,590
0,52	121,0	204	143	9,6	14,9	820	32,6	652	10200	0,592

Хотя и в последнем случае (Таблица 4) индукция достигла лишь 143 гауссов, тем не менее дальнейшее повышение тока произвести не было возможным вследствие чрезмерного нагревания сердечника.

По данным результатам, а также на основании кривых черт. 5 и 6 можно получить потери энергии, как функцию частоты, и разделить потери энергии на потери от гистерезиса и от токов Фуко. Соответствующие кривые даны на черт. 7 и 8.

Разбор полученных результатов. — Из полученных результатов



Черт. 7.

прежде всего надлежит отметить достаточно высокое значение μ — магнитной проницаемости — равное, в среднем, 15 единицам. Это дает возможность предполагать, что подобным образом изготовленные сердечники могут и должны иметь практическое значение, хотя бы в применении к катушкам, обтекаемым малым током, где потери энергии будут малы.

Черт. 5 показывает, что магнитная индукция B есть линейная функция намагничивающего тока. Если бы мы заменили наш образец другим одинаковым по размерам, но состоящим из сплошного железа и имеющим воздушный зазор, то при таких малых индукциях, какие

имели место в описанных опытах, можно считать, что все намагничивающие ампервитки пошли бы на образование магнитного поля в воздушном зазоре, так как при указанных индукциях и размерах сердечника на образование магнитного потока в железе уходит около одного ампервитка. Исходя из этих соображений, найдем, что величина воз-

душного зазора может быть вычислена по формуле $\delta = \frac{AW}{0,8 B}$ см, где

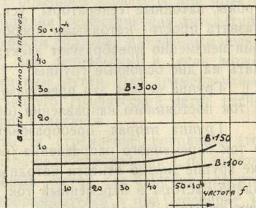
AW — намагничивающие ампервитки. (Значения δ , вычисленные по этой формуле, приведены в последнем столбце каждой таблицы). Наличие этого зазора, эквивалентного многочисленным мельчайшим зазорам, последовательно включенным, фактически существующим между зернами железа, и обуславливает линейную зависимость между B и I . Величина этого эквивалентного зазора все же должна при больших насыщениях несколько меняться благодаря неравномерной индукции в зернах и большому насыщению зерен в острых углах, что при их разогревании может привести к возникновению контакта между близлежащими зернами.

Расположение точек черт. 5 показывает, что при определенной силе тока величина максимальной индукции мало зависит от частоты: точки $\lambda = 1550, 940$ и 470 лежит почти на одной прямой.

Кривые черт. 6 и 7 дают величину потерь энергии в ваттах, приходящихся на один килограмм. Эти величины интересно сравнить с величинами, приведенными в статье Мак-Леклейа „Магнитное поведение железа в переменных полях радиочастоты“ (см. ТИТбп № 9, 1921, стр. 272), которые дают для $f = 3 \cdot 10^5$ и $B_{\max} = 150$ гауссов для кремнистого железа „Сталлой“ толщиной в $0,25$ мм значение потерь равное 320 ваттам на килограмм. Кривая чертежа 6 дает, при $f = 3,2 \cdot 10^5$ и $B = 150$, величину потерь $= 185$ ватт на килограмм, т.е. только такие потери были бы в листах толщиной в $0,25 \sqrt{0,58} = 0,19$ мм, если бы считать все потери происходящими только от токов Фуко. Соответственные значения потерь при $B = 200$ гауссов и частоте $f = 2 \cdot 10^5$ — будут для кремнистого железа 300 ватт на кгр, для нашего же образца при частоте $1,93 \cdot 10^5$ лишь 200 ватт, что при вышеуказанном предположении соответствует толщине листов в $0,25 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} = 0,202$ мм.

Кривые черт. 8 дают зависимость между потерями энергии на цикл и частотой. Вместо обычной кривой, более или менее наклоненной к оси абсцисс, причем угол наклона определяется потерями на токи Фуко, мы имеем здесь сначала участок, почти параллельный оси абсцисс, что показывает отсутствие заметных потерь на токи Фуко. Повидимому, зерна настолько тонки, что до частоты в $30-40 \times 10^4$ пер. в сек. с потерями, вызываемыми этими токами, считаться не приходится. Дальнейший ход кривой указывает на более сложную зависимость от частоты, чем обычная $-f^2$. Таким образом до $30-40 \times 10^4$ пер. в сек. (до $\lambda = 750$ мт) потери энергии вызываются только гистерезисом. Приходится признать, что эти потери, сравнительно с потерями в обычных сортах железа, очень велики. Так например при $B = 300$ гаусс наш образец дает $30 \cdot 10^{-4}$ джоулей на килограмм, тогда как для динамной стали потери на гистерезис при $B = 300$ гаусс лишь $1,55 \cdot 10^{-4}$ и для литого железа $13,5 \cdot 10^{-4}$ джоулей на килограмм. Такое высокое значение потерь объясняется тем, что в железе имеются примеси, в частности чрезвычайно большое количество водорода, от которого, можно избавиться лишь нагреванием железа в вакууме. Пригодность таких сердечников тогда еще больше увеличится.

Черт. 8.



Значение потерь объясняется тем, что в железе имеются примеси, в частности чрезвычайно большое количество водорода, от которого, можно избавиться лишь нагреванием железа в вакууме. Пригодность таких сердечников тогда еще больше увеличится.

Закключение. — Указанный способ изготовления сердечников из

порошкообразного железа, даже без очистки его от водорода, может во многих случаях дать вполне удовлетворительное решение задачи изготовления сердечников катушек, обтекаемых быстропеременными токами, благодаря простоте и дешевизне изготовления и сравнительно малым потерям в них энергии при достаточно высокой магнитной проницаемости.

ГЭЭИ, Радиоотдел.

Теория и расчет катодных преобразователей.

Р. В. Львович.

(Доложено IV Всероссийскому Съезду Физиков).

Катодные лампы, применяемые в радиотехнике, и начинающие приобретать все большее значение в других областях электротехники, под весьма разнообразными наименованиями, как то: диоды, триоды, кенотроны, катодные генераторы, усилители, катодные реле и др., можно назвать просто—катодными преобразователями, так как по роду работы они неизменно преобразуют электрическую энергию. Их можно разделить на две основные группы:

Группа первая это преобразователи тока переменного направления в ток постоянного направления (обыкновенно двухэлектродные).

Группа вторая—преобразователи тока постоянного направления в ток переменного направления (обыкновенно трехэлектродные). К этой же группе можно отнести катодные преобразователи переменного тока одной частоты в переменный ток другой частоты, применяемые в редких случаях. Преобразователи первой группы применяются для целей выпрямления под названиями выпрямителей, кенотронов, вентилях, детекторов.

Преобразователи второй группы характеризуются в радиотехнике генерацией высокой частоты и могут быть названы для краткости просто генераторами.

Генераторы, в свою очередь, подразделяются на генераторы с независимым возбуждением, с самовозбуждением и со смешанным возбуждением. Первые применяются в качестве собственно генераторов высокой частоты, а также в качестве усилителей и детекторов, в зависимости от того, используется ли основная амплитуда преобразованного тока переменного направления, или его постоянная составляющая. Типичной же схемой смешанного возбуждения являются, так называемые, аудионы.

Я считаю необходимым еще раз оговориться по поводу вышеприведенной классификации. В электротехнике генераторами обычно называют машины, преобразующие механическую энергию в электрическую. В радиотехнике же под катодным генератором подразумевают такое устройство, при котором один вид электрической энергии превращается в другой.

Посему, во избежание недоразумений, и для краткости, я буду сохранять то же наименование генератора для всякой схемы, включающей катодный преобразователь и предназначенной для получения незатухающих колебаний любой частоты, причем в качестве первичной энергии может применяться либо ток постоянного направления, либо переменный ток любой частоты.

В настоящей статье я разберу только вопрос о преобразователях второй группы и начну с генераторов с самовозбуждением.

В настоящее время уже существует обширная литература по катодным преобразователям как иностранная, так и русская. Но, к сожалению, специалистам, непосредственно работающим по применению катодных преобразователей, на практике, не всегда легко и возможно разбираться в массе подчас чисто теоретического материала. Для инженера, проектирующего установку, важно быстро и удобно определить основные элементы устройства; с другой стороны, ему необходимо быстро ориентироваться в явлениях обычного характера при практической работе схемы. В этом отношении существующая литература, несмотря на свое многообразие, не совсем подходит к указанным целям, имея характер, скорее, физический, чем технический и, если может повести к цели, то довольно извилистым путем. Для примера укажу на известный труд Möller'a, предлагающего графический метод расчетов, весьма громоздкий для инженеров-практиков.

Целью настоящей работы является стремление пополнить этот пробел в литературе русского инженера-радиоспециалиста и, по возможности, дать легко доступный и удобный метод для быстрой ориентировки при расчетах катодных преобразователей и при проверке их работы. Известно, что для большинства практических целей не нужна высокая степень точности, а главное значение имеют простота и быстрота решений. Предлагаемый метод не претендует на большую строгость выводов, но вместе с тем, при проверке его на существующей установке лампового передатчика в 3 kW колебательной энергии, он оказался значительно точнее по совпадению основных данных, чем многие методы расчетов, применяемые в механике и электротехнике.

Катодные генераторы с самовозбуждением.

Уравнение Лангмюра

$$i_c = A (V_g + DV_a)^{3/2}$$

для статической характеристики катодных преобразователей с тремя электродами для некоторых ламп довольно хорошо совпадает с действительной характеристикой почти до тока насыщения. Изображая результат действия пространственного заряда, с одной стороны, и анодного напряжения, с другой, характеристика хорошо откаченных ламп представляет собою плавную кривую с двумя выгибами и точкой перегиба. Такую форму кривые имеют при минимальных значениях тока сетки по отношению к анодному току, когда ток анода i_a можно считать равным току эмиссии i_e .

Для теоретического исследования катодного преобразователя, как генератора с самовозбуждением, уравнение Лангмюра совершенно не применимо, так как вовсе отрицает существование тока насыщения, который в процессе возникновения колебаний является одним из кардинальных пунктов. При исследовании генераторов с независимым возбуждением теоретическая кривая Лангмюра также не может принести никакой пользы, потому что при колебаниях с малой амплитудой очень часто можно считать характеристику прямолинейной, а для более мощных амплитуд необходимо учесть верхний выгиб характеристики, который в кривой Лангмюра отсутствует.

Поэтому было бы желательным подыскать эмпирически такое уравнение, которое, хотя бы приблизительно, изображало действительную характеристику и дало бы возможность аналитического исследования процессов, происходящих в преобразователях, сравнительно несложным путем. При рассмотрении характеристик хорошо откаченных ламп с небольшим током в сетке можно заметить их большее сходство с кубической параболой, представляемой уравнением вида¹⁾

$$i_a = K_1 V_g + K_2 V_g^2 + K_3 V_g^3,$$

действительным для $i_0 \geq 0$ и для $i_a \leq i_s$ (i_s — ток насыщения). В дальнейшем будем, пока, предполагать, что ток в цепи сетки отсутствует и, следовательно, ток эмиссии i_e можно заменить током анода i_a , причем всегда будем иметь в виду хорошо откаченные лампы. Статическая характеристика, изображающая анодный ток i_a , как функцию напряжения на аноде V_a и напряжения на сетке V_g , $i_a = f(V_g, V_a)$ может быть представлена эмпирически кривой, уравнение которой

$$i_a = \frac{2}{3} S_0 DE_0 + S_0 (V_g - V_0) - \frac{S_0 (V_g - V_0)^3}{3 (DE_0)^2} \quad (1)$$

действительно для $i_a \geq 0$ и $i_a \leq i_s$, S_0 — угловой коэффициент касатель-

¹⁾ Изображение характеристик кубической параболой встречается у Möller'a („Die Elektronenröhren“), однако, метод этот большего развития у него не получил.

ной в точке перегиба, D — „прохват“ (Durchgriff), E_0 — величина, зависящая от тока насыщения, V_0 — параметр, V_g — напряжение на сетке. Величина D отнесена к той же точке, что и S_0 ; i_s — ток насыщения. Легко видеть, что уравнение (1) изображает семейство параллельных кривых, т.е. отстоящих друг от друга по абсциссам на равных расстояниях, имеющих две общие параллельные касательные (одна из них — ось абсцисс, другая — на высоте тока насыщения), и все точки перегиба коих лежат на одной из осей симметрии, параллельной оси абсцисс. Параметр V_0 зависит исключительно от анодного напряжения (при данном накале) и представляет собою абсциссу точки перегиба кривой, соответствующей некоему анодному напряжению V_a (черт. 1, стр. 75). Особое положение занимает одна кривая семейства, изображенного уравнением (1), для которой $V_0 = 0$. Для этой кривой вертикальной осью симметрии и является ось ординат, на которой лежит точка перегиба этой кривой. При напряжении сетки $V_g = 0$ в этом случае анодный ток i_a равен половине тока насыщения $i_d = \frac{i_s}{2}$.

Подставляя в уравн. (1) $V_g = V_0 = 0$, найдем

$$i_a = i_d = \frac{2}{3} S_0 D E_0, \quad (2)$$

откуда найдем постоянную $E_0 = \frac{3}{2} \frac{i_d}{S_0 D}$.

Обозначим $\frac{1}{S_0 D} = R_0$ (величина, обычно называемая внутренним сопротивлением лампы). Тогда

$$E_0 = \frac{3}{2} i_d R_0 = \frac{3}{4} i_s R_0.$$

Величина E_0 имеет физический смысл. Это напряжение на аноде лампы, которое необходимо применить, чтобы получить характеристику, симметричную относительно оси ординат, для краткости именуемую в дальнейшем осевой характеристикой. В самом деле, чтобы уравн. (1) изображало параллельное перемещение статической характеристики справа налево с увеличением анодного напряжения, положим $V_0 = D (E_0 - V_a)$. Отсюда, при $V_0 = 0$, $V_a = E_0$ ¹⁾.

Вернемся к уравнению (1). Разделим обе части его на величину $\frac{2}{3} S_0 D E_0$, равную половине тока насыщения i_d , и, положив $\frac{V_g}{D E_0} = x$, $\frac{V_0}{D E_0} = x_0$,

¹⁾ Мы предполагаем пока, что никакого дополнительного напряжения на сетку не дается.

получим уравнение статической характеристики в отвлеченных числах:

$$\frac{i_a}{i_d} = Z = 1 + \frac{3}{2} (x - x_0) - \frac{1}{2} (x - x_0)^3 \quad (3)$$

где Z ордината, x абсцисса, x_0 параметр, зависящий от места, занимаемого рассматриваемой кривой в семействе параллельных характеристик. В том случае, если дополнительного напряжения на сетку не дается, x_0 зависит только от напряжения анода при данном токе насыщения.

На черт. 2 представлена схема обычного типа, так наз. индуктивная, генератора незатухающих колебаний с самовозбуждением. На ней E — постоянное напряжение источника тока, V_{g0} — дополнительное отрицательное напряжение на сетку, V_a — напряжение мгновенное между анодом и нитью, V_c — напряжение мгновенное на самоиндукции L , M — коэффициент взаимоиנדукции между контурной самоиндукцией и самоиндукцией цепи сетки, r — омическое сопротивление (сопротивление потерь) контура, I — максимальная амплитуда тока контура, ω — циклическая частота колебаний контура, равная прил. $\frac{1}{\sqrt{CL}}$.

Пренебрегая током сетки по сравнению с током анода, а также омическим сопротивлением по отношению к индуктивному, мы можем написать следующие соотношения:

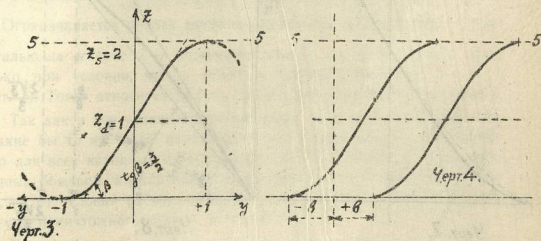
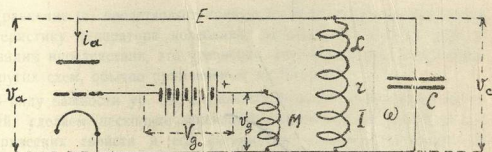
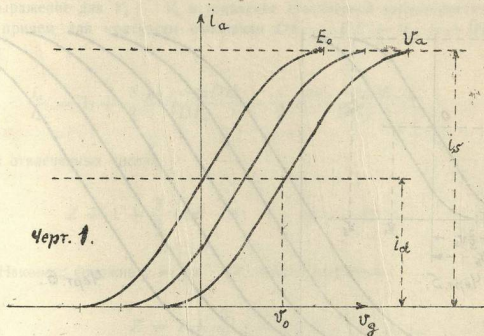
$$V_a = E - V_c; V_g = M\omega I \cos \omega t; V_c = L\omega I \cos \omega t; \frac{V_c}{V_g} = \frac{L}{M}.$$

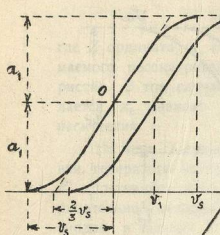
(Высшие гармонические в колебательном контуре при этом пренебрегаются). Напишем теперь уравнение (3) статической характеристики в виде

$$\frac{i_a}{i_d} = 1 + \frac{3}{2} \frac{V_g - V_0}{DE_0} - \frac{1}{2} \left(\frac{V_g - V_0}{DE_0} \right)^3 \quad (3a)$$

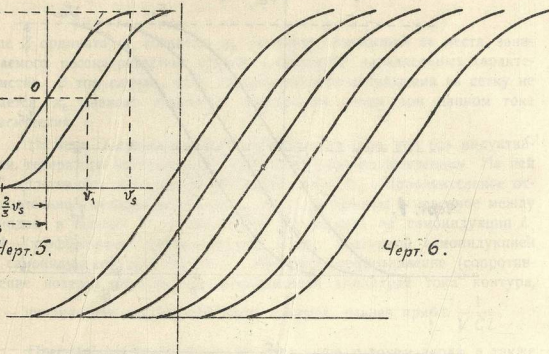
и будем искать параметр V_0 .

Если дополнительное отрицательное напряжение на сетке отсутствует, то для параллельности кривых семейства характеристик необходимо, чтобы $V_0 = D(E_0 - V_a)$; V_0 есть абсцисса точки перегиба какой либо кривой семейства и $V_0 = 0$ при $E_0 = V_a$ определяет осевую характеристику. Чтобы V_0 служило абсциссой точки перегиба при дополнительном отрицательном напряжении на сетке, следует положить $V_0 = D(E_0 - V_a) + V_{g0}$; тогда $V_g - V_0 = V_g - DV_c - DE_0 + DE - V_{g0}$,

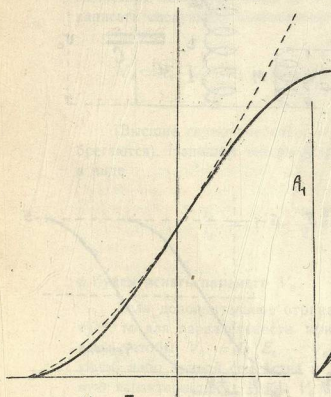




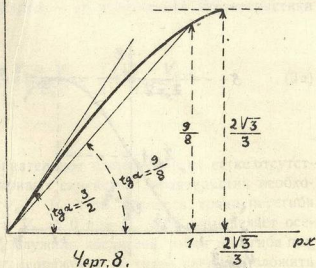
Черт. 5.



Черт. 6.



Черт. 7.



Черт. 8.

так как $V_a = E - V_c$. Заметив, что $V_c \frac{L}{M} V_g$ и обозначив $1 - \frac{DL}{M}$ числом p , напишем $V_g - V_0 = p V_g - (DE_0 - DE + V_{g0})$. Подставим это выражение для $V_g - V_0$ в уравнение статической характеристики (3а), причем для краткости обозначим $DE_0 - DE + V_{g0} = h DE_0$. Тогда

$$\frac{i_a}{i_d} = 1 + \frac{3}{2} \frac{pV_g - hDE_0}{DE_0} - \frac{1}{2} \left(\frac{pV_g - hDE_0}{DE_0} \right)^3,$$

или в отвлеченных числах

$$Z = 1 + \frac{3}{2} (px - h) - \frac{1}{2} (px - h)^3. \quad (4)$$

Наконец, положив $y = px - h$, найдем выражение

$$Z = 1 + \frac{3}{2} y - \frac{1}{2} y^3. \quad (5)$$

Уравнение (5) представляет кривую, изображающую динамическую характеристику генератора колебаний, работающего в схеме черт. 2. Как увидим впоследствии, это уравнение действительно и для некоторых других схем, обычно применяемых на практике.

В виду важности ур. (5), служащего основой дальнейших исследований, сделаем несколько замечаний, касающихся его значения, его геометрических свойств и его физического смысла. Уравнение (5) изображает кубическую параболу, симметричную относительно оси Z (черт. 3) и относительно прямой, находящейся на высоте $Z_p = 1$. Координаты точки перегиба $y = 0$, $Z = 1$. Касательная в точке перегиба наклонена к оси абсцисс под углом, тангенс которого равен $\frac{3}{2}$. Ограничивается кривая двумя касательными—осью абсцисс и горизонталью на высоте Z_p . Физический смысл эта кривая может иметь только при условии, что y лежит в пределах между $+1$ и -1 (черт. 3). Тогда относительный ток насыщения выразится величиной 2.

Так как в это уравнение входят лишь численные коэффициенты, и какие бы то ни было параметры в нем отсутствуют, то оно применимо для всех катодных преобразователей—генераторов с тремя электродами обычной конструкции, независимо ни от их физических данных, ни от условий работы, лишь бы соблюдалось требование хорошего вакуума и ничтожного тока в цепи сетки.

Такая общность свойств и полная определенность кривой дает

способ весьма простых графических построений и возможность аналитических исследований, хотя и не отличающихся строгой точностью, но зато дающих результаты вполне удовлетворительные для практики. Раз навсегда изготовленный шаблон может даже избавить от труда перечерчивать одну и ту же кривую каждый раз при графических расчетах.

Величина u , абсцисса нашей кривой, содержит коэффициент $p = 1 - \frac{DE}{M}$ и параметр $h = 1 - \frac{E}{E_0} + \frac{V_{g0}}{DE_0}$; p зависит от „прохвата“ лампы и данных схемы; h меняется вместе с рабочим напряжением и с дополнительным напряжением на сетке, а также с током насыщения лампы, который зависит лишь от накала. Для удобства подставим

$$a = + \frac{E}{E_0}; X_{g0} = \frac{V_{g0}}{DE_0}$$

и положим $h - 1 = b$; тогда $b = X_{g0} - a$. Величина b имеет геометрический смысл; это расстояние начала характеристики (т.е. точки касания кривой с осью абсцисс при $i_a = 0$) от оси ординат (черт. 4).

Еще раз следует упомянуть, что наша кривая может служить изображением характеристики лишь в пределах между точками касания внизу с осью абсцисс, а вверх с горизонталью 5—5. Уравнения (3) и (5) послужат фундаментом для всех дальнейших исследований.

Уравнение (3) может быть выведено безотносительно к каким либо параметрам лампы из уравнения общего вида для семейства параллельных кривых:

$$u = a_1 + b_1 (v - v_1) - c_1 (v - v_1)^3,$$

где: u, v —координаты; v_1 —параметр семейства кривых; a_1, b_1, c_1 —некоторые коэффициенты (черт. 5 стр. 76). Легко видеть, что $b_1 = \frac{3}{2} \frac{a_1}{v_s}$,

$c_1 = \frac{a_1}{2v_s^3}$; поэтому:

$$\frac{u}{a_1} = 1 + \frac{3}{2} \left(\frac{v}{v_s} - \frac{v_1}{v_s} \right) - \frac{1}{2} \left(\frac{v}{v_s} - \frac{v_1}{v_s} \right)^3.$$

Обозначив $\frac{u}{a_1} = Z, \frac{v}{v_s} = x, \frac{v_1}{v_s} = x_0$, получим уравнение (3) и, как следствие, уравнение (5) для динамической характеристики.

Выше указывалось, что E_0 — величина анодного напряжения для осевой характеристики, для которой $u = a + bv - cv$ при $v_1 = 0$. Введем некоторые определения. Назовем отношение $\frac{V_s}{E_0} = D$, проицаемостью сетки лампы или „прохватом“; $2a_1 = i_s$ током насыщения; $\frac{3}{2} \frac{E_0}{a_1} = R_0$ внутренним сопротивлением лампы; $b_1 = S_0$ под'емом характеристики. Тогда $\frac{i_s}{2} = i_d = \frac{2}{3} S_0 D E_0$; $S_0 D = \frac{1}{R_0}$, что согласуется с вышеизложенным. Мы ввели раньше величину

$$h = 1 - \frac{E}{E_0} + \frac{V_{g0}}{D E_0} = 1 - a + X_{g0}$$

и величину $b = h - 1$. Назовем b величиною сдвига характеристики и рассмотрим некоторые частные случаи. Напишем опять уравнение динамической характеристики (4)

$$Z = 1 + \frac{3}{2} (px - h) - \frac{1}{2} (px - h)^3,$$

которое обращается в уравнение статической характеристики при $p=1$:

$$Z = 1 + \frac{3}{2} (x - h) - \frac{1}{2} (x - h)^3.$$

1) При $h = 0$ имеем осевую координатную характеристику, условное начало движения характеристик. 2) При $h = 1$ кривая начинается в начале координат, так как для $x = 0$, и $z = 0$. 3) При $h = -1$ характеристика сдвинута влево и $Z_s = 2$ для $x = 0$ (относит. току насыщения.) 4) При $x = 0$ для всего семейства кривых найдем выражение, определяющее нулевой ток (относительный)

$$Z_0 = 1 - \frac{3}{2} h + \frac{1}{2} h^3.$$

Это ток, проходящий через лампу при наложении на анод напряжения источника и в отсутствии колебательной цепи. Если не дается дополнительного напряжения на сетку, то $h = 1 - a$, откуда

$$Z_0 = \frac{3}{2} a^2 (1 - \frac{1}{3} a),$$

или расшифровывая и принимая во внимание, что $\frac{3}{2} i_d R_0 = E_0$, получим

$$i_0 = \frac{1}{R_0} \frac{E^2}{E_0} \left(1 - \frac{1}{3} \frac{E_0}{E}\right).$$

При $E = E_0$ (для осевой характеристики) $i_0 = \frac{2}{3} \frac{E}{R_0}$.

Следует заметить, что теоретически при изменении тока насыщения (от изменения накала) для одной и той же лампы нулевой ток почти не меняется, что часто наблюдается и в действительности. В нашей же общей формуле i_0 явно уменьшается при увеличении E_0 , зависящего от тока насыщения. Однако, в обычных условиях работы генераторов изменение i_0 в зависимости от E_0 мало, как показывает горизонтальная асимптотическая ветвь гиперболы, представляемая нашим выражением для i_0 . Кроме того, ряд характеристик генераторных ламп крупных заводов показывают уменьшение (абсолютное) нулевого тока при увеличении тока насыщения (безотносительно к параметрам).

Оговорившись еще раз, что все наши выводы действительны, пока кривые рассматриваются в пределах точек касания их с двумя ограничивающими горизонталями, перейдем к разбору динамических явлений в преобразователе, работающем, как генератор с самовозбуждением. На черт. 6 изображено семейство кривых, представленное нашими уравнениями. Нельзя не заметить их большого сходства с характеристиками хорошо откаченных ламп. Правда, уравнение Лангмюра $i = A(V_g + DV_a)^{3/2}$ тоже хорошо совпадает с некоторыми действительными характеристиками, но лишь до некоторого предела, после чего начинается резкое расхождение.

Разложив это уравнение в ряд по V_g , полагая $A = 1$, $DV_a = 1$, $i_p = 1$, $V_g = X$, найдем

$$\begin{aligned} Z = \frac{i}{i_d} &= \frac{A}{i_d} (V_g + DV_a)^{3/2} = (X + 1)^{3/2} = \\ &= 1 + \frac{3}{2} X + \frac{3}{8} X^2 - \frac{1}{16} X^3 + \frac{3}{128} X^4 + \dots \end{aligned}$$

Пренебрегая членами выше X^3 , найдем выражение для тока эмиссии в виде

$$i = \frac{2}{3} S D V_a + S V_g + \frac{1}{4} \frac{S}{D V_a} V_g^2 - \frac{1}{24} \frac{S}{(D V_a)^2} V_g^3.$$

Кривая, представляемая этим уравнением, не имеет симметричной формы и осложняет дальнейшие аналитические выводы. Черт. 7 показывает отклонение нашей кубической параболы от кривой Лангмюра при общих точках, лежащих на координатных осях и при общей крутизне (под'еме) в совпадающих точках на оси ординат. Для некоторых ламп выведенное нами выражение для нулевого тока

$$i_0 = \frac{1}{R_0} \cdot \frac{E^2}{E_0} \left(1 - \frac{1}{3} \frac{E}{E_0}\right)$$

более соответствует действительной величине этого тока, чем значение, получаемое из уравнения Лангмюра.

Колебательный процесс.

В дальнейшем мы будем предполагать, что: 1) Прибор хорошо откачен и правильно сконструирован. 2) Вторичные явления (динатронный, кенотронный и т. п. эффекты) отсутствуют. 3) Температура нити постоянна и нормальна, точнее говоря, ток насыщения постоянен и нормален для данной лампы. Сначала будем отождествлять ток анода с током эмиссии, т. е. пренебрегать током в цепи сетки.

Обратимся к уравнению (5), изображающему относительную динамическую характеристику:

$$Z = 1 + \frac{3}{2} y - \frac{1}{2} y^3, \quad (5)$$

где $y = px - h$. Для схемы генератора по черт. 2, $p = 1 - \frac{DL}{M}$;

$h = 1 + X_{g0} - a$; $X_{g0} = \frac{V_{g0}}{DE_0}$; $a = \frac{E}{E_0}$. В свою очередь, введем $x = X \cos \omega t$

и для краткости положим $\omega t = \varphi$. Иначе говоря, мы предполагаем, что между сеткой и нитью действует разность потенциалов, изменяющаяся во времени по закону косинуса. Переписывая уравнение в другом виде, найдем

$$Z = 1 + \frac{3}{2} (pX \cos \varphi - h) - \frac{1}{2} (pX \cos \varphi - h)^3;$$

после преобразования получим:

$$Z = A_0 + A_1 \cos \varphi + A_2 \cos 2\varphi + A_3 \cos 3\varphi, \quad (6)$$

$$\text{где } A_0 = (1 - h)^2 \cdot \left(+\frac{1}{2}\right) + \frac{3}{4} h (pX)^2,$$

$$A_1 = \frac{3}{2} (1 - h^2) pX - \frac{3}{8} (pX)^3,$$

$$A_2 = \frac{3}{4} h (pX)^2,$$

$$A_3 = -\frac{1}{8} (pX)^3.$$

(7)

1-ый случай. Уравнение (6) действительно для амплитуд $pX \leq b$ и при $1 \geq h \geq 0$. В этом случае относительная основная амплитуда анодного тока будет просто A_1 , постоянная слагающая A_0 , и кроме того имеются два обертона с амплитудами A_2 и A_3 . Чтобы получить действительные значения токов, надо, согласно нашим определениям, полученные величины для токов помножить на значение половинного тока насыщения, а для напряжений — на величину DE_0 , так как эти обе величины приняты нами за единицу.

В дальнейшем мы будем называть основную максимальную амплитуду первой, первого обертона—второй и т. д. и обозначать их I_1, I_2, I_3 и т. д., а постоянную составляющую тока в цепи анода I_0 . Согласно этому $I_0 = A_0 i_d$; $I_1 = A_1 i_d$; $I_2 = A_2 i_d$; $pV_g = pX \cdot DE_0$ и т. д. Принимая во внимание ур. (7), легко найти значения главных составляющих анодного тока в зависимости от величины амплитуд сеточного напряжения при различных h между 0 и 1. Черт. 8 дает эту зависимость для первой амплитуды анодного тока кривою, называемой рабочей кривою и вычерченной для $h = 0$. Оба уравнения и кривые их представляющие действительны лишь для некоторых максимальных значений pX , которые получим, продифференцировав A_0 и A_1 по pX и приравняв результаты нулю. Так напр., имеем

$$\frac{dA_1}{d(pX)} = \frac{3}{2} (1 - h^2) - \frac{9}{8} (pX)^2 = 0,$$

откуда $(pX)_{\max} = 2 \sqrt{\frac{1-h^2}{3}}$ и для $h = 0$, $pX_{\max} = \frac{2}{3} \sqrt{3}$. При этом

$$A_1_{\max} = \frac{2}{3} \sqrt{3}.$$

Рабочая кривая наглядно изображает режим колебаний в зависимости от параметров преобразователя и, в частности, от связи цепей

анода и сетки. В самом деле, отношение $\frac{A_1}{pX}$ дает наклон секущей кривой, а точка пересечения определяется абсциссой $pX = 2\sqrt{1-h^2} - \frac{2}{3} \tan \alpha$.

Определим $\tan \alpha$ при помощи данных колебательного контура. Так как $\frac{A_1}{pX} = \frac{I_1}{i_d} \cdot \frac{DE_0}{pV_g}$, а $\frac{I_1}{V_g} = \frac{cr\omega l}{M\omega l} = \frac{cr}{M}$, то, принимая во внимание, что $p = 1 - \frac{DL}{M}$, получим: $\tan \alpha = \frac{3}{2} \frac{crR_0}{gM-L}$, где $g = \frac{1}{D}$.

Отсюда следует:

$$pX = 2\sqrt{1-h^2} - \frac{crL_0}{gM-L}.$$

В начале координат

$$\tan \alpha_0 = \frac{dA_1}{d(pX)} = \frac{3}{2} (1-h^2), \text{ и } \frac{crR_0}{gM-L} = 1-h^2$$

дает условие колебаний.

По мере того, как связь увеличивается (M растет), pX увеличивается, амплитуда тока увеличивается до обусловленного нами предела

$$A_{1\max} = 2\sqrt{\frac{1-h^2}{3}} (1-h^2); pX_{\max} = 2\sqrt{\frac{1-h^2}{3}} \text{ при } \frac{crR_0}{gM-L} = \frac{2}{3} (1-h^2).$$

В частном случае, если $h=0$, колебания начнутся при $\frac{crR_0}{gM-L} = 1$ и могут достигнуть предела нормального режима при $\frac{crR_0}{dM-L} = \frac{2}{3}$.

Для $pX = 1$, $A_1 = \frac{9}{8}$, $\frac{crR_0}{gM-L} = \frac{3}{4}$. Нормальным режимом можно считать поэтому условие контура $\frac{3}{4} < \frac{crR_0}{gM-L} < 1$.

При связи, превышающей минимум, необходимый для начала колебаний, малейший толчок вызывает устойчивые колебания с тем большей амплитудой, чем связь сильнее, так как точка пересечения хорды с рабочей кривой движется вверх. Поэтому каждое значение коэффициента связи M , выбранное так, чтобы выражение $\frac{crR_0}{gM-L}$ было больше 1, или соотв. $\frac{gM-L}{crR_0}$ меньше 1, определяет амплитуду колебаний сеточного напряжения и, вместе с тем, анодного тока. Выражение $\frac{cpR_0}{gM-L}$,

состоящее из параметров колебательной цепи и лампы является важным числом, характеризующим всю схему преобразователя с самовозбуждением

(Окончание следует).

Излучение коротких волн с длинных вертикальных антенн.

(Реферат).

В двух статьях, датированных 8 ноября 1923 года, проф. Гарвардского Университета (в Массачусетсе, С. А. С. Ш.) С. Баллантин пытается рассмотреть с теоретической стороны процесс излучения коротких волн с длинных вертикальных антенн. Ввиду того, что со времени окончания этой работы накопился уже значительный опыт в области передачи короткими волнами, и этот опыт, повидимому, согласуется с изложенной в них теорией, работы эти становятся в настоящее время особенно интересными.



Черт. 1.

Работа проф. Баллантина является продолжением работы проф. Пирса, рассматривавшего излучение длинных волн с коротких антенн. Автор предполагает под антенной совершенную землю и строит в ней электрическое изображение антенны (черт. 1). Ток в антенне предполагается синусоидальным, как во времени, так и по длине антенны. Он выражается соотношениями:

$$i_x = I \sin \frac{2\pi(l-x)}{\lambda} \sin \omega t = I_0 \left(\sin \frac{2\pi l}{\lambda} - 1 \right) \sin \frac{2\pi(l-x)}{\lambda} \sin \omega t, \quad (1)$$

где i_x ток в данной точке антенны на расстоянии x от ее основания, I —ток в основании антенны, I_0 —ток в пучности тока, l —длина антенны, λ —длина волны, ω —угловая скорость, t —время. Для краткости можно положить $\frac{2\pi l}{\lambda} = \frac{\pi \lambda_0}{2\lambda} = a$, где λ_0 —собственная волна антенны. Система координат предполагается сферическая с осью, расположенной вдоль антенны, и началом в ее основании; в ней r —радиус-вектор, φ —азимут, а θ полярное расстояние ($\theta = 90 - h$).

В основу исследования положено вычисление вектор-потенциала A , связанного с силами электрической E и магнитной H , следующими соотношениями

$$\left. \begin{aligned} E &= - \operatorname{grad} \phi - \frac{1}{c} \frac{\partial A}{\partial t}, \\ H &= \operatorname{curl} A, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где ϕ —скаляр-потенциал, причем однако на значительном расстоянии

от антенны можно считать, что составляющие этих сил E_Θ и H_φ равны между собой и равны $\text{curl}_\varphi A$. Вектор A вычисляется из соотношения

$$A = \iiint \frac{i(t \pm \frac{r}{c})}{cr} dv, \quad (3)$$

которое для вертикальной антенны превратится в

$$A = \frac{I}{c} \int_0^l \sin \frac{2\pi(l-x)}{\lambda} \sin \omega(t - \frac{r'}{c}) \frac{dx}{r'} + \Psi, \quad (4)$$

где Ψ обозначает интеграл по изображению антенны в земле; r' представляет расстояние от изучаемой точки пространства до точки x антенны; оно выражается через расстояние r с достаточным приближением формулой

$$r' = r - x \cos \Theta, \quad (5)$$

что дает возможность определить разность фаз в данной точке пространства от различных элементов антенны. Интеграл по изображению получится из интеграла по самой антенне изменением знака у $\cos \Theta$.

Таким образом автор получает следующий ряд замечательных формул:

$$A = -\frac{I\lambda}{\pi r c} \sin \omega(t - \frac{r}{c}) \frac{[\cos a - \cos(a \cos \Theta)]}{\sin \Theta}, \quad (6)$$

$$E_\Theta = H_\varphi = \sin \Theta \frac{\partial A}{\partial r} + \frac{\cos \Theta}{r} \frac{\partial A}{\partial \Theta} = \frac{2I}{cr} \cos \omega(t - \frac{r}{c}) \frac{\cos a - \cos(a \cos \Theta)}{\sin \Theta}, \quad (7)$$

$$G = \frac{c}{4\pi} [E \times H] = \frac{c}{4\pi} H_\varphi^2 \text{ или } dU = G ds = G \cdot 2\pi r^2 \sin \Theta d\Theta, \quad (8)$$

$$U = \frac{2I^2}{c} \cos^2 \omega(t - \frac{r}{c}) \int_0^{\pi/2} \frac{[\cos a - \cos(a \cos \Theta)]^2}{\sin \Theta} d\Theta, \quad (9)$$

где G вектор Пойнтинга, ds элемент поверхности волны, а U общая излучаемая энергия.

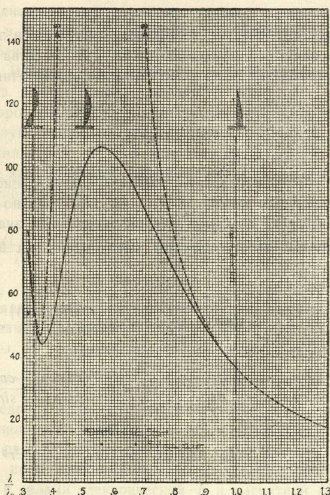
В первой статье автор преимущественно занимается вычислением и исследованием выражения (9); чрезвычайно изящно он выражает U

через интегральные синус $Si\ x$ и косинус $Ci\ x$, таблицы которых даны у Янке и Эмде (Funktionentafeln, стр. 19), и получает следующее выражение мощности U_i :

$$U_i = \frac{I^2}{c} [\cos^2 a (\log 2a + \gamma - Ci 2a) - \frac{1}{4} \cos 2a (\log 4a + \gamma - Ci 4a) - \frac{1}{2} \sin 2a (Si 2a - \frac{1}{2} Si 4a)]. \quad (10)$$

здесь γ обозначает постоянную Эйлера $= 0,5772$.

Это выражение, деленное на величину, пропорциональную квадрату силы тока, позволяет определить сопротивление излучения антенны,



Черт. 2.

как для основания антенны R_0 , так и для пучности тока R ,

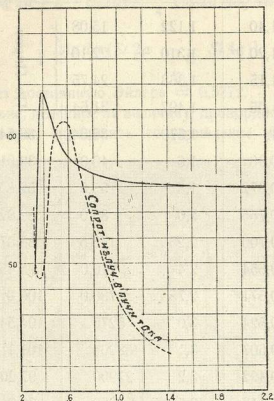
$$\left. \begin{aligned} R_0 &= \frac{U_i}{2 I^2 \sin^2 a} \text{ cgs эл.-ст.} = \frac{30 U_i}{2 I^2 \sin^2 a} \text{ омов} \\ R &= \frac{30 U_i}{2 I^2} \text{ омов.} \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Результаты вычислений выражаются следующей таблицей и двумя кривыми (черт. 2), где сплошная линия соответствует R , а пунктир R_0 .

λ/λ_0	a	R_0 в омах	R в омах
1,40	1,122	15,08	По Пирсу.
1,20	1,310	22,10	
1,15	1,368	24,75	
1,05	1,497	31,64	
1,	1,570	36,54	36,54
0,98	1,6	40,0	38,61
0,872	1,8	55,5	52,8
0,785	2,0	83,0	62,82
0,700	2,25	143,5	86,57
0,654	2,4	210,0	95,45
0,571	2,75	730,0	106,0
0,524	3,0	5270.	104,54
0,507	3,1	58200.	101,1
0,492	3,2	27900.	97,20
0,448	3,5	650.	80,0
0,418	3,75	191.	62,52
0,392	4,00	88,0	50,40
0,369	4,25	55,8	44,66
0,349	4,5	46,8	44,16
0,342	4,6	46,8	46,42
0,314	5,0	79,5	73,01

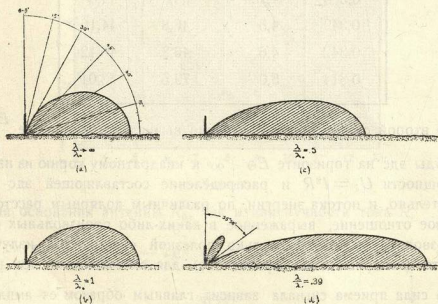
Во второй статье проф. Баллантин вычисляет отношение $\frac{E_{\theta=90^\circ}}{\sqrt{U_i}}$ амплитуды эдс на горизонте $E_{\theta=90^\circ}$ к квадратному корню из излучаемой мощности $U_i = I^2 R$ и распределение составляющей эдс E_{θ} , а следовательно, и потока энергии, по различным полярным расстояниям θ . Первое отношение, выраженное в каких-либо произвольных единицах, позволяет судить, насколько полезной оказывается излучаемая мощность (измеряемая в передатчике) для сигнализации при разных $\frac{\lambda}{\lambda_0}$, ибо сила приема сигнала зависит главным образом от амплитуды $E_{\theta=90^\circ}$ на горизонте. Формула (6) и следующие позволяют легко вычис-

лить это отношение для разных a . Результаты сопоставления с излучаемой мощностью изображены на черт. 3, где сплошная линия изображает $\frac{E_{\theta=90^\circ}}{\sqrt{U_1}}$, а пунктир R антенны.



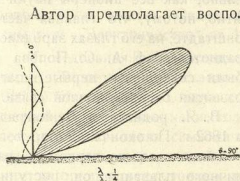
Черт. 3.

Результаты исследования распределения излучаемой энергии по θ изображаются диаграммами черт. 4 и 5. Радиус-вектор изображенных



Черт. 4.

на них заштрихованных кривых характеризует поток энергии по различным направлениям (вектор Пойнтинга), вычисленный на основании формул 7 и 8. Интересно появление второго максимума при $\lambda/\lambda_0 < 0,5$ и своеобразной конической поверхности, по которой не происходит излучения (с углом $50^\circ 55'$ на рис. 4с). При уменьшении λ/λ_0 до 0,25 (черт. 5) этот второй максимум достигает наибольшего развития в направлении $\theta = 57^\circ$, а первый, направленный горизонтально, исчезает совсем. Вся энергия целиком улетает от земной поверхности и может вернуться на нее лишь под влиянием внешних относительно передатчика факторов.



Черт. 5.

Автор предполагает воспользоваться этим видом излучения для решения вопросов, относящихся к проблематическому слою Хивизайда, который мог бы в этом случае всего яснее оказать свое действие. Для этой цели он рекомендует взять волны 50 метров и антенну в 50 метров высоты над поверхностью озера. Для „удлинения“ антенны он предлагает или свертывать ее в спираль, или снабжать двумя катушками самоиндукции на расстоянии одной четверти и трех четвертей ее фактической высоты над землей. Такая антенна представит собою двойную антенну Гертца. Конечно, излучение искусственно удлиненной антенны должно быть значительно меньше, чем от прямой проволоки. Болезнь лишила автора возможности продолжить эту интересную работу.

Stuart Ballantine, 'Proc. Inst. R. E. Vol. 12, pp. 823—833—841. Dec. 1924.

Виктор Яковлевич Ивановский.¹⁾

Это был один из первых наших теоретиков по радиотехнике, изучивший эту область, конечно, самостоятельно, как все пионеры науки и техники, и обратившийся к ней, вероятно, потому, что главная часть его деятельной жизни протекала в Кронштадте; на его глазах зародился

радиотелеграф А. С. Попова и были совершены первые шаги развития беспроволочной связи.

В. Я. родился в Ленинграде в 1862 г. По окончании Морского училища и своего первого заграничного плавания он поступил в Морскую академию по гидрографическому отделению. Этот отдел морской науки был ему самый близкий; в 1918 г. В. Я. был назначен заведующим отделом Главного гидрографического управления, в 1920 г. — председателем комиссии по изучению Северного Ледовитого Океана; последние годы своей жизни он состоял научным сотрудником Гидрологического Института.

Но в тоже время В. Я. близко интересовался и электричеством

с его применениями. В 1894 г. он поступил в Минный класс, где преподавателем физики и электротехники тогда состоял А. С. Попов, который как раз в этом году начал свои опыты, приведшие к изобретению беспроволочного телеграфа. По своим большим математическим способностям В. Я. мог с особым успехом заниматься теорией электрических явлений. Но, говорит т. Реммерт, увлечение морем в молодых годах разбило его научную карьеру, помешало достичь имени крупного ученого. Уже в зрелом возрасте он стал ясно сознавать свое призвание и урывками, но зато — до самозабвения, просиживая ночи напролет, отдавался науке.



В. Я. Ивановский.

1862—1924.

¹⁾ По материалам, доставленным в редакцию А. Реммертом чл.-учр. РОРИ и проф. Н. А. Булгаковым.

В. Я. скончался 23 марта 1924 г., подкошенный жестокой болезнью.

Первые научные работы В. Я. относятся к расчету проводов электрической передачи энергии; при вычислениях, в различных случаях этого расчета, могла быть особенно пригодна усовершенствованная В. Я. логарифмическая линейка. Далее им был составлен Курс электротехники (постоянного тока) Минного класса, отличавшийся ясностью, досказанностью и обилием практических примеров.

Курс теории переменного тока, из которого читатель мог научиться всем методам математической трактовки этого явления, появился только первую своею частью. Отдельные главы этого сочинения были помещены в ж. „Электричество“ за 1908 и 1911 г.г.

Исследования В. Я. электрических колебаний были изданы отдельной книгой: „Теоретическое исследование колебаний в связанных системах“ (1916 г.). Это — вероятно, одна из самых ценных монографий по теоретической радиотехнике, какие только были написаны русскими авторами. Здесь автор применял символический метод решения дифференциальных уравнений к различнейшим случаям связанных систем. В этой книге автор цитирует только работу Маку, относящуюся к случаю сильной связи, но в действительности, как показывают многочисленные черновые бумаги, книга явилась результатом глубокого анализа первоисточников, приведшего во многих случаях к очень интересным замечаниям. Так, проф. Булгаков отмечает указание В. Я. на неверность некоторых формул Киблица (Jahrbuch, 1913 и 1914), некоторых промежуточных положений в знаменитой работе Бьеркнеса; неверное применение Козном (Proc. I. R. E. 1915) формул, годных лишь для точек вдали от резонанса, к точкам близким к резонансу; в работе Вина относительно обратного действия измерительной цепи (Jahrbuch 1907, p. 131) неверно выведены выражения для эффективного тока в случаях бесконечно слабой и весьма слабой связи; наконец, для специалистов не безынтересно и то, что и в работе Маку имеется ряд неправильных формул и немало опечаток, незамеченных автором, в таблицах, помещенных в Jahrbuch, В. III, p. 623.

Такое тщательное изучение Ивановским наших первоисточников определенно констатирует ту неувязку между различными деталями, происходящую от опечаток и недосмотров, какую часто отмечают и другие читатели, но проходят мимо, не решая окончательно возникающих при этом вопросов. Случается, что недостатки первоисточников влекут за собою дальнейшие неправильные выводы, ошибки разрастаются. Поэтому прав проф. Булгаков, выражая мысль о необходимости опубликования результатов таких тщательных проверок, какие проделал напр. В. Я. Ивановский.

Б И Б Л И О Г Р А Ф И Я.

Handbuch der Radiologie herg. v. Dr. E. Marx. B. VI. Die Theorien der Radiologie. Leipzig. 1925. Akademische Verlagsgesellschaft M. B. H. (XII+806).

Только что появившийся шестой том этого замечательного сборника является заключительным. В нем помещены статьи, пытающиеся обобщить все экспериментальные факты и объединяющие их теории, которые были систематизированы в пяти первых томах, и подвести некоторые итоги в области исследования взаимоотношений между электроном и материей.

Новый том содержит следующие статьи.

М. ф. Лауэ. — Движение электронов и ионов в силовом поле (математическая теория движения электронов в электростатическом и магнитном поле. Движение ионов в газах и его дифференциальные уравнения).

М. ф. Лауэ. — Теория прохождения α и β лучей сквозь материю. Столкновение и сближение заряженных частичек; их рассеяние).

П. Зеeman. — Магнитное разделение спектральных линий. (Сводка опытных исследований).

Г. А. Лоренц. — Теория эффекта Зеemана.

А. Зоммерфельд и Г. Вентцель. — Приложение теории квант к физике атома.

Г. Йоос. — Возбуждение атома к свечению. (Световой резонанс. Столкновение с электроном. Столкновение с атомом и с ионом. Возбуждение рентгеновского света).

Э. Рикке. — Электронная теория гальванических свойств металлов. (Эмиссия электронов раскаленными металлами. Движение электрона вну-

три маталла. Теплопроводность и электропроводность. Теории Г. А. Лоренца и Д. Д. Томсона. Теория электропроводности В. Вина. Термоэлектричество и нагревание током. Удельная теплота. Термомангнитные явления).

М. ф. Лауэ. — Дополнения к предыдущей статье. (Термодинамика термоэлектронов. Сверх-электропроводность при низких температурах. Структурная теория электропроводности).

М. ф. Лауэ. — Эффект Комптона.

Л. Вегард. — Северное сияние. (Описание и распределение северных сияний. Объяснение их. Проверка гипотезы космического излучения. Физика северных сияний).

П. Дебай. — Теория электрических и магнитных свойств молекулы. (Теория эл. поляризации — диполи. Теория магнитной поляризации — магнетоны Вейса и теория квант. Термодинамика электризации и намагничивания).

С. Гудсмит. — Добавления к статье П. Зеemана о магнитном разделении спектральных линий.

Этот краткий перечень важнейших из трактуемых в этом томе вопросов и имена авторов достаточно свидетельствуют об его высокой научной ценности.

Необходимо однако отметить, что затронутая ими область физики за последние годы разрабатывалась так интенсивно, что, несмотря на все старания редактора и авторов отдельных статей, им не удалось удержаться на уровне современного развития науки, и этот новый том, не говоря уже о предыдущих, оказывается до известной степени уста-

ревшим; многие важные работы последнего времени остались не отмеченными. Но это именно обстоятельство и подчеркивает исключительную ценность подобного сборника: ведь, если тесно сплоченной группе известных специалистов — мировых ученых — трудно охватить весь титанический полет современной научной мысли, то для рядового научно-технического работника это совершенно нелегко, а между тем для успеха работы безусловно необходимо ориентироваться среди современных исканий, необходимо представить их себе в исторической перспективе и органической связи и суметь уловить общую тенденцию в коллективном творчестве исследователей природы, необходимо знать, на что можно твердо опираться в своих собственных работах. Издание, успешно преследующее эти цели, не может пройти без следа в истории науки и ее приложений.

Каждый, кому приходится соприкасаться с этой областью физики, должен приветствовать успешное окончание громадного коллективного труда и испытывать чувство благодарности к его авторам и редактору.

Для русских же физиков эта книга ценна еще и потому, что большинству из них мировая научная литература в подлинниках мало доступна.

Die Isolierstoffe der Elektrotechnik. 1924. Berlin. II+392.

Herausgegeben im Auftrage des Elektrotechnischen Vereins von Prof. H. Schering.

Все, что касается изолирующих веществ, живо интересует современного радиотехника, и всякое солидное издание, посвященное этому вопросу, должно обратить на себя его внимание. Сборник, составленный проф. Г. Шерингом из ряда лекций по отдельным вопросам, касающимся свойств и производства главнейших изоляторов, содержит много новых

и ценных данных их характеризующих. В него входят следующие статьи:

Проф. К. В. Вагнер. Теоретические основы (60 стр.). Солидная работа с богатым цифровым материалом вполне достаточная по объему для потребностей техники.

Инж. К. Гейслер. Естественные изоляторы — мрамор, шифер, азбест, дерево (32 стр.). Поверхностное описание эл. свойств этих материалов, которое едва ли может кого удовлетворить.

Инж. Р. Шредер. Слюда и слюдяные изделия (26 стр.). Солидное изложение особенностей различных сортов слюды с цифровыми данными и указанием литературы. Содержит ряд весьма ценных сведений.

Инж. В. Вейкер. Керамические изоляторы (50 стр.). Рассматриваются довольно подробно технология и свойства фарфоровых изоляторов, между прочим и антенных. О других веществах сказано мало.

А. Бюлтемани. — Прессованные вещества, пластические материалы, бумаги и ткани (120 стр.). Содержит много новых и интересных сведений, хотя далеко не исчерпывает вопросы, связанные со свойствами этих материалов. Особенно важны новые сведения об синтетических изоляторах вроде бакелита и др.

Инж. Г. Иен. Резина, гутаперча и балата (30 стр.). Содержит популярное описание технологии этих веществ, но об их электрических свойствах сказано мало.

А. Ейхенгрюн. Изолирующие свойства целлоновых лаков (27 стр.). Посвящается технологии изготовления их и покрытия ими различных предметов. Статья ценная для практиков, но содержит мало цифровых эл. техн. данных. Она носит отчасти рекламный оттенок.

Проф. Ф. Франк. Минеральные масла (23 стр.). Слишком краткое поверхностное изложение такого важного вопроса. Наиболее ценными являются сведения а) о технических условиях для трансформаторных

масел, б) о методах испытания масел для трансформаторов, переключателей и паровых турбин, но и они изложены чересчур кратко.

Проф. Г. Шеринг. Испытание изоляционных материалов (32 стр.).

Краткое описание главных приемов испытания изоляторов, к сожалению, содержит мало практических указаний и почти не дает никаких цифровых данных, относящихся к различным материалам.

Из этого перечня читатель видит, насколько он может воспользоваться сборником проф. Г. Шеринга для своей текущей работы. Главным достоинством книги является ее новизна, а недостатком — некоторая

односторонность.

Об изоляторах, не описанных в отдельных статьях, сведений сообщается слишком мало. Нет совершенно таблицы, сопоставляющей эл. крепость различных изоляторов на пробивание, которая для радиотехники представляет исключительный интерес, в связи с изложенным подробным описанием других свойств этих материалов.

Нужно признать однако, что задача, взятая на себя издателем, слишком трудна и пробелы неизбежны. Конечно уже и те сведения, которые удалось ему систематизировать, делают книгу очень ценной и интересной для всех электротехников.

Х Р О Н И К А.

ТиТбп № 28 представляет собою первый выпуск 6-ой серии нашего журнала; в каждом последнем выпуске каждой серии (№№ 4, 10, 17, 22, 27) были напечатаны указатели содержания всех выпусков соответствующей серии.

Статья П. Н. Куксенко о новой системе пишущего приема, основанной на рефлексной схеме особенно большой степени усиления и на весьма остроумном использовании колебательной характеристики катодных ламп. В несколько сокращенном виде та же статья была передана автором и в редакцию журнала „Техника и снабжение Красной Армии“, в каковом журнале она и появилась в декабре 1924 г. Результаты дальнейшей работы автора в этом направлении будут помещены в ближайших выпусках нашего журнала.

В настоящем номере закончена первая часть обширной теоретической работы В. В. Ширкова о слабых трансформаторах звуковой частоты. Работа была начата в № 26 изложением основ теории этих трансформаторов; в этом но-

мере приведены иллюстрирующие примеры и дано ее дальнейшее развитие, при чем частота тока считается заданной и неизменной для данного трансформатора. Автор это обстоятельство отмечает термином „телеграфный трансформатор“, имея в виду главным образом радиотелеграфный прием тональных сигналов. Во второй части исследования, которая будет помещена в ближайших №№ ТиТбп., разбирается теория „телефонного“ трансформатора, при чем заданным считается определенный диапазон частот и отыскиваются условия передачи не только наиболее выгодной, но и наименее искаженной в смысле относительных амплитуд и фаз. Работа В. В. Ширкова, которую по техническим причинам пришлось к сожалению разбить на несколько частей, представляет громадный интерес в качестве основы конструкций и расчетов столь нужных в настоящее время трансформаторов звуковых частот.

Статья проф. Н. М. Обухова о расчете обмоток переменного тока в машинных генераторах средней и

высокой частоты представляет собою авторскую переработку одной главы обширной работы: „Генератор—альтернатор средней частоты“, не могущей по своему размеру пока быть напечатанной в нашем журнале. Так как оказывается, что искровые передатчики пока имеют некоторые преимущества при работе короткими волнами, то исследование проф. Обухова имеет актуальное значение, заключая в себе расчет генератора для искрового передатчика с неподвижным разрядником ударного типа.

В прошлом № 27 ТиТбп мы не отметили при статье инж. А. Григорьевой, что способ измерения максимальной амплитуды посредством катодного реле, который автор считает самым удобным для определения радиотелефонной модуляции, был указан в нашей литературе М. А. Бонч Бруевичем („Радиотехник“ № 8 стр. 321. 1919).

Любительский передатчик на короткой волне (R I F L). В первой половине января текущего года мною был произведен ряд опытов с различными схемами передачи на коротких волнах; в результате их к 15 января собран передатчик с двумя усилительными лампами по трехточечной схеме (лампы Ниж. Радиолaborатории им. Ленина, тип УБ для трансляций, мощностью в 10 ватт).

Передающая станция, находится в середине города, причем вокруг нее, на расстоянии от 50 до 100 мт проходит большое количество проводов осветительных, телеграфных и телефонных; окружающие дома—с большими железными крышами.

Антенна—один бронзовый канатик, длиной 20 мт, подвешенный под углом в 70° к горизонту; горизонтальный незаземленный противовес длиной 20 мт составляет с антенной угол в 70° в плоскости, направленной по меридиану места;

высота противовеса от земли—3 мт.

Система антенны связана с генератором одним витком; собственная волна излучающей системы—около 90 мт.

Тепловой амперметр, включенный в антенну, показывает до 1 ампера, при 400 в. на анодах ламп; при работе ключом лампы ведут себя спокойно; аноды едва заметно краснеют.

15 и 16 января была впервые передана (около 19.00 GMT) депеша „всем, дайте квитанцию“; 17 получена телеграмма из Shargat (около Мосула, 2400 клм.) от GHN, сообщавшая о громкой слышимости передатчика.

Через несколько дней в РЛ им. Ленина слышали переговоры GHN с финским любителем; GHN перечислял любительские станции, которые он регулярно слышит, и указывал в их числе „русскую—R I F L“.

Получены сведения из Франции, что YZ, fort d'Issy-les Molineaux слышал работу RIFL 19/1 (2800 клм.).

После 20 дневного перерыва, вызванного болезнью экспериментатора, станция теперь работает, преимущественно от 19 до 24 GMT.

R I F L просит всех, кто примет его работу, дать квитанцию по адресу Нижегородского Общества Радиолюбителей—Жуковская, 8, кв. 2.

Ф. Л.

В № 286 журнала Wireless World от 4/1 напечатано: „Русский любитель услышан.—Рано или поздно, русские любители должны были заставить Западную Европу их услышать.“

Это очевидно произошло впервые при посредстве передатчика в Н.-Новгороде, его позывные RIFL.

Сигналы были приняты в 9. 20 вечера по Гринвическому времени 19 января м-ром Marcus F. G. Samuel из St. John's Wood, London. RIFL вызывал CQ на волне около 110 метров с тоном переменного тока, слышимость его была R5 на двухламповый приемник“.

Радиопередача короткими волнами.

—Неожиданное преимущество коротких волн для радиопередачи было открыто на почве любительских опытов. Радиолюбителям С. А. С. Ш., появившимся с 1919 г., был предоставлен совершенно свободный прием и давалось разрешение передачи мощностью до 1 kW. При таких широких возможностях их экспериментирование развилось в очень большом масштабе. Американскими любителями были изобретены многие новые приемные схемы. С первым появлением радиовещательных станций, отправлявших на волне ок. 200 мт, т. е. только волны от этой длины и ниже были предоставлены для любительской передачи, обнаружилась лучшая слышимость на волне такой длины, чем на волнах, обычно употреблявшихся техникой, при прочих равных условиях. Возникли мысли о возможности радиотелеграфии короткими волнами чрез Атлантический океан при передаче любительскими мощностями. Особенно искусный в приеме, американский любитель Годлей посетил Английских любителей и научил их пользованию необычайными усиленными схемами, заключающими в себе до 18 ламп, с двойным гертеродинированием.

Были организованы Американскою лигою помощи радиолюбителям (ARRL) международные конкурсы. Первый в феврале 1921 г. не дал желаемого результата, на втором, в декабре 1921 г., 30 американских станций были услышаны, на третьем, в дек. 1922 г., в Европе услышали 400 амер. станций из 15000, в Америке—2 или 3 европейских. После этого идея об особенном действии коротких волн укрепилась, и стали пробовать волны еще более короткие, чем 200 мт. Некоторое время 100 мт считалось чем то исключительно действующим, но затем любители стали пользоваться волнами еще более короткими. Расстояния, которые при этом покрываются, доходят уже до предельного—в 20000

километров (ТиТбп № 25, стр. 315, № 27, стр. 531, 543).

Возможность связи на такие расстояния при столь ничтожных мощностях обратила на себя внимание техников. На короткие волны стали переходить большие радиостанции, Питтсбург, Науэн, а за нею и Сент-Ассиз. Маркони разрабатывает свою радиопрожекторную систему.

Открытый Маркони в 1902 г. факт большей легкости ночной радиопередачи оказывается пока особенно верным для коротких волн. Поэтому в настоящее время можно считать длинные волны все еще необходимым добавлением к методу коротких волн для дневной передачи.

Но это не уменьшает странного впечатления от всего этого события: техника, руководимая радиоспециалистами, в своем стремлении удлинять волну, в своей работе с мощностями в сотни раз большими, чем нужно (см. ТиТбп № 27, стр. 543), шла по неправильному пути, и верный путь был указан любителями, т. е. лицами, работающими с весьма скромными техническими и научными средствами.

Конечно (и это следует отметить, как обстоятельство весьма серьезное с точки зрения роли науки в технике), происшедший переворот касается тех трех факторов радиопередачи, которые наименее поняты: 1) излучение с антенны, 2) влияние атмосферных электрических возмущений и 3) роль атмосферы, взятой во всей ее сложности, с присоединением роли земли, в акте распространения электромагнитных волн.

Ни один из этих факторов не получил своего освещения и в работах радиолюбителей; работы их не были направлены в сторону использования какой либо подмеченной ими выгодной особенности того или иного из перечисленных факторов и поэтому дали только новый материал, совершенно необъясненный и при том, естественно—в той области

волн, какая была им предоставлена.

Этот матерьял, столь оцененный техникой (в настоящее время до 10 больших радиостанций работает на коротких волнах), представляет большое значение и для научных руководителей ее.

Является прежде всего вопрос: радиопередача короткими волнами столь хорошо действует потому-ли, что какой либо один фактор направляется особенно благоприятным образом при больших частотах, или потому что все они направляются в благоприятную сторону. Во всех случаях руководящею идеею является тот анализ распространения электрических волн в земных условиях, который с особою полнотою впервые был дан Зоммерфельдом, и согласно которому волны, вообще говоря, распространяются одновременно двумя способами — как объемные, свободные, и как поверхностные, связанные с землей, более поглощаемые¹⁾.

Во первых, излучение большой частоты всегда более интенсивно, при прочих равных условиях; в оптике, при разборе этого явления, возникла теория квант. Физика учит, что излучение короткими волнами обладает большею мощностью, чем длинными, при той же амплитуде. При коротких волнах повышается КПД антенны.

Во вторых, излучение антенною ее высших гармонических может быть особенно полезным, потому что максимальный вектор характеристики излучения перестает быть горизонтальным. Это относится уже к роли атмосферы и земли. Еще в 1920 г. Ван-дер-Поль предлагал изучать хивизайдов слой помощью антенны, излучающей под углом в 45° („Радиотехник“ № 13, 1920); при этом он не имел в виду излучения высших гармонических.

В третьих, возможно, что выгода негоризонтального излучения усугубляется большою частотою, которая по техническим причинам связы-

вается с негоризонтальным излучением высших гармонических. Ионизованные островки, завесы, горизонтальные слои, пестрящие нашу атмосферную оболочку, могут вводить интерференцию либо между двумя зоммерфельдовскими типами волн, либо в одном и том же типе, результаты которой будут зависеть от длины волны. Главное указание в этом направлении дается тем, что явление „фэдин“ при коротких волнах почти пропадает. Кроме того, прямое применение формулы Остина приводит к результату, якобы, говорящему об отсутствии поглощения коротких волн (ТГТбп № 27, стр. 554).

Наконец, электрические возмущения в атмосфере, могут представлять собою при большой частоте *относительно* меньшую помеху, либо потому, что при этой частоте большая интенсивность излучения, либо потому, что при излучении гармоник приемная антенна излучает негоризонтальные лучи (хотя бы они были и малой частоты). Но возможно, что электрические колебания, происходящие в атмосфере, меньше вмешиваются *по абсолютной величине* в радиоколебания высокой частоты, и не невозможно, что они даже содействуют¹⁾ им.

В заграничных радиожурналах поднимается уже вопрос о необходимости запрещения любительской передачи в области коротких волн. Здесь нужны такие малые мощности, что мощности, которыми работают любители, являются уже существенно помехою притехнической передаче.

Такое запрещение, помимо странности в моральном отношении, лишило бы радиотехнику того серьезного сотрудника, который представляется радиолюбителями и который так много сделал своею организованною, международною массою и своею охотою к даровой работе в ночное время.

Этот сотрудник в области коротких волн особенно необходим; здесь

¹⁾ См. проф. Чернышев. ТГТбп № 9 и 10. 1921.

¹⁾ Ср. ТГТбп № 21, стр. 392.

мы работаем посреди чрезвычайно сложных и *изменчивых* условий, разделить которые мы еще не умеем. Только массовой опыт может дать в этой области более или менее скоро — и неожиданные открытия, и неожиданные опровержения (к чему имеются уже некоторые данные) только что открытых фактов.

В. Л.

Общество „Культура и Техника“.

16 января с. г. в Москве в помещении ЦКУБУ состоялось учредительное собрание этого нового общества. Русско-германское общество КиТ имеет целью сближение этих двух народов на почве новейших завоеваний техники и прогресса духовной и материальной культуры. Предполагаются издание малой энциклопедии (по русски и по немецки), руководств, справочников, плакатов, выпуск фильм, устройство лекций, командировки специалистов, организация лекционных турне, плавучей выставки, агитпоезда, агро-техникума и опытной школы-фермы с интернациональным составом преподавате-

лей и учащихся.

На заседании, в речах организаторов нового общества особенно подчеркивалось слово культура. Интересы общества направляются не на технику вообще, но на ту ее сторону, которая способствует увеличению культурных богатств человечества и более равномерному их распределению.

Заседанием было получено письмо от председателя Совнаркома А. И. Рыкова с выражением сочувствия новому началу.

Почетными председателями Ова избраны А. И. Рыков и проф. Эйштейн. Членами совета Ова: Богданов П. А., Гомбарг В. В., Горбунов Н. П., Долгов А. Н., акад. Иоффе, акад. Ипатьев, Каменева О. Д., Красин Л. Б., Крыжановский Г. М., Лапинов Скобло М. Я., Лебединский В. К., Левитин С. А., Мартенс Л. К., Некрасов В. Н., Ноа, акад. Ольденбург, Осадчий П. С., Реформатский А. Н., Садырин П. А., Самойлов, Семашко Н. А., акад. Стеклов, Стомоняков, Хинчук Л. М., Шведчиков.

ИСПРАВЛЕНИЯ ТиТбп № 27.

Стр.	Строка.	Напечатано	Следует читать
455	8 стр.	родит	роднит
477	11 св.	напряжением	током
509	9 стр.	$x_1^2 r_1^2 - x_1^2 r_2^2$	$x_1^2 r_2^2 - x_2^2 r_1^2$
558	25 слева	Телефункен	Тейлора
487	На черт. 6	5.000	50.000

Издание Нижегородской Радиолaborатории имени В. И. Ленина.

Тираж 1000 экз — Гублит. 54.

Печатание ТиТбп № 28 закончено 26 февраля 1925 года.

Адрес редакции: Н.-Новгород, Радионабережная, 8.