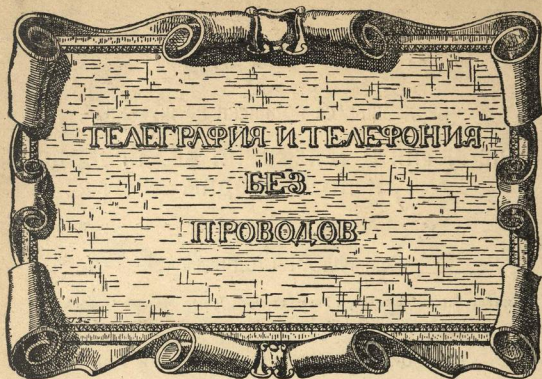




P 60.3

Том X, № 3 (54), Июнь 1929

ТЕЛЕГРАФИЯ И ТЕЛЕФОНΙΑ БЕЗ ПРОВОДОВ
И ПО ПРОВОДАМ

ПРОДОЛЖАЕТСЯ ПОДПИСКА НА ЖУРНАЛ

**ТЕЛЕГРАФИЯ И ТЕЛЕФОНИЯ БЕЗ ПРОВОДОВ
И ПО ПРОВОДАМ**

(Т и Т бп)

ОДИННАДЦАТЫЙ ГОД ИЗДАНИЯ

Издание Всесоюзного Госуд. Электротехнич. Треста Заводов Слабого Тока

РЕДАКЦИЯ и КОНТОРА ЖУРНАЛА „Т и Т бп“

ЛЕНИНГРАД, УЛ. ГОГОЛЯ, 14. ПРАВЛЕНИЕ ТРЕСТА ЭЛЕКТРОСВЯЗЬ

СКЛАДЫ ИЗДАНИЯ „Т и Т бп“

ЛЕНИНГРАД, УЛ. ГОГОЛЯ, 14

МОСКВА, МОСКОВСКОЕ ОТДЕЛЕНИЕ ПРАВЛЕНИЯ ТРЕСТА ЭЛЕКТРО-
СВЯЗЬ, МИЛЮТИНСКИЙ ПЕР., 10

НА СКЛАДАХ ИМЕЮТСЯ „Т и Т бп“ №№ 21—53

ЦЕНА ОТДЕЛЬНОГО НОМЕРА 1 руб. 25 коп.

УСЛОВИЯ ПОДПИСКИ на 1929 год: НА ГОД—6 р., НА 1/2 ГОДА—3 р. 50 к.

„Т. и Т. б. н.“

Ж У Р Н А Л

ТЕЛЕГРАФИЯ и ТЕЛЕФОНИЯ БЕЗ ПРОВОДОВ И ПО ПРОВОДАМ

ОСНОВАН В 1918 ГОДУ

ИЗДАНИЕ ВСЕСОЮЗНОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОГО ТРЕСТА ЗАВОДОВ
СЛАБОГО ТОКА

Том X

№ 3 (54) ИЮНЬ

1929

TELEGRAFIA I TELEFONIA BEZ PROVODOV I PO PROVODAM
(T. i T. b. n.)

The Magazine of Wireless and Wire Telegraphy and Telephony
Founded 1918. Published by the Trust „Elektrosviaz“, Leningrad

Volume X

№ 3 (54), June, 1929

C O N T E N T S

A. Original Papers:

A. I. Drodjin, Eng., Harbin, *On Vector Diagram of an Electron Tube Oscillator.* — A. A. Petrovsky, Prof., Leningrad. *Partial Capacities and Calculation of Loss in a Horizontal Antenna.* — G. A. Seittenok, Eng., Leningrad. *Theoretical and Experimental Investigation of the Phenomenon of „Ziehen“ in an Electron Tube Oscillator.* — A. A. Pistol Kors, N.-Novgorod. *On Directive Action of Antennas.* — Koptev, Eng., Samara. *Band-Pass Filters.* — A. N. Avrov, N.-Novgorod. *Investigation of „Inverted“ Characteristics of Amplifying Electron Tubes.* — V. I. Volynkin, Eng., Leningrad. *Russian Patents Relating to Radio Engineering Publishing in 1927.* — *Obituary, Imant Georgievitch Freiman.*

B. Abstracts from Foreign Literature.

Subscription 6 Dollars per Annum for all Foreign Countries
Address: for Editorial Communication and Subscription: Leningrad,
U. S. S. R. Ul. Gogola, 14, Elektrosviaz, „T. i T. b. n.“

Содержание ТиТбп № 54

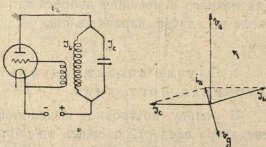
	Стр.
А. И. Дро ж ж и н, инж. (Харбин). К вопросу о векторной диаграмме работы лампового генератора	199
А. А. Петровский, проф. (Ленинград). Парциальные емкости и расчет потерь горизонтальной антенны	208
Г. А. Зейт л е н о к, инж. (Ленинград). Теоретическое и экспериментальное исследование явления „затягивания“ катодного генератора	216
А. А. П и с т о л ь к о р с (Н.-Новгород). О направленном действии антенны	240
И. Коптев, инж. (Самара). Полосовые фильтры	250
А. Н. Авров (Н.-Новгород). Исследование обратных характеристик усилительных ламп	266
В. И. Во ль н к и н, инж. (Ленинград). Русские патенты по радиотехнике	269
Имант Георгиевич Фрейман	291
Из текущей литературы	295

К вопросу о векторной диаграмме работы лампового генератора

Ивж. А. И. Дрожжин, доцент электротехники

Член-корреспондент Научно-Исследовательской Кафедры Электротехники Харьковского Технологического Института.

Черт. 1 дает векторную диаграмму работы лампового генератора в том виде, в каком ее можно встретить как на страницах журнальной печати, так и в учебных руководствах¹⁾. При этом в последнем случае дело обстоит обычно так, что проводится разбор работы лампового генератора с последовательным включением источника пост. тока по отношению к колебательному контуру в анодной цепи генератора и в качестве вспомогательного пояснительного средства приводится векторная диаграмма, представленная на чертеже 1. Во всяком случае, к такому именно включению анодного источника пост. тока относится приведенная векторная диаграмма в упомянутых выше руководствах.



Черт. 1

Передавая формально правильно основное соотношение по фазе между v_a и v_g , диаграмма в целом, в виде, представленном на черт. 1, и без соответствующих оговорок, вызывает затруднения как раз в приложении к случаю последовательного включения анодного источника пост. тока.

Во-первых, как это сразу бросается в глаза, вектор напряжения на сетке v_g и вектор силы тока в анодной цепи i_a отличаются по фазе на угол, близкий к 180° , тогда как на самом деле при омическом характере нагрузки в анодной цепи ток через лампу i_a совпадает по фазе с v_g . Во-вторых, при таком расположении векторов v_a и v_g относительно J_L и J_C , как показано на черт. 1, векторная диаграмма, приведенная на этом чертеже, вообще дает неправильное представление о работе лампового генератора для случая последовательного включения анодного источника пост. тока. Именно, исходя из черт. 1, можно заключить что v_a есть какое-то напряжение, приложенное извне

¹⁾ В русской литературе см., напр.: Проф. И. Г. Фрейман. Курс радиотехники, стр. 145. Проф. К. А. Круг. Основы Электротехники, изд. 2-е, стр. 798.

к колебательному контуру и поддерживающее в нем ток, а v_g напряжение, возникающее в результате приложения извне v_a , тогда как, на самом деле в рассматриваемом случае включения источника пост. тока напряжение v_a , а соответственно и v_g являются по отношению к колебательному контуру напряжениями наведенными (индуктированными) в результате пульсаций тока в анодной цепи. В этом последнем отступлении от действительных условий, в сущности, главный недостаток приведенной диаграммы, из которого и вытекает отмеченное выше резкое несоответствие между i_a и v_g .

В более выгодном положении векторная диаграмма, представленная на черт. 1, оказывается в применении к случаю параллельного включения анодного источника пост. тока по отношению к колебательному контуру, если диаграмму целиком отнести только к колебательному контуру, а вектор силы тока через лампу опустить. (Ср. ниже черт. 5 и черт. 8 при условии, что i'_a на черт. 8 опущено).

Предметом настоящей статьи является, в первую очередь, построение векторной диаграммы работы лампового генератора для случая последовательного включения анодного источника пост. тока. Для полного освещения вопроса автор находит полезным остановиться также на случае параллельного включения анодного источника пост. тока.

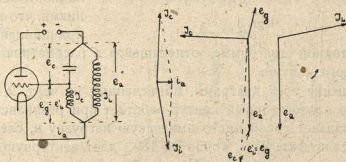
1. Случай последовательного включения анодного источника пост. тока.

В основу построения векторной диаграммы работы лампового генератора следует положить то обстоятельство, что первоисточником для всех переменных составляющих в процессе работы лампового генератора является ток, а не напряжение. В результате, соотношения по фазе между током и напряжением, столь обычные в промышленной электротехнике перем. тока, становятся здесь неприменимыми. Именно: переменная составляющая пульсирующего анодного тока отличается на 180° по фазе от переменной разности потенциалов, вызываемой ею на зажимах чистого омического сопротивления, запаздывает на 90° по фазе по отношению к разности потенциалов, появляющейся на зажимах емкости и опережает на 90° по фазе переменную разность потенциалов (электродвижущую силу самоиндукции), появляющуюся на зажимах самоиндукции.

В сущности, менее всего обычным является только первое из отмеченных выше соотношений по фазе — для случая чистого омического сопротивления. Хотя мы и мыслим падение напряжения ir в омическом сопротивлении на 180° обратным по отношению к приложенной извне электродвижущей силе, однако, обычно вектор ir не выделяют в самостоятельную величину. Тем не менее физическую реальность величины ir , как разности потенциалов, и соответствующее

соотношение по фазе между i_r и i легко показать хотя бы на случае усилителя с сопротивлениями. При этом необходимо отметить ту разницу, которая существует между величиной i_r для простого омического сопротивления и для эквивалентного сопротивления колебательного контура. В то время как i_r для случая простого омического сопротивления является мертвым падением напряжения, величина i_r для случая колебательного контура является разностью потенциалов с физической положительной и отрицательной полярностью. Этим объясняется то обстоятельство, что напряжение между анодом и нитью генераторной лампы в разные моменты колеблется приблизительно между нулем и двойным напряжением анодного источника пост. тока, тогда как в случае простого омического сопротивления в анодной цепи лампы то же напряжение в пределе может колебаться только между нулем и полным напряжением анодного источника пост. тока.

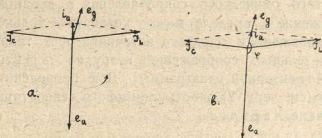
После этих предварительных соображений нетрудно перейти к построению намеченной векторной диаграммы. Для проведения рассуждения взят случай (см. черт. 2) работы лампового генератора с самовозбуждением по схеме Хартля.



Черт. 2

Переменная составляющая пульсирующего анодного тока i_a (черт. 2) при прохождении через колебательный контур анодной цепи разлагается на две составляющих J_L и J_C . Соотношение по фазе между J_L , J_C и i_a определяется распределением между ветвями контура суммарного омического сопротивления, отвечающего вредным потерям в самом контуре, и нагрузке, вводимой в колебательный контур антенным контуром; сверх того, углы сдвига по фазе векторов J_L и J_C по отношению к i_a определяются также той частотой, которую избирает генератор для своей работы при установившемся режиме (см. ниже). Составляющая J_L , проходя через ветвь из катушки самоиндукции, вызывает на зажимах этой ветви переменную разность потенциалов e_a , отстающую от J_L , как показано на черт. 2, на угол больший 90° , вследствие присутствия омической составляющей в полном сопротивлении катушки. Составляющая J_C , проходя через ветвь из емкости

и катушки самоиндукции, вызывает на зажимах каждого из элементов этой ветви соответствующие переменные разности потенциалов e_c и e'_L , геометрическая сумма которых равна e_a . Фазный угол между e_c и J_c при весьма малых потерях в конденсаторе практически равен 90° , оставаясь все время, строго говоря, больше 90° . Фазный угол между e'_L и J_c вследствие более значительной омической составляющей в катушке самоиндукции, больше отходит от 90° в сторону значений, превосходящих 90° . Пренебрегая током в цепи сетки по сравнению с J_c можно считать, что и после приключения цепи сетки к рассматриваемой ветви колебательного контура положение не меняется, т.е. можно принять, что $e'_L = e_g$. Во всяком случае, приключение сетки



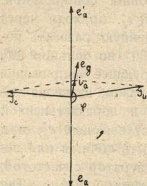
Черт. 3

к колебательному контуру влечет за собой только шунтирование составных элементов соответствующей ветви колебательного контура большими внутриламповыми сопротивлениями, что не вызывает принципиального изменения в векторной диаграмме, относящейся к рассматриваемой ветви колебательного контура.

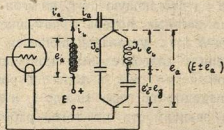
Совмещение трех диаграмм, приведенных на черт. 2, в одну при условии, что колебательный контур работает при резонансной частоте (т.е. представляет собой чисто омическую нагрузку и, следовательно, e_a отличается по фазе от i_a точно на 180°) дает векторную диаграмму, представленную на черт. 3а. Из последней диаграммы видно, что вследствие определенного жесткого соотношения по фазе между e_g и e_a (см. черт. 2) вектор i_a при принятом выше условии относительно рабочей частоты, не совпадает по фазе с вектором напряжения на сетке. Между тем, при чисто омическом сопротивлении в анодной цепи сила тока через лампу должна находиться точно в фазе с напряжением на сетке. Ясно, что, поскольку вопрос идет о ламповом генераторе с самовозбуждением, генератор в целом изберет для себя такой режим, при котором i_a и e_g будут находиться точно в фазе или подойдут достаточно близко друг к другу. В рассматриваемом частном случае (схема Хартлея) это, очевидно, произойдет при частоте несколько ниже резонансной (вектор J_L должен несколько увеличиться, а вектор J_c — уменьшиться). Соответствующая векторная диаграмма представлена на черт. 3б. При этом колебательный контур станет вести себя, как омическое сопротивление с небольшой индуктивной составляющей. В результате, сила тока i_a , строго говоря, при установившемся режиме должна несколько отставать от напряжения

на сетке. Однако, подобным уточнением вопроса можно свободно пренебречь и принять за окончательную форму векторной диаграммы ту, которая представлена на черт. 3b.

Векторная диаграмма, представленная на черт. 3b, удовлетворительно разрешает вопрос о соотношении по фазе между тремя основными переменными составляющими e_a , e_g и i_a , входящими в процесс работы лампового генератора. Что касается мощности, то последняя представляется произведением $e_a \cdot i_a \cdot \cos \varphi$, т. е., как следует из черт. 3b, величиной отрицательной. Чтобы получить непосредственно из векторной диаграммы положительную величину для мощности, развиваемой колебательным контуром генератора, необходимо, очевидно, ввести составляющую напряжения источника энергии, покрывающего все потери (в данном случае источника пост. тока) и уравнивающую электродвигающую силу e_a , которая появляется на зажимах колебательного контура. Соответствующая векторная диаграмма представлена на черт. 4. Вектор e_a' есть составляющая напряжения источника пост. тока, приходящаяся на долю колебательного контура (остальное приходится на долю промежутка анод-нить). Можно было бы ввести



Черт. 4



Черт. 5

составляющую, уравнивающую напряжение e_g , подаваемое на сетку, и в таком случае прийти принципиально к типу диаграммы, представленной на черт. 1; однако, в этом нет никакой необходимости—во-первых, и, во-вторых на сетку подается, действительно, разность потенциалов e_g , а не какая-нибудь иная и введение уравнивающей составляющей вместо e_g только удалит диаграмму от действительного положения вещей и создаст затруднения в пользовании ею.

II. Случай параллельного включения анодного источника пост. тока.

Для рассмотрения вопроса взят генератор с самовозбуждением по схеме Кольпитса (см. черт. 5)¹.

¹) Во избежание усложнения векторной диаграммы для случая генератора, представленного на черт. 5, падением напряжения в блокировочном конденсаторе, включенном последовательно с колебательным контуром, пренебрегаем и принимаем все напряжение,

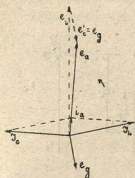
Основное различие между первым и вторым случаями включения источника пост. тока в анодной цепи состоит в том, что в первом случае (последовательное включение) ток, проходящий через колебательный контур, в неразветвленной части цепи есть одновременно и ток, проходящий через лампу; в результате, переменные составляющие тока через лампу и тока через колебательный контур представляются в этом случае одним вектором i_a . Во втором же случае (параллельное включение) в процессе работы генератора имеют место три разных тока, именно: пульсирующий пост. ток в цепи источника пост. тока и катушки с железом, пульсирующий пост. ток через лампу и переменный ток в ветви с колебательным контуром; соответственно с этим имеются три разных переменных составляющих тока: переменная составляющая i_L в цепи источника пост. тока и катушки с железом, переменная составляющая i_a' пульсирующего тока через лампу и чисто переменный ток i_a в неразветвленной части цепи с колебательным контуром. Соотношение по фазе между i_L , i_a' и i_a представлено на черт. 5 и вытекает из следующих соображений. Пульсирующий пост. ток с перем. составляющей i_L , проходя через катушку с железом, создает на зажимах ее переменную разность потенциалов e_a , отстающую от i_L на угол близкий к 90° (но больший 90° , вследствие ваттных потерь в катушке). Пульсирующее напряжение пост. тока $E \pm e_a$, устанавливающееся, таким образом, извне на зажимах цепи с колебательным контуром, создает в неразветвленной части этой цепи ток i_a в фазе с переменной составляющей e_a ; при этом совпадение по фазе между i_a и e_a может быть точным или неточным в зависимости от того, работает ли генератор с частотой, равной резонансной частоте колебательного контура, или нет. Так как i_L представляет собой геометрическую сумму i_a' и i_a , то очевидно, что при незначительности i_L , к чему на практике стремятся, вводя катушку с железом, переменная составляющая i_a' и переменный ток i_a должны быть близкими друг к другу по величине и почти противоположными по фазе. К тому же выводу можно прийти, если рассматривать лампу, как отрицательное сопротивление, колебательный контур, как близкое по абсолютной величине положительное сопротивление, и i_L , как сумму токов через лампу и через колебательный контур.

Векторная диаграмма, построенная для ветви с колебательным контуром в отдельности, представлена на черт. 6. Построение проведено для случая, когда рабочая частота равна резонансной частоте колебательного контура (i_a и e_a в фазе друг с другом), и из него видно, что в генераторе с самовозбуждением по схеме Кольпитса

приходящее на ветвь с колебательным контуром, отнесенным только к колебательному контуру. То же примечание относится к случаю схемы, приведенной в статье ниже на черт. 9.

соотношение по фазе между e_a на зажимах колебательного контура и напряжением e'_c , предназначенным для подачи на сетку, таково, что e'_c отстает от e_a на угол близкий к 180° , но меньший 180° .

Совмещение векторных диаграмм, приведенных на черт. 5 и 6, дает векторную диаграмму, представленную на черт. 7а.



Черт. 6



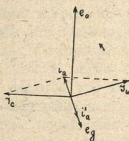
Черт. 7



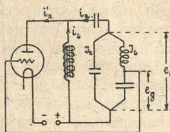
Из последней диаграммы видно, что, как и в рассмотренном ранее случае с контуром Хартлея, напряжение, подаваемое на сетку, и сила тока через лампу не совпадают по фазе, если только поставлено условие, что генератор с самовозбуждением (без специальных средств для поддержания определенной частоты) работает с частотой, равной резонансной частоте колебательного контура. При этом необходимо заметить, что в случае параллельного включения анодного источника пост. тока отмеченное расхождение, вообще говоря, слагается под влиянием двух причин. Во-первых, в результате присутствия омической составляющей в той ветви колебательного контура, к которой приключается сетка лампы; это влечет за собой сдвиг вектора e_g с направления прямо-противоположного направлению e_a (в общем случае, в ту или другую сторону). Во-вторых, под влиянием того, что при токе i_L , вообще говоря, отличном от нуля, i'_a не лежит ровно на 180° против вектора i_a , что при i_a , находящемся в фазе с e_a (при поставленном выше условии относительно рабочей частоты), влечет за собой сдвиг вектора i'_a с направления прямо-противоположного e_a (см. черт. 7а).

Так как напряжение, подаваемое на сетку, e_g и сила тока через лампу i'_a должны быть, на самом деле, в фазе друг с другом, то ясно, что для установившегося режима ламповый генератор, в целом, изберет частоту, отличную от резонансной частоты колебательного контура. Нетрудно видеть, что в рассматриваемом случае (схема Кольпитса) частота, при которой вектор i'_a совпадает с вектором e_g или подойдет достаточно близко к e_g , будет выше резонансной частоты колебательного контура (J_c должно увеличиться, а J_L — уменьшиться). Со-

ответствующая векторная диаграмма, отвечающая установившемуся режиму, приведена на черт. 7б. Если в последней диаграмме принять $i_L = 0$, то векторы i_a и i_a' становятся равными по величине и прямо-противоположными по фазе и диаграмма приобретает вид, показанный на черт. 8. В виде, близком к представленному на этом чертеже, диаграмма имеется в литературе¹⁾.



Черт. 8

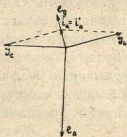


Черт. 9

В связи с рассмотренным случаем параллельного включения анодного источника пост. тока небесполезно остановиться отдельно на случае схемы, приведенной на черт. 9.

При таком способе включения колебательного контура также имеются три разных тока i_L , i_a и i_a' . Однако, в отличие от рассмотренного случая параллельного включения источника пост. тока вектор i_L является в данном случае геометрической разностью, а не суммой токов i_a и i_a' , именно: $\vec{i}_L = \vec{i}_a' - \vec{i}_a$.

Из последней записи и из векторной диаграммы токов, приведенной на черт. 9, следует, что при i_L близком к нулю векторы i_a' и i_a практически сливаются в один вектор. В результате, очевидно, что этот случай, в смысле построения векторной диаграммы, сводится принципиально к разобранному ранее случаю простого последовательного соединения колебательного контура с источником пост. тока. Векторная диаграмма, отвечающая схеме лампового генератора, представленной на черт. 9, при условии, что током i_L можно пренебречь, приведена на черт. 10.



Черт. 10

Следует отметить, что эта же диаграмма является одновременно векторной диаграммой для лампового генератора, представленного ранее на черт. 1. Как в том, так и в другом случае (схемы черт. 9 и черт. 1) возбуждение сетки берется от индуктивной ветви колеба-

¹⁾ См., напр., фундаментальную работу: D. C. Prince, "Vacuum Tubes as Power Oscillators", Proc. of the I. R. E. June 1923, pp. 304—305. См. также повторение той же работы: General Electric Review, March 1928, p. 147.

тельного контура; что касается необходимого положения вектора e_g по отношению к J_L , то в случае схемы, представленной на черт. 9, это достигается прохождением тока J_L через конденсатор, а в случае черт. 1 — соответствующим переключением концов катушки, связанной трансформаторной связью с индуктивной ветвью колебательного контура и подающей напряжение на сетку.

Изложенное в настоящей статье, конечно, не претендует на особую оригинальность и новизну. Автор полагает только, что, поскольку векторная диаграмма прочно вошла в электротехнику перем. тока, как необходимое вспомогательное средство, — вопросу о векторной диаграмме работы лампового генератора следовало бы также уделить внимание.

В частности, в статье по ходу построения диаграмм затрагивался вопрос об отклонении установившейся рабочей частоты лампового генератора от резонансной частоты эквивалентного замкнутого колебательного контура генератора (колебательного контура генератора, нагруженного антенным контуром). При этом автор не останавливался на том, какого рода изменения введет антенный контур в эквивалентный замкнутый контур генератора при отступлении рабочей частоты от резонансной частоты этого контура, и на том, в какую сторону эти изменения в данных эквивалентного колебательного контура могут повлиять на выбор генератором установившейся рабочей частоты. По этому поводу необходимо сделать следующее замечание: во всех случаях предполагалось, что связь антенного контура с замкнутым контуром генератора ниже критической, так что явление так называемого затягивания не имеет места. При этом условии работа генератора является устойчивой и, хотя антенный контур и оказывает свою долю влияния на выбор генератором установившейся рабочей частоты, характер векторной диаграммы для установившегося процесса в основных чертах достаточно верно определяется и объясняется тем путем, который принят в статье.

Парциальные емкости и расчет потерь горизонтальной антенны

Проф. А. Петровский, поч. чл. РОРИ

Содержание. § 1. Интерпретируемая формула. — § 2. Три парциальных потока смещения горизонтальной антенны. — § 3. Совокупность конденсаторов, эквивалентная горизонтальной антенне. — § 4. Формулы, выражающие парциальные емкости. — § 5. Формула для сопротивления утечки. — § 6. Формулы для действующего сопротивления и действующей емкости. — § 7. Численные примеры.

§ 1. В моей статье ¹⁾: „Электрическое поле и емкость тел, помещенных в слоистом диэлектрике“ выведена формула, выражающая емкость весьма длинной антенны, расположенной параллельно плоскости раздела двух диэлектриков (форм. 51):

$$C_2 = \frac{C_1}{1 + f_1 \frac{\lg \frac{l}{2h_1}}{\lg \frac{l}{r_0}}} = \frac{C_1}{1 + \frac{\varepsilon_1 - \varepsilon_2}{\varepsilon_1 + \varepsilon_2} \frac{\lg \frac{l}{2h_1}}{\lg \frac{l}{r_0}}}, \quad (1)$$

где

C_1 — есть емкость антенны в первой среде, если она заполняет все пространство,

l — длина антенны,

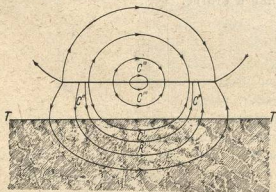
r_0 — радиус канатика,

h_1 — расстояние антенны от плоскости раздела,

ε_1 — диэлектрическая постоянная первой среды, в которой помещается сама антенна,

ε_2 — диэлектрическая постоянная второй среды,

C_2 — емкость антенны при заданном расположении.



Черт. 1. Распределение э. поля около антенны.

В настоящей статье дается физическая интерпретация этой формулы и ее применение к расчету потерь в полупроводящей среде, над которой может быть расположена антенна.

§ 2. На чертеже 1 представлено схематически распределение потока смещения вокруг антенны. Из него видно, что этот поток состоит из трех существенно различных частей:

¹⁾ ТиТбп, № 51. 658 — 675, 1928.

1) Главный поток, линии смещения которого идут внутри второй среды, т.е. под плоскостью раздела TT ;

2) Промежуточный поток, линии смещения которого идут в первой среде, между антенной и плоскостью раздела TT ; они являются продолжением линий смещения, образующих главный поток;

3) Рассеянный поток, линии смещения которого идут также в первой среде, но между двумя половинами антенны, т.е. проходят мимо плоскости раздела.

Три вышеуказанные части общего потока смещения можно назвать парциальными потоками.

§ 3. Представим себе, что плоскость раздела есть бесконечно — тонкая проводящая поверхность и разрезана экваториальной плоскостью антенны на две половины, чуть-чуть отодвинутые друг от друга. В таком случае вся система будет эквивалентна совокупности следующих конденсаторов:

1) Главный конденсатор; его обкладками служат две половины плоскости раздела, между которыми и проходит главный поток смещения; емкость этого конденсатора назовем буквою C' ;

2) Два промежуточных конденсатора; обкладками каждого из них служит часть одной половины антенны и соответствующая ей половина плоскости раздела; так как оба промежуточные конденсатора включены последовательно, то, называя емкость каждого из них $2C''$, будем иметь совокупную емкость их равную C'' ;

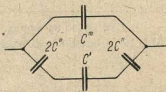
3) Добавочный конденсатор, или конденсатор рассеяния; обкладками его служат оставшиеся части половин антенны, между которыми проходит рассеянный поток смещения; емкость этого конденсатора назовем буквою C''' .

Легко видеть, что емкости C' и C'' комбинируются последовательно, а емкость C''' — параллельно им обоим. Поэтому полная емкость системы имеет вид:

$$C = \frac{C' C''}{C' + C''} + C''' \quad (2)$$

На черт. 2 представлена совокупность конденсаторов, эквивалентная рассматриваемой антенне.

Емкости C'' и C''' соответствуют потоку смещения, распределенному в первом диэлектрике, а емкость C' — потоку смещения, распределенному во втором диэлектрике. Поэтому их можно представить в следующем виде:



Черт. 2. Система конденсаторов, эквивалентная антенне, помещенной над диэлектриком.

$$C' = \varepsilon_2 C_0', \quad (3)$$

$$C'' = \varepsilon_1 C_0'', \quad (4)$$

$$C''' = \varepsilon_1 C_0'''. \quad (5)$$

подставляя C' , C'' и C''' в формулу (2), получаем

$$C = \frac{\varepsilon_1 \varepsilon_2 C_o' C_o'''}{\varepsilon_2 C_o' + \varepsilon_1 C_o'''} + \varepsilon_1 C_o''' \quad (2')$$

и далее

$$C = \frac{\varepsilon_1^2 C_o'' C_o''' + \varepsilon_1 \varepsilon_2 C_o' (C_o'' + C_o''')}{\varepsilon_1 C_o'' + \varepsilon_2 C_o'} \quad (2'')$$

Хотя вышеуказанной проводящей плоскости раздела в действительности нет, но не трудно показать, что при этом эквивалентность не нарушается.

Действительно, формула (1) преобразуется в следующий вид

$$C_2 = \frac{\varepsilon_1 c_1 + \varepsilon_2 c_1}{\varepsilon_1 + \varepsilon_2 + (\varepsilon_1 - \varepsilon_2) \frac{\lg \frac{l}{2h_1}}{\lg \frac{l}{r_o}}} \quad (1')$$

Обозначив для удобства ¹⁾:

$$\frac{\lg \frac{l}{2h_1}}{\lg \frac{l}{r_o}} = B \quad (6)$$

и принимая во внимание, что

$$c_1 = \varepsilon_1 c_o, \quad (7)$$

где c_o есть емкость той же антенны в эфире, получим емкость антенны в виде:

$$C_2 = \frac{\varepsilon_1^2 c_o + \varepsilon_1 \varepsilon_2 c_o}{\varepsilon_1 (1+B) + \varepsilon_2 (1-B)} \quad (1'')$$

Так как c_o и B не зависят от среды, то эта формула тождественна с формулой (2''), что и доказывает высказанное выше положение об эквивалентности.

§ 4. Величины C_o' , C_o'' , C_o''' могут быть определены на основании следующих рассуждений.

¹⁾ Как видно из формул (52) и (51') предыдущей статьи (ТиТбп, № 51, стр. 672 и 673, 1928), величина B имеет следующий физический смысл:

$$B = 1 - \frac{c_1}{c_2} \quad (6')$$

т.-е. это есть разность между единицей и отношением емкостей данной антенны: в эфире и над проводником.

Заменив B в формуле (1) его выражением (6'), можно придать формуле (1) еще более наглядный вид:

$$C = \frac{c_1 (\varepsilon_1 + \varepsilon_2)}{2 \varepsilon_1 C_2 + (\varepsilon_2 - \varepsilon_1) c_1} \quad (1''')$$

В формуле (1''') емкость антенны, помещенной над некоторым диэлектриком, выражается через емкости той же антенны в свободном пространстве и над проводником.

Так как выражения (1'') и (2'') тождественны, то коэффициенты, стоящие при одинаковых степенях диэлектрических постоянных, должны быть пропорциональны.

Обозначив неизвестный пока коэффициент пропорциональности буквою x , имеем четыре уравнения:

$$C_o'' C_o''' = x c_o, \quad (8)$$

$$C_o' (C_o'' + C_o''') = x c_o, \quad (9)$$

$$C_o'' = x (1 + B), \quad (10)$$

$$C_o' = x (1 - B). \quad (11)$$

Из них получаем:

$$C_o' = \frac{2B}{(1+B)^2} c_o = a' c_o, \quad (12)$$

$$C_o'' = \frac{2B}{1-B^2} c_o = a'' c_o, \quad (13)$$

$$C_o''' = \frac{1}{1+B} c_o = a''' c_o, \quad (14)$$

где

$$a' = \frac{2B}{(1+B)^2}, \quad (12')$$

$$a'' = \frac{2B}{1-B^2}, \quad (13')$$

$$a''' = \frac{1}{1+B}. \quad (14')$$

Емкости же конденсаторов, образующих эквивалентную систему, будут:

$$C' = \frac{\epsilon_2}{\epsilon_1} a' c_1, \quad (15)$$

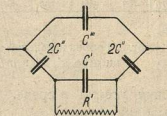
$$C'' = a'' c_1, \quad (16)$$

$$C''' = a''' c_1. \quad (17)$$

Величины C' , C'' , C''' могут быть названы парциальными емкостями рассматриваемой антенны.

Не трудно убедиться, что при возрастании B коэффициенты a' и a'' возрастают, тогда как a''' убывает, как это и показано на черт. 3, стр. 212. В соответствии с ними изменяются и парциальные емкости C' , C'' и C''' .

§ 5. Обыкновенно диэлектрик обладает некоторою проводимостью, вследствие чего параллельно электрическому смещению в нем возникает утечка. При стационарном состоянии в однородном изотропном диэлектрике направления токовых линий совпадает с направлением линий смещения, а потому сопротивление R , которое представляет



Черт. 4. Сист. конд. экв. ант. над полупроводником.

рассматриваемая система току утечки, связано с емкостью C этой системы соотношением

$$RC = \frac{\rho \varepsilon}{4\pi}, \quad (18)$$

или

$$R = \frac{\rho}{4\pi c_0}, \quad (18')$$

где ρ есть удельное сопротивление среды,

ε диэлектрическая постоянная среды,

$c_0 = \frac{C}{\varepsilon}$ емкость системы при замене среды эфиром.

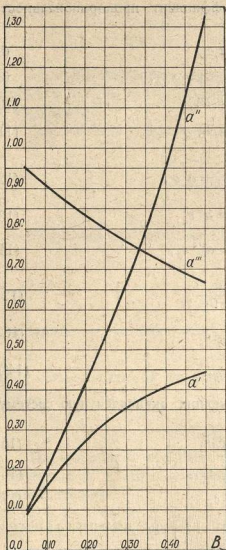
Если ρ выражено в омах на см и c_0 в сантиметрах емкости, то R получается по этой формуле в омах.

В частности, если антенна помещена горизонтально в воздухе над почвой, то утечка имеет место в почве, то есть в той части системы, которая эквивалентна конденсатору, имеющему емкость C' . Называя соответствующее сопротивление утечки буквою R' , получаем на основании формулы (18):

$$R' = \frac{\rho}{4\pi c_0'}, \quad (19)$$

Таким образом, знание парциальной емкости C' и физических постоянных ε и ρ среды дает возможность рассчитать и сопротивление утечки.

§ 6. Практически нельзя, однако, ограничиться расчетом сопротивления R' , а надо уметь найти действующее сопротивление R_e , которое получит антенна вследствие возникно-



Черт. 3. График изменений коэффициентов α' , α'' и α''' .

вения утечки в среде. Это можно сделать на основании формулы, выводимой ниже.

При наличии утечки система конденсаторов, эквивалентная рассматриваемой антенне, принимает вид, представленный на чертеже 4.

Предполагая токи синусоидальными, можно написать для этой системы следующие векторные уравнения:

$$\bar{I} = \bar{I}'' + \bar{I}''', \quad (20)$$

$$\bar{I}' = \bar{I}_R' + \bar{I}_C', \quad (21)$$

$$\bar{V} = \bar{V}' + \bar{V}'', \quad (22)$$

$$\bar{I}_R' = \frac{\bar{V}'}{R'}, \quad (23)$$

$$\bar{I}_C' = C' \omega \bar{V}' j, \quad (24)$$

$$\bar{I}'' = C'' \omega \bar{V}'' j, \quad (25)$$

$$\bar{I}''' = C''' \omega \bar{V} j. \quad (26)$$

Из уравнений (21), (23), (24) и (25) следует:

$$C' \omega j \bar{V}'' = \left(\frac{1}{R'} + C' \omega j \right) \bar{V}'. \quad (27)$$

Совместно с (22) это уравнение дает:

$$\bar{V}' = \frac{C'' \omega j \bar{V}}{\frac{1}{R'} + C' \omega j + C'' \omega j}, \quad (28)$$

$$\bar{V}'' = \frac{\left(\frac{1}{R'} \right) + C' \omega j}{\frac{1}{R'} + C' \omega j + C'' \omega j} \bar{V}. \quad (29)$$

Далее из уравнений (20), (25) и (26) следует:

$$\bar{I} = C' \omega j \bar{V}'' + C''' \omega j \bar{V}, \quad (30)$$

что, по подстановке $\bar{V}''$ из формулы (29) дает:

$$\bar{I} = \frac{C' \omega j \left(\frac{1}{R'} + C' \omega j \right)}{\frac{1}{R'} + C' \omega j + C'' \omega j} \bar{V} + C''' \omega j \bar{V}. \quad (30')$$

Называя $\bar{Z}$ полное комплексное сопротивление системы, получаем из выражения (30'):

$$\bar{Z} = \frac{\frac{1}{R'} (C' + C'') \omega j}{\frac{1}{R'} (C'' + C''') \omega j - [C' C'' + (C' + C'') C'''] \omega^2}, \quad (31)$$

что по отделении действительной и мнимой части приводит к следующим формулам, выражающим действующее сопротивление и действующую емкость системы:

$$R_e = \frac{C''^2 R'}{(C'' + C''')^2 + [C' C'' + (C' + C'') C''']^2 \omega^2 R'^2}, \quad (32)$$

$$C_e = \frac{(C'' + C''')^2 + [C' C'' + (C' + C'') C''']^2 \omega^2 R'^2}{C'' + C''' + (C' + C'') [C' C'' + (C' + C'') C'''] \omega^2 R'^2}. \quad (33)$$

Заменив C' , C'' , C''' , R' по формулам (3), (4), (5), (12), (13), (14), (19) и произведя соответствующие упрощения, приведем эти формулы к следующему виду:

$$R_e = \frac{8\pi B\rho}{c_0 [16\pi^2 + (\varepsilon_1 + \varepsilon_2)^2 \omega^2 \rho^2]}, \quad (32')$$

$$C_e = \frac{\varepsilon_1 c_0 [16\pi^2 + (\varepsilon_1 + \varepsilon_2)^2 \omega^2 \rho^2]}{16\pi^2 (1 - B) + [\varepsilon_1 (1 + B) + \varepsilon_2 (1 - B)] (\varepsilon_1 + \varepsilon_2) \omega^2 \rho^2}. \quad (33')$$

Эти формулы можно сделать более наглядными, если ввести следующие обозначения.

$$\varepsilon = \frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1}, \quad (34)$$

$$n = \frac{4\pi}{\varepsilon_2 \rho \omega} = \frac{2}{\varepsilon_2 \rho N}, \quad (35)$$

$$C_2 = \frac{\varepsilon_1 c_0}{1 - B}, \quad (36)$$

$$\alpha = \frac{2B}{1 - B} = 2 \left(\frac{C_2}{c_1} - 1 \right), \quad (37)$$

$$A = \frac{2B}{\omega \varepsilon_1 c_0} = \frac{\alpha}{\omega C_2} \quad (38)$$

Тогда после соответствующих преобразований, получаем:

$$R_e = \frac{A \varepsilon n}{(1 + \varepsilon)^2 + \varepsilon^2 n^2} = \frac{\alpha \varepsilon n}{\omega C_2 [(1 + \varepsilon)^2 + \varepsilon^2 n^2]}, \quad (32'')$$

$$C_e = \frac{C_2}{1 + \frac{\alpha(1 + \varepsilon)}{(1 + \varepsilon)^2 + \varepsilon^2 n^2}}. \quad (33'')$$

Таким образом действующее сопротивление и действующая емкость антенны, расположенной над полупроводником, зависят от пяти параметров; это суть:

ε отношение диэлектрических постоянных сред,

n электромагнитный коэффициент второй среды,

C_2 емкость антенны в предположении, что вторая среда заменена проводником,

c_1 емкость антенны в первой среде при отсутствии второй среды,

ω угловая частота.

Только два первые из этих параметров, т.-е. ε и n зависят от свойств второй среды (т.-е. от ε и ρ); два следующие C_2 и c_1 (или C_2 и α) зависят лишь от устройства антенны и ее расположения (т.-е. от длины антенны l , радиуса канатика r_0 и высоты над почвой h_1). Диэлектрическая постоянная первой среды ε_1 скрыто входит в ε и c_1 , а длина волны λ — входит в n и ω .

§ 7. Следующие примеры показывают, как нужно пользоваться выведенными формулами.

Пример 1. Расчитать парциальные емкости и сопротивление утечки симметричной горизонтальной антенны из 2 лучей в каждой половине, имеющей следующие данные:

длина луча $l = 5$ м,

радиус канатика $r_0 = 0,5$ мм,

число лучей $n = 2$,

разнос лучей $d = 40$ см,

высота подвеса $h = 20$ см,

почва — сухой песок ($\varepsilon_2 = 3$ cgs ε , $\rho = 10^6 \Omega \frac{\text{cm}^2}{\text{cm}}$).

Прежде всего вычисляем по формулам и таблицам Хоу¹⁾, емкость антенны в эфире c_1 и емкость над проводником C_2 .

Получаем:

$$c_1 = \frac{nlk_1}{2lg \frac{l}{r_0} - 0,618} = \frac{2 \cdot 500 \cdot 0,804}{2lg \frac{500}{0,05} - 0,618} = 45,2 \text{ cgs } \epsilon;$$

$$C_2 = \frac{nlk}{2lg \frac{l}{r_0} - 0,618 - E} = \frac{2 \cdot 500 \cdot 1}{2lg \frac{500}{0,05} - 0,618 - 4,56} = 75,8 \text{ cgs } \epsilon.$$

Затем находим B по формуле (6'), а также a' , a'' , a''' по формулам (12'), (13'), (14').

$$B = 1 - \frac{c_1}{C_2} = 0,404; \quad a' = \frac{2B}{(1+B)^2} = 0,410;$$

$$a'' = \frac{2B}{1-B^2} = 0,965; \quad a''' = \frac{1}{1+B} = 0,712.$$

Парциальные емкости получатся по формулам (12), (13), (14):

$$C'_o = a'c_1 = 18,5 \text{ cgs } \epsilon; \quad C''_o = a''c_1 = 43,6 \text{ cgs } \epsilon;$$

$$C'''_o = a'''c_1 = 32,2 \text{ cgs } \epsilon.$$

Сопротивление утечки вычисляется по формуле (19')

$$R' = \frac{\rho}{4\pi C'_o} = \frac{10^9}{4\pi \cdot 18,5} = 4290 \Omega.$$

Пример 2. Рассчитать действующую емкость и действующее сопротивление той же антенны при волне $\lambda = 50$ м. Прежде всего находим частоту N и затем электромагнитный коэффициент n по формуле (35).

$$N = \frac{3 \cdot 10^8}{50} = 6 \cdot 10^6 \frac{c}{s};$$

$$n = \frac{2l}{c_2 N} = \frac{2 \cdot 9 \cdot 10^{11}}{3 \cdot 10^6 \cdot 6 \cdot 10^6} = 0,1.$$

Так как n значительно меньше единицы, то дальнейшие расчеты можно считать вполне обоснованными.

Подсчитываем коэффициенты α и A по формулам (37) и (38).

$$\alpha = 2 \left(\frac{C_2}{c_1} - 1 \right) = 1,35;$$

$$A = \frac{\alpha}{2\pi N C_2} = \frac{1,35 \cdot 9 \cdot 10^{11}}{6,28 \cdot 6 \cdot 10^6 \cdot 75,8} = 425.$$

После этого находим R_e и C_e по формулам (32'') и (33'').

$$R_e = 2,64 \Omega;$$

$$C_e = 56,8 \text{ cgs } \epsilon.$$

¹⁾ Banneitz. Taschenbuch d. dr. Tel. u. Tel. Berlin, S. 392—394, 1927.

Теоретическое и экспериментальное исследование явления „затягивания“ катодного генератора

Инж. Г. А. Зейтленок, Аспирант МВТУ

Содержание. В работе указано, что явление „затягивания“ протекает существенно отличным образом при связи вторичного контура с первичным со стороны его „индуктивной“ или „емкостной“ ветви.

При разборе схемы 1, принят во внимание член $\frac{1}{\beta} \left(\frac{1}{U} - 1 \right)$, давший картину протекания явления „затягивания“, отличную от принятой.

При схеме 1 и γ не равно нулю, возможно получение условия, когда „затягивание“ устраняется вовсе. Длинные и укороченные волны возникают при разных знаках связи на сетку.

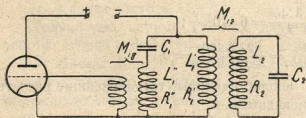
Приведен экспериментальный материал, подтверждающий правильность теоретических предположений.

Указано на возможность одновременного генерирования двух волн.

§ 1. Одним из средств ослабления высших гармоник в контуре антенны является связывание генератора не непосредственно с ней, а через промежуточный контур. Однако, применение промежуточного контура для генераторов с самовозбуждением обнаружило крайне неприятное, но в то же время крайне интересное явление, известное под названием „затягивания“. В последнее время явление „затягивания“

возбуждает особый интерес в связи с применением кварца для стабилизации волны.

Разобранный в литературе случай схемы 1 (связь вторичного контура со стороны индуктивной ветви первичного контура), как видно из ниже-



Черт. 1

приводимого теоретического разбора и экспериментального материала, является лишь частным видом явления затягивания. Условия затягивания резко изменятся при связи вторичного контура с первичным со стороны его емкостной ветви.

Целью предлагаемой работы является: 1) исследование явления „затягивания“ и 2) нахождение способа избавиться от явления „затягивания“ при сильных связях.

Исследование ведется для двух схем I и II черт. 1 и черт. 2. По схеме I вторичный контур связывается с первичным со стороны

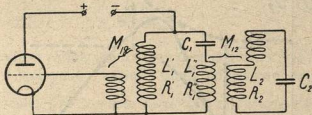
„индуктивной ветви“; по схеме II вторичный контур связывается со стороны „емкостной ветви“.

Избежать явления затягивания в схеме I возможно следующими способами:

1) Установить связь между первичным и вторичным контурами меньшую, чем

$$K_{кр} = \frac{2\alpha_2}{\omega},$$

когда, по существу, явления затягивания быть и не может, так как при такой связи система одно-волниста.



Черт. 2

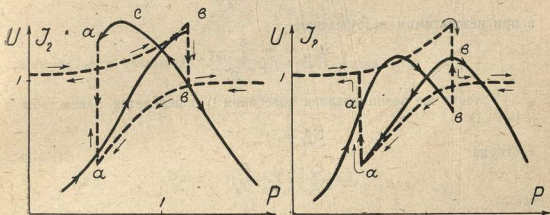
При этих связях кпд промежуточного контура невысок.

2) Создать такие условия самовозбуждения волн, при которых могла бы возбудиться лишь одна из них.

Последнее оказывается возможным достигнуть при сколь угодно сильных связях между контурами, при чем: а) значительно повышается кпд промежуточного контура и б) используется связанная система для стабилизации длины волны.

Избежать явления затягивания в схеме II возможно лишь при связях между контурами:

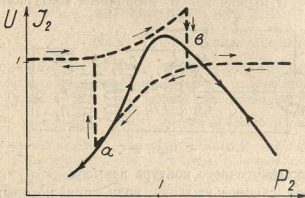
$$K_{12} < K_{кр} = \frac{2\alpha_2}{\omega}$$



Черт. 3

§ 2. Как известно явление „затягивания“, состоит в том, что при увеличении емкости вторичного контура частота генератора увеличивается, доходит до некоторого значения и затем резко падает; наблюдается „скачок“ волны (черт. 3 сплошные кривые). При обратном изменении точка перескока смещается, как это видно из черт. 3, несколько влево. При этом сила тока контура вначале плавно растёт,

а в момент скачка волны также резко изменяется, т.-е. наблюдается „скачек“ тока (черт. 3 пунктирные кривые). Однако, возможно так подобрать параметры контуров, что сила тока будет протекать плавно (черт. 4), тогда как в точках a и b будет все таки происходить „скачек“ волны. Участок между двумя точками скачка носит название „петли затягивания“.



Черт. 4

кривой черт. 3 и 4. При этом будет соответственно изменяться и длина волны генератора. Последнее обстоятельство делает невозможной работу генераторов в этих точках.

§ 3. Рассмотрим схему I. Крутизна рабочей х-ки при самовозбуждении

$$S_{Ac} = S \left(1 - \frac{DE_a}{E_g} \right),$$

а при независимом возбуждении

$$S_{Aнез} = \frac{S}{1 + \frac{Z_g \varphi(\theta)}{R_i}}$$

Условие же возникновения колебаний ¹⁾ определится равенством $\varphi(\theta) = 1$

и откуда

$$S_{Ac} = S_{Aнез},$$

$$\frac{E_g}{DE_a} = 1 + \frac{R_i}{Z_g};$$

где

$$Z_g = \frac{Z_1 Z_3}{Z_1 + Z_2};$$

при чем

$$Z_1 = R_1'' + j\omega L_1'' - j \frac{1}{\omega C_1};$$

$$Z_2 = R_1' + j\omega L_1' + \frac{\omega^2 M_{12}^2}{j\omega L_2 - j \frac{1}{\omega C_2} + R_2};$$

¹⁾ ТИТбп № 48, стр. 348—362. 1928

При самовозбуждении необходимо, чтобы

$$Z_1 \cong Z_2$$

$$Z_g = \frac{Z_1^2}{Z_1 + Z_2};$$

$$\frac{E_g}{DE_a} = \frac{j\omega M_{1g} J_c}{D J_c Z_1} = \frac{j\omega M_{1g}}{D Z_1} \cong \frac{j\omega M_{1g}}{D Z_2},$$

т.-е. для удовлетворения условия самовозбуждения безразлично с какой стороны связывать сетку с контуром: важно лишь соблюдать знак связи M_{1g} . Так как отношение $\frac{E_g}{DE_a}$ должно быть всегда положитель-

ным (в виду того, что сумма $1 + \frac{R_i}{Z_g}$ есть величина существенно положительная), то для этого в случае связи на сетку со стороны „индуктивной ветви“ M_{1g} должно быть положительно, а в случае связи со стороны „емкостной ветви“ M_{1g} должно быть отрицательно. Пренебрегая омическим сопротивлением сравнительно с индуктивным, получим, что отношение $\frac{E_g}{DE_a} = \frac{j\omega M_{1g}}{D Z_2}$ есть величина вещественная, Z_1^2 — также величина вещественная, а след. в равенстве

$$\frac{E_g}{DE_a} = 1 + \frac{R_i}{Z_g};$$

$$\frac{j\omega M_{1g}}{D Z_2} = 1 + \frac{R_i (Z_1 + Z_2)}{Z_1^2}$$

мнимая часть суммы $Z_1 + Z_2$ должна быть равна нулю, т.-е.

$$\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} - \frac{\omega^2 M_{12}^2 \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right)}{R_2^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right)^2} = 0,$$

или

$$\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right) \left[R_2^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right)^2 \right] = \omega^2 M_{12}^2 \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right).$$

Здесь

$$\omega L_1 = \omega L' + \omega L''.$$

Обозначим:

$$L_1 C_1 = \frac{1}{n_1^2}; \quad \frac{\omega^2}{n_1^2} = U;$$

$$L_2 C_2 = \frac{1}{n_2^2}; \quad \frac{R_2}{L_2} = 2\alpha_2;$$

$$\frac{n_2^2}{n_1^2} = p; \quad \kappa_{12}^2 = \frac{M_{12}^2}{L_1 L_2}.$$

Тогда наше ур-ние примет вид:

$$\left(1 - \frac{1}{U}\right) \left[\frac{4\alpha_2^2}{\omega^2} + \left(1 - \frac{p}{U}\right)^2 \right] = \kappa_{12}^2 \left(1 - \frac{p}{U}\right).$$

Для $p=1$ ($n_1=n_2$ — случай резонанса двух цепей)

$$\left(1 - \frac{1}{U}\right)^2 = \kappa_{12}^2 - \frac{4\alpha_2^2}{\omega^2}$$

ур-ние имеет смысл лишь до

$$\kappa_{12}^2 \geq \frac{4\alpha_2^2}{\omega^2};$$

при

$$k_{12}^2 = k_{12}^2 = \frac{4\alpha_2^2}{\omega^2}, \quad U=1, \quad \omega^2 = n_1^2 = n_2^2,$$

т.е. при связи $k_{12\text{кр}} = \frac{2\alpha_2}{\omega}$ система одноволниста и в момент резонанса двух контуров частота колебаний равна собственной частоте контура.

Можно показать, что система будет оставаться одноволнистой и для связей $k_{12} < k_{12\text{кр}}$. Применительно к свободным колебаниям связанных систем этот вопрос был решен Вином¹⁾, к колебаниям связанных систем, возбуждаемых катодным генератором — Хегнефом²⁾, Меллером³⁾, Паули⁴⁾. Экспериментально это было подтверждено Меллером⁵⁾.

Для связей же $k_{12} > k_{12\text{кр}}$ пренебрежем в первом приближении членом $\frac{4\alpha}{\omega^2}$ сравнительно с членом $\left(1 - \frac{p}{U}\right)^2$; тогда

$$\left(1 - \frac{1}{U}\right) \left(1 - \frac{p}{U}\right) = k_{12}^2,$$

или

$$\sigma U^2 - U(p+1) + p = 0,$$

где

$$\sigma = 1 - k_{12}^2,$$

откуда

$$U_{12} = \frac{p+1}{2\sigma} \left[1 \pm \sqrt{1 - \frac{4p\sigma}{(1+p)^2}} \right].$$

Как видно, перед корнем стоят два знака, т.е. система двухволниста.

¹⁾ Wien. Ann. d. Phys. Bd 61, 1896 г. Черданцев „Эл.-маг. кол. и волны“ гл. III.

²⁾ Heedner. Arch. f. El. Bd IX, 1919 г.

³⁾ Möller. Die Elektronen röhren. 1922 г.

⁴⁾ Pauli J. d. dr. Tel. Bd 17, 1921 г.

⁵⁾ Möller J. d. dr. Tel. Bd 16, 1920 г.

§ 4. Исследуем эти частоты в отдельности. Первая частота равна:

$$U_1 = \frac{1+p}{2\sigma} \left[1 + \sqrt{1 - \frac{4p\sigma}{(1+p)^2}} \right].$$

Величина стоящая в скобках, всегда больше единицы. В члене же перед скобками $\frac{1+p}{2\sigma}$, $p = \frac{n_2^2}{n_1^2}$ меняется от 0 до ∞ , а $\sigma = 1 - k_{12}^2$ всегда меньше единицы, след., и весь член всегда больше единицы. Таким образом, U_1 всегда больше единицы.

Для $p = 0$

$$U_1 = \frac{1}{\sigma};$$

для $p \gg 1$

$$U_1 = \frac{p}{\sigma},$$

т.-е. $U = f(p)$ переходит в прямую с наклоном $\frac{1}{\sigma}$. Для крайне слабых связей, когда $\sigma = 1 - k_{12}^2 \cong 1$; $U_1 = p$;

для $p = 1$,

$$U_1 = \frac{1}{1 - k_{12}^2}.$$

Т. образом $U_1 = f(p)$ всегда больше единицы и лежит между прямыми $U_1 = 1$ и $U_2 = p$ (биссектрисой координатного угла); для одних и тех же значений p оно тем больше, чем больше k_{12} .

Вторая частота U_2 равна:

$$U_2 = \frac{1+p}{2\sigma} \left[1 - \sqrt{1 - \frac{4\sigma p}{(1+p)^2}} \right].$$

Член, стоящий в скобках, всегда меньше единицы. Член же — перед скобками $\frac{1+p}{2\sigma}$ растет с возрастанием p , или с уменьшением σ , но для очень больших p , или малых σ , корень можно приближенно положить равным:

$$\sqrt{1 - \frac{4\sigma p}{(1+p)^2}} = 1 - \frac{2\sigma p}{(1+p)^2};$$

тогда $U = \frac{p}{1+p}$, т.-е. U_2 всегда меньше единицы.

Для $p = 0$, $U_2 = 0$;

для $p = 1$, $U_2 = \frac{1}{1 + k_{12}^2}$;

для $p \gg 1$, $U_2 = \frac{p}{1+p} \cong 1$;

для малых значений p , когда $p \ll 1$, можно также воспользоваться вышенайденным выражением

$$U_2 = \frac{p}{1+p} \cong p.$$

Т. образом, мы видим, что $U_2 = f(p)$ всегда меньше единицы, лежит между прямой $U_2 = p$ и $U_2 = 1$; для одних и тех же значений p оно, тем больше, чем меньше κ_{12} . Для очень больших связей уравнение $U_2 = f(p)$ выразится

$$U_2 = \frac{p}{1+p}.$$

Разность связанных частот:

$$U_1 - U_2 = \frac{1+p}{\sigma} \sqrt{1 - \frac{4p\sigma}{(1+p)^2}} = \frac{1}{\sigma} \sqrt{(1+p)^2 - 4p\sigma}$$

имеет минимум при

$$p = 2\sigma - 1 = 1 - 2\kappa_{12}^2$$

т.е. до точки резонанса ($p = 1$); уже для $\kappa \cong 0,7$ наименьшее значение разности $U_1 - U_2$ будет лежать при $p = 0$. Подставляя значение $p = 2\sigma - 1$, получим

$$U_1 - U_2 = \frac{2}{\sigma} \sqrt{\sigma(1-\sigma)} = \frac{2\kappa_{12}}{\sqrt{\sigma}}.$$

Предельной связью для получения связанных колебаний является, как мы видели, $\kappa_{12\text{кр}} = \frac{2\alpha_2}{\omega}$, при чем $\omega \cong n_1$, а $\sigma \cong 1$. Тогда наименьшая разность частот, которую возможно получить от связанной системы определяется следующими формулами:

$$\frac{\omega_1^2}{n_1^2} - \frac{\omega_2^2}{n_1^2} = 2\kappa_{12\text{кр}},$$

$$\frac{2\omega_1}{n_{12}} (\omega_1 - \omega_2) = 2\kappa_{12\text{кр}}, \Delta\omega = \omega_1 - \omega_2 = 2\alpha_2.$$

Отсюда видно, что возможно получение звуковых частот, используя биения собственных колебаний связанных систем.

Следует обратить внимание еще на одно крайне важное обстоятельство. Как мы уже получили, для достаточно больших p

$$U_1 = \frac{1}{\sigma} p,$$

причем

$$U = \frac{\omega^2}{n_1^2}, p = \frac{n_2^2}{n_1^2};$$

подставляя, получим $\omega_1^2 = \frac{1}{\sigma} n_2^2$, т.е. частота колебаний не зависит от изменений параметров первичного контура; кроме того $U_2 = 1$, или $\omega_2^2 = n_1^2$; т.е. частота колебаний не зависит от изменений параметров вторичного контура.

Эти два обстоятельства могут быть использованы для цели стабилизации волны; первое, напр., при колебаниях емкости первичного контура, второе — при колебаниях емкости антенны.

Черт. 5 представляет $U_{1,2} = f(p)$ для разных связей.

§ 5. Как мы уже получили, у-ние самовозбуждения принимает вид

$$\frac{E_g}{DE_a} = 1 + \frac{R_l}{Z_2};$$

причем

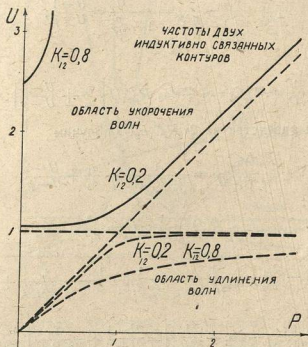
$$Z_1 \cong Z_2;$$

тогда

$$\frac{j\omega M_{1g}}{DZ_2} = 1 + \frac{R_l(Z_1 + Z_2)}{Z_1^2}$$

и мнимая часть суммы $Z_1 + Z_2$ равна нулю.

$$Z_1 = R_1'' + j\omega L_1'' - j\frac{1}{\omega C_1}; \quad Z_2 = R_1' + j\omega L_1' + \frac{\omega^2 M_{12}^2}{j\omega L_2 - j\frac{1}{\omega C_2} + R_2}.$$



Черт. 5

Разберем случай $\gamma = 0$, как наиболее полно разобранный в литературе. В этом случае

$$Z_1 = -j\frac{1}{\omega C_1};$$

$$Z_2 = R_1 + j\omega L_1 + \frac{\omega^2 M_{12}^2}{j\omega L_2 - j\frac{1}{\omega C_2} + R_2};$$

принимая $Z_1 \cong Z_2$, получим условие самовозбуждения:

$$\frac{-j\omega M_{1g}}{-j\frac{1}{\omega C_1} \cdot D} = 1 + \frac{R_i \left(-j\frac{1}{\omega C_1} + R_1 + j\omega L_1 + \frac{\omega^2 M_{12}^2}{j\omega L_2 - j\frac{1}{\omega C_2} + R_2} \right)}{\left(-j\frac{1}{\omega C_1} \right)^2}$$

$$\frac{1}{D} \omega^2 M_{1g} C_1 = 1 + R_i \omega^2 C_1 \left[R_1 + \frac{\omega^2 M_{12}^2 R_2}{R_2^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right)^2} \right];$$

$$\frac{1}{D} \omega^2 M_{1g} C_1 = 1 + R_i C_1 U \left[2\alpha_1 + \frac{\kappa_{12}^2}{\frac{4\alpha_2^2}{\omega^2} + \left(1 - \frac{p}{U} \right)^2} 2\alpha_2 \right];$$

но из у-ния длины волны имеем

$$\frac{\kappa_{12}^2}{\frac{4\alpha_2^2}{\omega^2} + \left(1 - \frac{p}{U} \right)^2} = \frac{1 - \frac{1}{U}}{1 - \frac{p}{U}} = \frac{U-1}{U-p};$$

таким образом

$$\frac{1}{D} \omega^2 M_{1g} C_1 = 1 + 2\alpha_2 R_i C_1 U \left[\frac{\alpha_1}{\alpha_2} + \frac{U-1}{U-p} \right];$$

деля обе части равенства на $2\alpha_2 R_i C_1 U$, получим

$$\frac{\omega^2 M_{1g}}{2\alpha_2 \cdot R_i D U} = \frac{1}{2\alpha_2 R_i C_1 U} + \frac{\alpha_1}{\alpha_2} + \frac{U-1}{U-p};$$

но

$$R_i D = \frac{1}{S}; \quad U = \frac{\omega^2}{n_1^2}$$

и

$$\frac{S n_1^2 M_{1g}}{2\alpha_2} - \frac{2\alpha_1}{2\alpha_2} - \frac{1}{2\alpha_2 R_i C_1} = \frac{1}{2\alpha R_i C_1} \frac{1}{U} - \frac{1}{2\alpha_2 R_i C_1} + \frac{U-1}{U-p};$$

или

$$\frac{1}{2\alpha_2} \left[S n_1^2 M_{1g} - 2\alpha_1 - \frac{1}{R_i C_1} \right] = \frac{U-1}{U-p} + \frac{1}{2\alpha_2 R_i C_1} \left[\frac{1}{U} - 1 \right].$$

Обозначая

$$S n_1^2 M_{1g} - 2\alpha_1 - \frac{1}{R_i C_1} = 2\alpha_{10}; \quad \frac{\alpha_1}{\alpha_2} = h;$$

$$\frac{1}{2\alpha_2 R_i C_1} = \frac{1}{\beta};$$

Получим окончательное выражение для у-ния самовозбуждения

$$\frac{\alpha_{10}}{\alpha_2} = \frac{U-1}{U-p} + \frac{1}{\beta} \left(\frac{1}{U} - 1 \right);$$

Проф. М. В. Шулейкин¹⁾ и Роговский исследовали случай

$$\frac{1}{\beta} = 0.$$

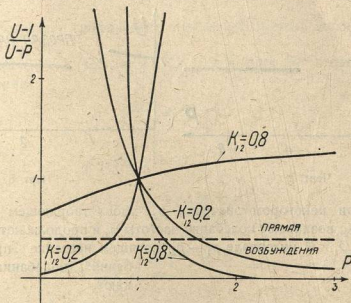
Тогда р-во примет вид $\frac{\alpha_{10}}{\alpha_2} = \frac{U-1}{U-p}$.

Так как, U может иметь два значения, соответствующие двум значениям волн, то и это р-во должно порознь удовлетворять этим двум значениям волн, т.-е. для возникновения колебаний частоты ω_1 должно быть удовлетворено условие

$$\frac{\alpha_{10}}{\alpha_2} = \frac{U_1-1}{U_1-p},$$

а для возникновения колебаний частоты ω_2 , условие:

$$\frac{\alpha_{10}}{\alpha_2} = \frac{U_2-1}{U_2-p}.$$



Черт. 6

Наиболее наглядно эти у-ния представляются графически. Беря значения U из кривой $U=f(p)$ (черт. 5), строим кривую

$$\left(\frac{U-1}{U-p}\right) = f(p);$$

тогда пересечение этой кривой с прямой отстоящей от оси абсцисс на расстояние $\frac{\alpha_{10}}{\alpha_2}$, так наз. прямой самовозбуждения, определит то значение p , при котором возникнут колебания.

Для всех значений $\frac{\alpha_{10}}{\alpha_2} > \frac{U-1}{U-p}$ колебания существовать будут.

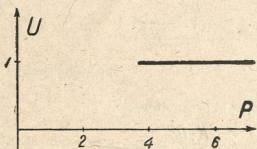
¹⁾ Шулейкин. Лекции в МВТУ в 1924/25 ак. году.

²⁾ Aгсн. f. Elektr. Bd X, 1921.

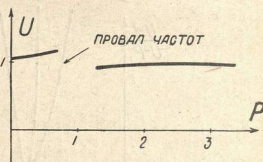
Кривые представлены на черт. 6; параметром является связь между контурами κ_{12} .

Для $p=0$; $U_1 = \frac{1}{\sigma}$; $\frac{\alpha_{10}}{\alpha_2} = 1 \sigma = \kappa_{12}^2$; т.-е. для $\frac{\alpha_{10}}{\alpha_2} < \kappa_{12}^2$ колебания частоты ω_1 возникнуть не могут и существуют одни лишь колебания частоты ω_2 (черт. 7).

Для $p=1$ (точка резонанса двух контуров) $\frac{\alpha_{10}}{\alpha_2} = 1$, что одновременно удовлетворяет колебаниям частоты ω_1 и ω_2 . Для $1 > \frac{\alpha_{10}}{\alpha_2} > \kappa_{12}^2$ прямая самовозбуждения пересекает кривые в двух точках, и возможные частоты колебаний представлены на черт. 8. Из него мы видим, что при плавном изменении p , напр., κ_{12}^2 или $\frac{1}{C_2}$ от нуля до бесконечности, вначале растет частота ω_1 и при некотором значении p_1 , обрывается.

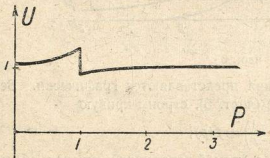


Черт. 7



Черт. 8

Затем, при некотором значении p_2 , удовлетворяющем неравенству $p_1 < 1 < p_2$, возникают колебания частоты ω_2 и продолжаются до $p_2 = \infty$ или $C_1 = O_1$. В интервале $p_1 - p_2$, носящем название „провала колебаний“, колебания не возникают.

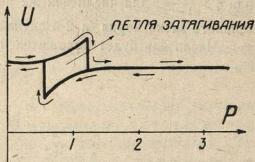


Черт. 9

Для $\frac{\alpha_{10}}{\alpha_2} = 1$ все кривые пересекаются в одной точке. При плавном изменении p , „провала“ колебаний уже не существует; вместо этого при $p=1$ наблюдается перескок с одной кривой частот на другую (черт. 9).

Для $\frac{\alpha_{10}}{\alpha_2} > 1$ прямая самовозбуждения пересекает кривые также в двух точках. При этом, если плавно изменять p от 0 до ∞ , то вначале будут возбуждаться колебания частоты ω_1 , затем при некотором определенном значении $p_1 < 1$ колебания резко перескочат с кривой частот ω_1 на кривую частот ω_2 . При дальнейшем изменении p

возбуждаются колебания частоты ω_2 . При обратном изменении p от ∞ к нулю будут вначале возбуждаться колебания частоты ω_2 но при некотором определенном значении $p_2 < 1$ они резко перескакивают на кривую частоты ω_1 . В дальнейшем следуют колебания частоты ω_1 . Таким образом мы видим, что точка перескока с одной кривой частот на другую при прямом и обратном ходе смещается, так что точки перескока лежат по обе стороны резонанса контуров: одна точка соответствует $p_1 > 1$, другая $p < 1$. Интервал между точками перескока $p_1 - p_2$ носит название „петли затягивания“ (Черт. 10).



Черт. 10

§ 6. Результат графических построений можно получить и аналитическим путем.

Так как $U_1 > 1$ (всегда) и $U_1 > p$, а потому по своему абсолютному значению

$$\left[\frac{\alpha_{10}}{\alpha_2} \right] \cong \frac{U_1 - 1}{U_1 - p};$$

для

$$p = 0; U_1 = 0; \left[\frac{\alpha_{10}}{\alpha_2} \right] = \infty;$$

$$U_2 < 1; U_2 < p; \left[\frac{\alpha_{10}}{\alpha_2} \right] \cong \frac{U_2 - 1}{U_2 - p};$$

для

$$p = 0; U_2 = \frac{1}{\sigma}; \left[\frac{\alpha_{10}}{\alpha_2} \right] \cong \frac{\frac{1}{\sigma} - 1}{\frac{1}{\sigma}} = 1 - \sigma = \kappa^2.$$

Обозначим

$$\left[\frac{\alpha_{10}}{\alpha_{2-}} \right] \cong \frac{U - 1}{U - p} = \eta;$$

тогда

$$U - 1 = \eta U - \eta p; U = \frac{\eta p - 1}{\eta - 1};$$

но

$$U = \frac{p+1}{2\sigma} \left[1 \pm \sqrt{1 - \frac{4\sigma p}{(1+p)^2}} \right]; \frac{p+1}{2\sigma} \pm \frac{p+1}{2\sigma} \sqrt{1 - \frac{4\sigma p}{(p+1)^2}} = \frac{\eta p - 1}{\eta - 1}$$

Решая это уравнение относительно p , после простых преобразований получим

$$p = \frac{\sigma \pm (\eta - 1) \sqrt{\frac{1 - \sigma}{\eta}}}{1 - \eta(1 - \sigma)}.$$

Очевидно, что p должно принимать только положительные значения. Рассмотрим, когда это возможно.

Знаменатель будет оставаться положительным пока $1 > \eta(1-\sigma)$, или $\eta > \frac{1}{1-\sigma}$; для числителя же имеем 2 случая: 1-й случай положительного знака корня, и 2-й случай отрицательного знака.

Числитель будет положителен, когда

$$\begin{aligned} \frac{\sigma}{\eta-1} &> \pm \sqrt{\frac{1-\sigma}{\eta}}; \\ \frac{\sigma^2}{(\eta-1)^2} &\geq \frac{1-\sigma}{\eta}; \\ \eta &\geq \frac{(1-\sigma)^2 + 1 \pm [(1-\sigma)^2 - 1]}{2(1-\sigma)}; \end{aligned}$$

отсюда следует:

$$*\eta_2 > \frac{1}{1-\sigma}; \quad \eta_1 < 1-\sigma.$$

Для η мы получили 2 значения, соответствующие двум знакам корня. Подстановкой определяем: η_1 соответствует положительному знаку, η_2 — отрицательному. При подстановке значений η_1 в дробь

$$p_1 = \frac{\sigma + (\eta-1) \sqrt{\frac{1-\sigma}{\eta}}}{1 - \eta(1-\sigma)}$$

получаем $p_1 = 0$, а подставляя η_2 получим $p_2 = \infty$, у-ние

$$p_1 = - \frac{\sigma + (\eta-1) \sqrt{\frac{1-\sigma}{\eta}}}{1 - \eta(1-\sigma)}$$

определяет возможность существования волн U_1 , и у-ние

$$p_2 = - \frac{\sigma - (\eta-1) \sqrt{\frac{1-\sigma}{\eta}}}{1 - \eta(1-\sigma)}$$

определяет возможность существования волн U_2 .

Итак, для того чтобы p_1 имело положительные значения, необходимо, чтобы числитель и знаменатель имели одинаковые знаки, а последнее возможно, как это следует из предыдущего, в диапазоне

$$p - \sigma \leq p \leq \frac{1}{1-\sigma},$$

причем, p растет от нуля до бесконечности.

Существование волн U_1 возможно лишь при достижении $\eta \geq \kappa^2$. Волны же U_2 будут существовать для всех положительных значений η .

(Для отрицательных значений η корень $\sqrt{\frac{1-\sigma}{\eta}}$ — мнимый и p не имеет смысла), причем значения p уменьшаются от ∞ до нуля.

Отсюда следует, что:

- 1) при $\eta \leq \kappa_{12}^2$ никаких колебаний в контуре нет;
- 2) при возрастании $\kappa_{12}^2 > \eta > 0$ появляются одни колебания U_2 ;
- 3) при дальнейшем возрастании $\kappa_{12}^2 < \eta < 1$ появляются колебания для $0 < p \leq p_2 U_1$, а для $p_2 \leq p < \infty$ колебания U_2 ; в промежутке от p_1 до p_2 наблюдается „провал“ колебаний [$p_1 < p_2$];
- 4) для значения $\eta = 1$, $p_1 = p_2 = 1$ провал колебаний пропадает, для значения $p = 1$ — точка резонанса — имеют место одновременно два значения U_1 и U_2 ;

5) в диапазоне $\eta = 1$, $p_1 > p_2$, т.е. в петле затягивания возможно существование двух волн U_1 и U_2 ; при увеличении p от нуля до $p = p_1$ мы проходим по кривой U_1 ; затем, при дальнейшем увеличении p , мы имеем в точке $p = p_1$ резкий перескок на кривую U_2 ; с дальнейшим увеличением p мы проходим по кривой U_2 ; при обратном уменьшении p мы идем опять по кривой U_2 , однако, скачек произойдет уже не для первоначальной точки $p = p_1$, а несколько глубже, для $p = p_2$, уже по другую сторону точки резонанса;

6) с увеличением $\eta \cong \frac{1}{1-\sigma}$ первоначальный скачок уходит, в бесконечность, в то время как вторичный скачок уходит сравнительно на небольшую величину:

$$p_1 \eta = \frac{1}{1-\sigma} = \frac{\sigma + (\eta - 1) \sqrt{\frac{1-\sigma}{\eta}}}{1 - \eta(1-\sigma)} = \infty; \quad p_2 \eta = \frac{1}{1-\sigma} = \frac{\sigma - (\eta - 1) \sqrt{\frac{1-\sigma}{\eta}}}{1 - \eta(1-\sigma)} = 0;$$

раскрывая эту неопределенность, получим;

$$p_2 \eta = \frac{1}{1-\sigma} = 0,5 = 0,5 \kappa_{12}^2;$$

расстояние от точки резонанса

$$-p_2 \eta = \frac{1}{1-\sigma} = 1 - 0,5(1 + \kappa_{12}^2) = 0,5(1 - \kappa_{12}^2) = 0,5\sigma.$$

§ 7. Рассмотренный случай $\frac{1}{\beta} = \frac{1}{2\alpha_2 C_1 R_1} = 0$ приведен лишь для детального анализа явления. Фактически этот член никогда нулю равен быть не может. Условие самовозбуждения генератора выражается

$$\frac{\alpha_{10}}{\alpha_2} = \frac{U-1}{U-p} + \frac{1}{\beta} \left(\frac{1}{U} - 1 \right).$$

Для частот $\omega_2 - U_2 < 1$ и член $\frac{1}{U_2} - 1 > 0$ — положителен. При достаточно больших p имеем $U_2 \cong 1$ и $\frac{1}{\beta} \left(\frac{1}{U_2} - 1 \right) \cong 0$; при малых p член $\frac{U_2-1}{U_2-p}$, как мы видели, велик и добавочным членом $\frac{1}{\beta} \left(\frac{1}{U_2} - 1 \right)$ можно пренебречь. Наибольшее влияние $\frac{1}{\beta} \left(\frac{1}{U_2} - 1 \right)$ окажет на кривую

$\frac{\alpha_{10}}{\alpha_2} = f(p)$ в точках близких $p = 1$. Характер же изменения $\frac{\alpha_{10}}{\alpha_2} = f(p)$ останется таким же, что и для разобранного случая $\frac{1}{\beta} = 0$. В виду того, что член $\frac{1}{\beta} \left(\frac{1}{U_2} - 1 \right) > 0$, при одном и том же p , для возникновения колебаний частоты ω_2 связь на сетку должна быть больше, чем в случае $\frac{1}{\beta} = 0$.

Для достаточно больших p имеем $U_2 \approx 1$ и $\frac{\alpha_{10}}{\alpha_2} \approx 0$. Наименьшая связь определяется условием:

$$M_{1g} = \frac{2a_1}{Sn_1^2} + \frac{1}{Sn_1^2 C_1 R_i}.$$

Для $p = 1$

$$U_2 = \frac{1}{1 + \kappa_{12}}$$

и

$$\frac{\alpha_{10}}{\alpha_2} = 1 + \frac{\kappa_{12}}{\beta},$$

т.е. $\frac{\alpha_{10}}{\alpha_2} > 1$ и тем больше, чем больше κ_{12} .

Для p достаточно малых $U_2 \approx p$ и $\frac{\alpha_{10}}{\alpha_2} = \infty$; для одних и тех значений p отношение $\frac{\alpha_{10}}{\alpha_2}$ тем больше, чем меньше κ_{12} .

Для частот ω_1 имеем $U_1 > 1$ и член $\frac{1}{\beta} \left(\frac{1}{U_1} - 1 \right) < 0$.

Для $p = 0$

$$U_1 = \frac{1}{\sigma}$$

и

$$\left[\frac{\alpha_{10}}{\alpha_2} \right]_{p=0} = \kappa_{12}^2 \left(1 - \frac{1}{\beta} \right).$$

Для $p = 1$

$$U_1 = \frac{1}{1 - \kappa_{12}}$$

и

$$\left[\frac{\alpha_{10}}{\alpha_2} \right]_{p=1} = 1 - \frac{\kappa_{12}}{\beta}.$$

Для достаточно большого p имеем:

$$U_1 = \frac{p}{\sigma}$$

и

$$\left[\frac{\alpha_{10}}{\alpha_2} \right]_{p \rightarrow 1} \approx \frac{1}{\kappa_{12}^2} - \frac{p}{\sigma}$$

Сравнивая полученные результаты, мы замечаем, что, при достаточно большом β ($\beta > 10$), членом $\frac{1}{\beta} \left(\frac{1}{U_1} - 1 \right)$ можно пренебречь и кривая $\frac{\alpha_{10}}{\alpha_2} = f(p)$ будет протекать как уже разобрано в случае $\frac{1}{\beta} = 0$.

При $\beta = 1$ имеем: $\left[\frac{\alpha_{10}}{\alpha_2} \right]_{p=0} = 0$, для всех значений κ_{12} : все кривые исходят из одной точки начала координат. При этом $\left[\frac{\alpha_{10}}{\alpha_2} \right]_{p=1} = 1 - \kappa_{12}$, а $\left[\frac{\alpha_{10}}{\alpha_2} \right]_{p=1} = \frac{\sigma}{\kappa_{12}}$, т.е. для $p > 1$ $\frac{\alpha_{10}}{\alpha_2} = f(p)$ превращается в прямую, параллельную оси абсцисс и идущую на расстоянии от нее $\frac{\sigma}{\kappa_{12}^2}$ (черт. 11).

При $\beta = \kappa_{12}^2$ имеем:

$$\left[\frac{\alpha_{10}}{\alpha_2} \right]_{p=0} = \kappa_{12} (\kappa_{12} - 1);$$

$$\left[\frac{\alpha_{10}}{\alpha_2} \right]_{p=0} < 0;$$

$$\left[\frac{\alpha_{10}}{\alpha_2} \right]_{p=1} = 0;$$

$$\left[\frac{\alpha_{10}}{\alpha_2} \right]_{p=1} = \frac{1}{\kappa_{12}} \left(\frac{1}{\kappa_{12}} - 1 \right);$$

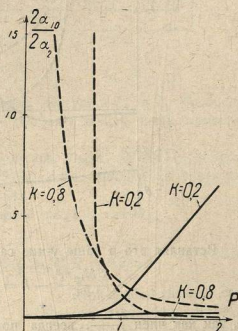
$$\left[\frac{\alpha_{10}}{\alpha_2} \right]_{p=1} > 0;$$

При $\kappa_{12} = \sqrt{\beta}$ имеем:

$$\left[\frac{\alpha_{10}}{\alpha_2} \right]_{p=0} = -\sigma < 0;$$

$$\left[\frac{\alpha_{10}}{\alpha_2} \right]_{p=1} = 1 - \frac{1}{\kappa_{12}} < 0;$$

$$\left[\frac{\alpha_{10}}{\alpha_2} \right]_{p=1} = 0.$$



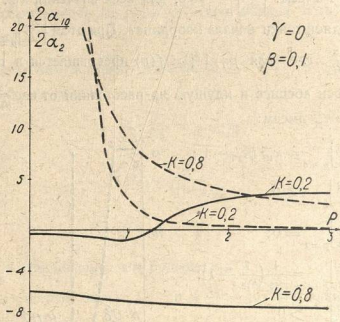
Черт. 11

Таким образом $\frac{\alpha_{10}}{\alpha_2} = f(p)$ для связей $\kappa_{12}^2 = \beta$ ложит вся в отрицательной области. При связях $\kappa < \beta < 1$ кривая вначале лежит в отрицательной области; при некоторых значениях p пересекает ось абсцисс (для $\kappa_{12} = \beta$ кривая пересекает ось абсцисс в точке резонанса ($p = 1$) и затем протекает в положительной области (черт. 12).

Подводя итоги полученным результатам, мы видим, что, подобрав $\beta < \kappa_{12}^2$ и при достаточно слабой связи на сетку, можно совершенно избежать явления „затягивания“, при чем генератор будет возбуждать более короткую волну. Чем меньше $\beta = 2\alpha_2 C_1 R_p$, тем легче возбуждается более короткая волна и тем труднее — длинная. При $\beta < \kappa^2$ для возникновения более короткой волны член $\frac{2\alpha_{10}}{2\alpha_2}$ становится отрица-

тельным; однако необходимо заметить, что знак связи должен неизменно оставаться положительным, что легко видеть из того, что

$$\frac{2\alpha_{10}}{2\alpha_2} = \frac{SM_{1g}n_1^2}{2\alpha_2} - h - \frac{1}{\beta}.$$



Черт. 12

Вставляя это в наше у-ние самовозбуждения, получим:

$$\frac{SM_{1g}n_1^2}{2\alpha_2} - h = \frac{U-1}{U-\rho} + \frac{1}{\beta} \frac{1}{U},$$

но, так как член $\frac{U-1}{U-\rho}$ всегда положителен, то для возникновения колебаний необходимо

$$\frac{SM_{1g}n_1^2}{2\alpha_2} > h > 0.$$

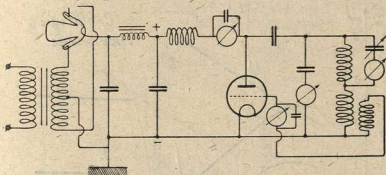
§ 8. Для проверки теории была собрана схема черт. 13 в Радиотделе Госуд. Экспер. Эл.-тех. И-та. Генераторной лампой служила лампа Нижегородской Р Л. типа ГИ—1 (150W колебательной мощности). Ее параметры:

$$D = 2,44\%; S = 1,73 \cdot 10^{-3} \Omega^{-1}; R_g = 25,6 \cdot 10^4 \Omega.$$

Емкостью первичного контура служила группа лейденских банок, вторичного — два последовательно соединенных воздушных конденсатора переменной емкости Телефункен (типа CV 403a). Связь между контурами была кондуктивная. Самоиндукцией первичного контура служили две катушки $L_1 = 3 \cdot 10^5$ cgsy; самоиндукцией вторичного контура —

одна из этих катушек $L_2 = 0,9 \cdot 10^5$ сгсн. Таким образом связь между контурами была

$$\kappa_{12}^2 = \frac{L_2}{L_1' + L_2} = 0,3; \quad \kappa_{12} = 54,8\%.$$



Черт. 13

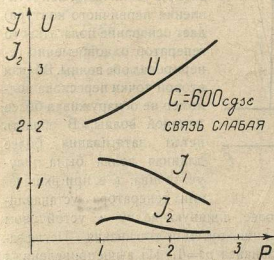
Связь на сетку была индуктивная. Катушки L_1' и L_2 были разнесены на достаточное расстояние, так что между ними магнитная связь отсутствовала.

Сопротивление первичного контура было $R_1 = 4 \Omega$; сопротивление вторичного контура $R_2 = 2,5 \Omega$; след., множители затухания: $\alpha_1 = 0,66 \cdot 10^4$, $\alpha_2 = 1,39 \cdot 10^4$ и $h = 0,48$.

Емкость первичного контура была взята $C_1 = 600$ сзсн.

Тогда

$$n_1^2 = \frac{1}{L_1 C_1} = 5 \cdot 10^{12}; \quad \beta = 2\alpha_2 C_1 R_1 = 0,535.$$



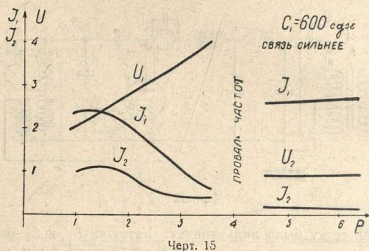
Черт. 14

При слабой связи на сетку возникают колебания более короткой волны, — длинные же волны не возникают (черт. 14). При увеличении связи на сетку возникают колебания более короткой волны, далее следует „провал частот“ и затем возникают более длинные волны¹⁾ (черт. 15).

С дальнейшим увеличением связи на сетку появляется „петля затягивания“, которая как видно из чертежа 16, лежит вправо от точки ре-

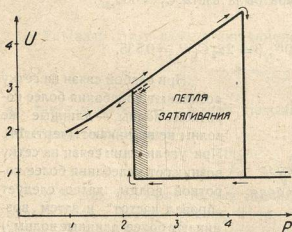
¹⁾ На черт. представлены частоты U .

зонанса ($p=1$). При этом было обнаружено следующее чрезвычайно интересное явление. При уменьшении p (при увеличении емкости C_2) вблизи точки перескока с более длинной на более короткую волну волномер обнаруживал обе волны. Отклонения ваттметра на более



Черт. 15

короткой волне несравненно меньше, чем на длинной. На кривой $J=f(p)$ (черт. 17) этот момент ясно обнаруживается скачком тока. Из кривой $U=f(p)$ видно, что обнаруженная вторая волна несколько длиннее, чем это выходит из кривой $U_2=f(p)$, но это объясняется

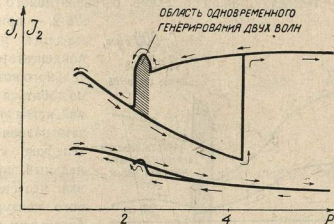


Черт. 16

условием фаз в цепях сетки и анода. Ниже приводимый экспериментальный материал (при увеличении сопротивления первичного контура) дает основание полагать, что генератор одновременно генерировал обе волны. Вблизи второй точки перескока волномер не обнаруживал более длинной волны. В области петли затягивания более длинная волна была устойчива, т.-е. при включении генератора устанавли-

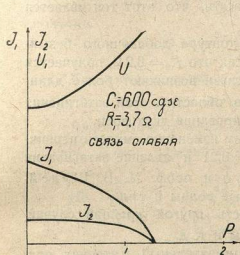
валась более короткая волна; более длинную волну в устойчивом состоянии можно было получить лишь путем подтягивания. Петля затягивания лежит правой точки резонанса $p=1$. Из вышеприведенных теоретических рассуждений следует, что увеличение сопротивления R_1 в цепи первичного контура не должно изменять характера явления затягивания. Для проверки этого положения было введено в цепь

первичного контура безиндукционное сопротивление $R_1' = 3,7 \Omega$; таким образом $R_1 = 7,7 \Omega$. Тогда при слабой связи на сетку возникли колебания лишь более короткой волны (черт. 18), при усилении связи появился провал частот, и, наконец, при достаточно сильной связи на

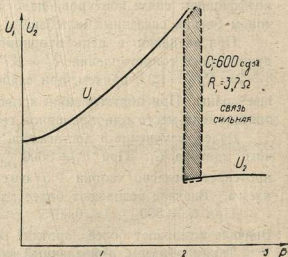


Черт. 17

сетку была получена петля затягивания в диапазоне от $p=2$ до $p=2,2$ (черт. 19) при чем в этой области удавалось получить 3 режима, соответствующие генерированию либо одной более короткой волны, либо одной более длинной, либо же одновременного генериро-



Черт. 18

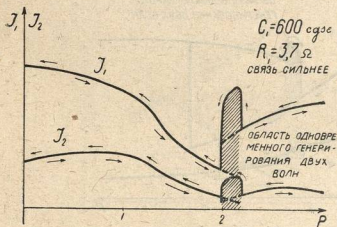


Черт. 19

вания их обоих (черт. 20). При выключении и включении анодного напряжения устанавливалась более короткая волна. При замыкании и размыкании конденсатора вторичного контура C_2 устанавливался режим одновременного генерирования двух волн; однако, этот режим отличался неустойчивостью, и при его нарушении стремился перейти

в состояние генерирования одной более длинной волны. Режим одновременного генерирования двух волн не являлся простым сложением двух режимов генерирования более длинной и более короткой волны.

Повидимому, это же явление имеет место в схемах при кварцевой стабилизации. Исследуя кварц в схеме регенеративного приемника



Черт. 20

ЛБ-2, — приключением кварца параллельно конденсатору колебательного контура, можно добиться таких условий, когда внутри петли затягивания кварца в телефоне слышен тональный звук. Учитывая, что связь кварцевого контура с колебательным контуром в зависимости от волны колеблется от долей

процента до целых процентов а, как выше было найдено

$$\Delta f = f, \kappa,$$

где Δf разность периодов связанных колебаний, f — период резонанса κ коэффициент связи контуров, надо полагать, что этот тон является тоном биений связанных колебаний.

При введении в цепь вторичного контура добавочного безындукционного сопротивления $R_2' = 3,7 \Omega$, так что $R_2 = 6,2 \Omega$, получается $\beta = 2\alpha_2$, $C_1 R_1 = 1,33$, причем, при слабой связи возникают более длинные волны. При подтягивании кривой в области петли затягивания опять имело место одновременное генерирование двух волн.

Далее, изменение β достигалось путем изменения емкости первичного контура C_1 . При $C_1 = 3600_{\text{cgs}}$, $\beta = 3,21$ и явление затягивания протекает согласно теории Роговского и проф. М. В. Шулейкина. Вначале возникают более длинные волны и т. д.

При $C_1 = 300_{\text{cgs}}$, $\beta = 0,2675$. Это есть другой крайний случай. Вначале возникают более короткие волны и т. д.

Таким образом приведенный экспериментальный материал полностью подтверждает теоретическое рассмотрение вопроса.

§ 9. Рассмотрим теперь случай $\gamma \neq 0$;

$$Z_1 = R_1'' + j\omega L_1'' - j \frac{1}{\omega C_1};$$

$$Z_2 = R_1' + j\omega L_1' + \frac{\omega^2 M_{12}^2}{j\omega L_2 - j \frac{1}{\omega C_2} + R_2};$$

но

$$Z_1 + Z_2 = R_1 + \frac{\omega_2 M_{12}^2 R_2}{R_2^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)^2}$$

или

$$Z_1 + Z_2 = L_1 \cdot 2\alpha_2 \left[h + \frac{U-1}{U-p} \right];$$

$$Z_3 = \frac{Z_1^2}{Z_1 + Z_2};$$

$$Z_1 \cong j\omega L_1'' - j\frac{1}{\omega C_1} = \frac{1}{\omega C_1} [1 - \gamma U]$$

и

$$Z_3 = \frac{[1 - \gamma U]^2}{U C_1 2\alpha_2 \left[h + \frac{U-1}{U-p} \right]}.$$

Условие самовозбуждения, как мы уже нашли, выражается равенством

$$\frac{j\omega M_{1g}}{D Z_1} = 1 + \frac{R_t}{Z_3};$$

или после несложных преобразований,

$$\frac{1}{2\alpha_2} \left[S n_1^2 M_{1g} - 2\alpha_1 - \frac{1-\gamma}{R_t C_1} \right] = \frac{1}{1-\gamma U} \left[\gamma h + \frac{U-1}{U-p} \right] + \frac{1}{\beta} \left[\frac{1}{U} - 1 \right].$$

Обозначая

$$S n_1^2 M_{1g} - 2\alpha_1 - \frac{1-\gamma}{R_t C_1} = 2\alpha_{10},$$

получим

$$\frac{\alpha_{10}}{\alpha_2} = \frac{1}{1-\gamma U} \left[\gamma h + \frac{U-1}{U-p} \right] + \frac{1}{\beta} \left[\frac{1}{U} - 1 \right].$$

Для частоты ω_2 имеем $U_2 < 1$ и член $1 - \gamma U > 0$; характер изменения $\frac{\alpha_{10}}{\alpha_2} = f(p)$ будет тот же, что и в случае $\gamma = 0$.

Для частоты ω_1 имеем: $U_1 > 1$, следов., возможен случай $1 - \gamma U_1 = 0$; $U_1 = \frac{1}{\gamma}$; $Z_3 = 0$. Очевидно, для возникновения колебаний, необходимо $M_{1g} = \infty$.

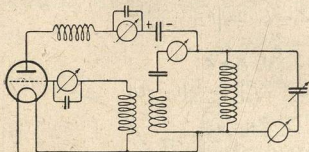
$$\text{Но } \omega_1^2 = \frac{\omega_2^2}{\gamma}; \quad \omega_1^2 = \frac{n_1^2}{\gamma} = \frac{1}{\gamma L_1 C_1};$$

$$\omega_1^2 = \frac{1}{L_1'' C_1}; \quad \omega_1 L_1'' = \frac{1}{\omega_1 C_1};$$

т.е. „емкостная цепь“ промежуточного контура настроена на резонанс напряжений возбуждаемой частоты, эквивалентное сопротивление цепи равно нулю, $Z_3 = 0$ и $M_{1g} = \infty$.

При увеличении p , ω_1 — растет и $\omega_1 L_1'' > \frac{1}{\omega_1 C_1}$, $1 - \gamma U_1 < 0$ и M_{1g} отрицательно т.е. для укороченной волны „емкостная“ цепь превращается в „индуктивную“. Ток меняется по фазе на 180° и для самовозбуждения необходимо изменить знак связи M_{1g} .

Если выбрать $\kappa^2 = 1 - \gamma$, $\gamma = \sigma$, то условие $U_1 = \frac{1}{\gamma} = \frac{1}{\sigma}$ будет удовлетворено для $p = 0$. Очевидно, „затягивание“ будет вовсе избегнуто, так как для возбуждения колебаний той или иной частоты



Черт. 21

будут требоваться разные связи на сетку. На черт. 21 представлена схема, собранная для подтверждения выведенного положения. При параллельной схеме питания возникали сильные паразитные колебания, избавиться от которых оказалось возможным лишь при переходе на

последовательную схему питания и при включении в анодную цепь воздушного дросселя $L = 5 \cdot 10^3$ $_{cgs \mu}$. В остальном данные схемы остались те же: $C_1 = 600$ $_{cgs \mu}$, $L = 3 \cdot 10^5$ $_{cgs \mu}$, $R = 4 \Omega$, C_2 — Var., $L_2 = 0,9 \cdot 10^5$ $_{cgs \mu}$, $R_2 = 2,5 \Omega$. Было выбрано $\gamma = \sigma$. Колебания удлиненной волны происходили при „положительном“ знаке связи на сетку. Укороченные волны возбуждались при обратном знаке связи.

§ 10. В схеме I, когда связь с антенной берется от индуктивной цепи первичного контура, крутизна рабочей характеристики катодного генератора являются функцией p .

$$S_A = S \left(1 - \frac{DE_a}{E_g} \right).$$

Нетрудно вывести, что

$$S_A = \left[1 - \frac{DL_1}{M_{1g}} \left(\frac{1}{U} - \gamma \right) \right],$$

и так как $U = f(p)$, то $S_A = \varphi(p)$.

В схеме же II, когда связь с антенной берется от „емкостной“ цепи промежуточного контура, крутизна рабочей x -ки катодного генератора не может зависеть от p , так как отношение

$$\frac{E_a}{E_g} = \frac{L_1}{M_{1g}} (1 - \gamma) = \text{const.}$$

и не зависит от p .

Имеем:

$$S_A = S \left[1 - \frac{DL_1}{M_{1g}} (1 - \gamma) \right],$$

а посему и явление затягивания, протекавшее ранее при изменявшейся крутизне S_A , в схеме II должно протекать иначе. Эквивалентное сопротивление такой цепи будет

$$Z_s = \frac{Z_1^2}{Z_1 + Z_2}; \quad Z_1^2 \approx \omega^2 L^2 = \frac{U(1-\gamma)^2 L_1}{C_1}.$$

Как уже было выше найдено,

$$Z_1 + Z_2 = L_1 \cdot 2\alpha_2 \left[h + \frac{U-1}{U-p} \right];$$

$$Z_s + \frac{U(1-\gamma)^2}{2\alpha_2 C_1 \left[h + \frac{U-1}{U-p} \right]}.$$

Условие самовозбуждения выражается

$$\frac{E_g}{DE_a} = 1 + \frac{R_l}{Z_s};$$

$$\frac{M_{1g}}{DL_1(1-\gamma)} = 1 + \frac{\beta}{U(1-\gamma)^2} \left[h + \frac{U-1}{U-p} \right];$$

или обозначая подобно предыдущему,

$$\frac{M_{1g}}{DL_1\beta}(1-\gamma) - \frac{(1-\gamma)^2}{\beta} - h = \frac{2\alpha_{10}''}{2\alpha_2},$$

окончательно получим

$$\frac{\alpha_{10}''}{\alpha_2} = \frac{1}{U} \frac{U-1}{U-p} + h \left[\frac{1}{U} - 1 \right].$$

Сравнивая со схемой I случай $\gamma=0$, где условие самовозбуждения выражалось

$$\frac{\alpha_{10}}{\alpha_2} = \frac{U-1}{U-p} + \frac{1}{\beta} \left[\frac{1}{U} - 1 \right],$$

видим, что параметром является не

$\frac{1}{\beta} = \frac{1}{2\alpha_2 C_1 R_l}$, а $h = \frac{\alpha_1}{\alpha_2}$ и кривые $\frac{\alpha_{10}''}{\alpha_2} = f(p)$ будут иметь примерно тот же характер что $\frac{\alpha_{10}}{\alpha_2} = f(p)$.

Относительно отрицательных значений $\frac{\alpha_{10}}{\alpha_2}$ надо сказать то же, что и выше (M_{1g} должно остаться положительным).

Опыт, поставленный для проверки изложенных теоретических рассуждений, дал хорошее совпадение.

В заключение, считаю долгом выразить благодарность профессору М. В. Шулейкину за весьма ценные советы, а также профессору В. И. Баженову за предоставленную возможность поставить экспериментальную работу в Радиоотделе ГЭЭИ.

О направленном действии антенны

Доложено на 106 лабораторной беседе Нижегородской Радиолaborатории 13 июня 1928 г.

А. А. Пистолькорс

Задачей направленного излучения является — сконцентрировать излучаемую антенной энергию в пределах узкого пучка, направляемого на приемник. В идеальном случае ширина пучка в месте приема должна быть такова, чтобы приходящая энергия вся была использована приемной антенной. Получение такого узкого пучка и устройство такой приемной антенны разрешили бы вопрос беспроводной передачи энергии. Радиотехника, однако, не ставит себе подобной задачи, принимая во внимание расхождение луча на тех огромных расстояниях, с которыми ей приходится иметь дело. Ее поэтому в первую очередь интересует не ширина пучка, а величина напряжения электромагнитного поля, с которой приходится иметь дело приемнику. Задачей направленной радиопередачи является, следовательно, — получить в направлении главного луча на данном расстоянии при данной мощности отправителя возможно большее напряжение поля. На практике это напряжение зависит не только от направленных свойств передающей антенны, но и от атмосферных условий передачи. В настоящей статье мы рассмотрим этот вопрос лишь с точки зрения направленных свойств передающего антенного устройства.

§ 1. Коэффициент направленного действия. Нам необходимо прежде всего иметь величину, которая позволяла бы сравнивать направленное действие различных антенн.

Пусть напряжение поля в некоторой точке, лежащей в направлении главного луча на достаточно большом расстоянии r от антенны, равно E . Энергия, поглощаемая приемником в этой точке, пропорциональна E^2 . Напряжение E в свою очередь зависит от силы тока в антенне и может быть представлено в виде $E = j \cdot F$, где $F = \frac{E}{j}$ есть функция, зависящая от устройства антенны и расстояния r . С другой стороны мощность, излучаемая антенной, будет $P_e = j^2 R_e$, где R_e — сопротивление излучения, отнесенное к току I .

Возьмем теперь величину

$$\epsilon = k \frac{E^2}{P_e} = k \frac{j^2 F^2}{j^2 R_e} = k \frac{F^2}{R_e}, \quad (1)$$

где k есть некоторый коэффициент пропорциональности. Эту величину мы и примем за меру направленного излучения и будем называть ее коэффициентом направленного действия антенны.

Коэффициент k может быть подобран различным образом. Мы будем сравнивать направленное действие антенны с действием вибратора и подберем k так, чтобы для вибратора было $\varepsilon = 1$. Обозначая через f отношение $\frac{E}{f}$ для вибратора и принимая во внимание, что в этом случае $R_e = 73,3 \Omega$, мы получим:

$$\varepsilon = 1 = k \frac{f^2}{73,3},$$

откуда

$$k = \frac{73,3}{f^2}.$$

Подставляя эту величину в выражение (1), получим

$$\varepsilon = \frac{73,3}{R_e} \left(\frac{F}{f} \right)^2. \quad (2)$$

Отношение $\frac{F}{f}$ для данного расстояния r зависит лишь от формы антенны и не зависит от тока в ней. Поэтому оно может быть представлено как отношение напряжений поля антенны ($E = Ff$) и вибратора ($e = fj$) на расстоянии r , вычисленное для случая, когда токи в вибраторе (в пучности) и в антенне равны. При этом для антенны берется тот ток, которым определяется ее мощность излучения через сопротивление R_e . Таким образом окончательно:

$$\varepsilon = \frac{73,3}{R_e} \left(\frac{E}{e} \right)^2 \quad (3)$$

Из рассмотрения полученного выражения мы можем вывести два заключения.

1) Направленное действие тем больше, чем больше напряжение поля, создаваемое антенной по сравнению с вибратором при прочих равных условиях; эта зависимость квадратичная.

2) Направленное действие обратно пропорционально сопротивлению излучения антенны.

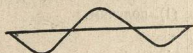
Величина ε имеет вполне определенный физический смысл: она показывает, во сколько раз меньшая мощность по сравнению с вибратором требуется рассматриваемой антенной для того, чтобы создать такое же, как он, напряжение поля на линии главного луча.

Применим теперь понятие о коэффициенте направленного действия к исследованию различных антенных систем.

§ 2. Однопроводные антенны. Сюда мы относим провод, работающий гармоникой (черт. 1) и многоэтажный провод, составленный из синфазных вибраторов (черт. 2); в частности к последнему типу принадлежат т. наз. горизонтальные антенны Мейснера.

Провод с гармоникой мы будем рассматривать лишь для сравнения с другими антеннами и лишь в отношении луча перпендикулярного проводу. Такой луч имеет место при нечетном числе полуволн на проводе. Заметим, что в этом случае отношение $\frac{E}{e} = 1$, так как действие каждой пары вибраторов с противоположными токами в рассматриваемом нами направлении дает 0. Поэтому выражение для ε примет такой вид:

$$\varepsilon = \frac{73,3}{R_e}. \quad (4)$$



Черт. 1



Черт. 2

Значения R_e для 3, 5 и 7 вибраторов вычислялись нами по методу наводимых эдс и приводятся в первой строке таблицы 1. В следующей строке приведены соответствующие значения коэффициента направленного действия. Во всех случаях ε меньше 1. Это значит, что излучение в экваториальной плоскости ослабевает с увеличением номера гармоники и вообще слабее, чем у одиночного вибратора.

ТАБЛИЦА I

Значения сопротивления излучения и коэффициента направленного действия для провода, работающего нечетной гармоникой

n	1	3	5	7
R_e	73,3	105,5	120,8	130,9
ε	1,0	0,70	0,61	0,56

Для многоярусных проводов отношение $\frac{E}{e}$, очевидно, равно числу вибраторов n в проводе. Это дает для ε след. выражение:

$$\varepsilon = 73,3 \frac{n^2}{R_e}. \quad (5)$$

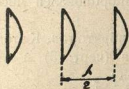
В таблице II приведены значения R_e и ε для различного числа вибраторов в проводе (от 2 до 7). Значения ε довольно высоки и возрастают с числом вибраторов, так как при этом излучаемая энергия все более концентрируется в экваториальной плоскости.

ТАБЛИЦА II

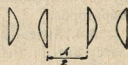
Значения сопротивления излучения и коэффициента направленного действия для многоэтажных проводов с различным числом вибраторов

n	2	3	4	5	6	7
R_s	199,2	317,1	438,5	558,0	679,5	798,7
ϵ	1,47	2,08	2,68	3,24	3,88	4,50

§ 3. Одноэтажные антенны. Сюда относятся синфазная (черт. 3) и переменного-фазная (черт. 4) антенны, составленные из параллельных вибраторов, расположенных в одной плоскости на расстоянии



Черт. 3



Черт. 4

полволны друг от друга. Первая антенна излучает перпендикулярно своей плоскости, вторая — вдоль нее. Напряжение поля в главном луче возрастает пропорционально числу вибраторов. Поэтому для вычисления ϵ следует

применять форм. (5). Данные, касающиеся сопротивления излучения и коэффициента направленного действия указанных антенн, сведены в таблицах III и IV; как видим, в отношении направленного действия синфазная антенна идет впереди переменного-фазной.

ТАБЛИЦА III

Значения сопротивления излучения и коэффициента направленного действия для синфазных антенн с различным числом вибраторов

n	2	3	4	5	6	7
R_s	121,8	178,5	231,8	287,3	341,4	395,6
ϵ	2,42	3,70	5,06	6,39	7,74	9,10

ТАБЛИЦА IV

Значения сопротивления излучения и коэффициента направленного действия для переменного-фазных антенн с различным числом вибраторов

n	2	3	4	5	6	7
R_s	171,4	277,6	387,2	499,2	612,8	727,2
ϵ	1,71	2,38	3,03	3,67	4,31	4,94

Следует заметить, что для указанных антенн М. А. Бонч-Бруевичем¹⁾ были вычислены значения сопротивления излучения на один вибратор при бесконечно большом числе последних в антенне. Для синфазной антенны это значение равно 56 Ω , для переменнo-фазной — 120 Ω . Отсюда при большом числе вибраторов значение ε можно определить приближенно след. образом:

а) для синфазной антенны $\varepsilon = \frac{73,3 n}{56} = 1,31 n$;

б) для переменнo-фазной: $\varepsilon = \frac{73,3 n}{120} = 0,612 n$,

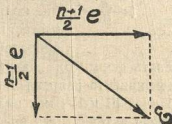
где n — число вибраторов.

На основании полученных выражений заключаем, что направленность синфазной антенны при большом числе вибраторов вдвое лучше, чем у такой же переменнo-фазной антенны и что вообще в этом случае коэффициент направленного действия пропорционален числу вибраторов.

§ 4. Антенны из взаимно-перпендикулярных вибраторов. К этому классу антенн мы отнесем антенны Ширекса (черт. 5) и рамочные антенны.



Черт. 5



Черт. 6

Вектор напряжения поля в удаленной точке в случае антенны Ширекса может быть разложен на две взаимно перпендикулярные слагающие, параллельные направлениям токов в антенне (черт. 6). Обозначая через e , как и ранее, напряжение поля от одного вибратора, мы получим для E :

а) при четном числе вибраторов, составляющих антенну:

$$E = e \sqrt{\left(\frac{n}{2}\right)^2 + \left(\frac{n}{2}\right)^2} = \frac{ne}{\sqrt{2}};$$

б) при нечетном числе вибраторов:

$$E = e \sqrt{\left(\frac{n-1}{2}\right)^2 + \left(\frac{n+1}{2}\right)^2} = e \sqrt{\frac{n^2+1}{2}};$$

откуда для величины $\left(\frac{E}{e}\right)^2$ получим: в первом случае $\left(\frac{E}{e}\right)^2 = \frac{n^2}{2}$; во втором случае $\left(\frac{E}{e}\right)^2 = \frac{n^2+1}{2}$.

¹⁾ Тип. № 35, стр. 183 и 185, 1926

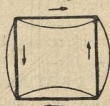
В таблице V в строке I приведены значения величины $\left(\frac{E}{e}\right)^2$ для различного числа вибраторов, во II строке даны соответствующие значения R_e (вычисленные по методу наводимых эдс) и в последней — значения коэффициента направленного действия.

ТАБЛИЦА V

Значения сопротивления излучения и коэффициента направленного действия для антенн Ширекса с различным числом звеньев

n	2	3	4	5	6	7
$\left(\frac{E}{e}\right)^2$	2	5	8	13	18	25
R_e	124,4	151,9	192,8	240,9	283,0	329,0
ϵ	1,18	2,42	3,08	3,95	4,66	5,57

Что касается рамочных антенн, то мы ограничимся рассмотрением в качестве примера простой четырехугольной рамки, сторонами которой являются 4 вибратора (черт. 7). Такая рамка излучает в своей плоскости в двух направлениях перпендикулярно своим сторонам. В обоих направлениях напряжение поля будет равно $2e$. Сопротивление излучения такой рамки равно 254 Ω . Отсюда коэффициент направленного действия рамки $\epsilon = 4 \cdot \frac{73,3}{254} = 1,15$.

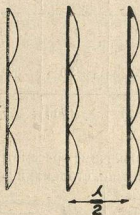


Черт. 7

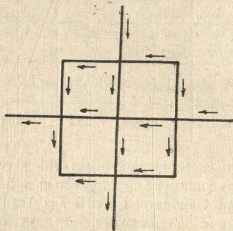
§ 5. Многоэтажные антенны. Зеркала. Многоэтажные антенны являются производными от уже рассмотренных нами антенн: синфазной и антенны Ширекса. В первом случае антенну образуют не одиночные вибраторы, а многоэтажные провода (напр. черт. 8), что дает в результате систему простых синфазных антенн, расположенных в несколько этажей; во втором случае аналогичный принцип применен к простой антенне Ширекса (черт. 9). Такого рода системы сжимают пучок излучения в двух направлениях — и в горизонтальном и в вертикальном. Величина $\frac{E}{e}$ для этих антенн вычисляется указанными выше способами. Сопротивление излучения их может быть подсчитано по методу наводимых эдс и таким образом для каждой такой антенны может быть определен ее коэффициент направленного действия, который для многоэтажных антенн достигает очень больших значений. Так, по подсчетам автора, коэффициент направленного действия антенны Маркони в Бодмине, состоящей из двух секций по 16 трехэтажных

проводов (черт. 8) в каждой, без учета влияния рефлектора, равен приблизительно 100.

Чтобы учесть влияние отражающей системы можно считать, что она экономит вдвое мощность передатчика, так как расход энергии на излучение позади антенны отпадает. Таким образом, зеркало увеличивает коэффициент направленного действия вдвое. Такое допущение может быть принято лишь при большом числе проводов в зеркале и при достаточной направленности основной антенной системы. Для одиночного вибратора, который сам по себе не имеет направленности в экваториальной плоскости, зеркало дает $\varepsilon = 2,5$ ¹⁾.



Черт. 8



Черт. 9

§ 6. О наивыгоднейшем расстоянии между двумя вибраторами.

Из рассмотренных нами простейших антенн наибольшим коэффициентом направленного действия обладает, как видно из таблиц, синфазная антенна. Однако коэффициент направленного действия этой антенны можно еще повысить, изменяя расстояние между вибраторами. В самом деле, напряжение поля в главном луче от этого не изменится, т. к. оно зависит лишь от числа вибраторов; в то же время сопротивление излучения целиком будет зависеть от расстояния между проводами. Один параллельный вибратор влияет на сопротивление излучения другого, создавая положительную или отрицательную поправку к нормальной величине этого сопротивления $R_e = 73,3 \text{ } \Omega$. В наших интересах подобрать расстояние между вибраторами так, чтобы эта поправка была отрицательной и достигала наибольшей величины. Тогда сопротивление излучения будет наименьшим.

Рассмотрим для простоты случай, когда имеются всего два вибратора. Поправка, вызываемая током в параллельном вибраторе, будет тогда:

¹⁾ См. Тит6п, № 50, 551, 1928

$$\Delta R_e = 30 \left[2 \operatorname{Ci} m x - \operatorname{Ci} m \left(\sqrt{x^2 + \frac{\lambda^2}{4}} - \frac{\lambda}{2} \right) - \right. \\ \left. - \operatorname{Ci} m \left(\sqrt{x^2 + \frac{\lambda^2}{4}} + \frac{\lambda}{2} \right) \right], \quad (6)$$

где $m = \frac{2\pi}{\lambda}$ и x — расстояние между вибраторами.

Производная от ΔR_e по x будет:

$$\frac{d}{dx} (\Delta R_e) = \frac{2}{x} \left(\cos m x + \cos m \sqrt{x^2 + \frac{\lambda^2}{4}} \right). \quad (7)$$

Приравнявая ее нулю получим $\cos m x = -\cos m \sqrt{x^2 + \frac{\lambda^2}{4}}$,

откуда

$$x = \frac{k(k+1)}{2k+1} \lambda, \quad (8)$$

где k есть целое число. При k четном мы будем иметь максимумы, при k нечетном — минимумы величины ΔR_e . Ближайший минимум мы получим при $k=1$, когда $x = \frac{2}{3} \lambda$. Следовательно, когда два синфазных вибратора находятся на расстоянии двух третей волны, мощность излучения образуемой ими системы наименьшая. Интересно, что это положение находится в связи с результатами экспериментальных исследований В. В. Татаринова над сдвигом фаз между вибратором и отражающим проводом¹⁾. Расстояния, при которых токи в обоих проводах становятся синфазными или сдвигаются по фазе на 180° , совпадают с теми, что могут быть получены из формулы (8) при k нечетном в первом случае и при k четном — во втором.

Вычисляя сопротивление излучения двух синфазных вибраторов при расстоянии в $\frac{2}{3} \lambda$, мы получим $R_e = 95,5 \Omega$, откуда $\epsilon = 3,07$ против $\epsilon = 2,42$ при расстоянии между вибраторами в полволны.

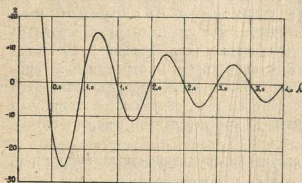
Очевидно, что аналогичные рассуждения справедливы и тогда когда число вибраторов в антенне больше двух. Но тогда на величину сопротивления излучения какого-нибудь вибратора влияют не только соседние с ним провода, а и каждый из остальных. Поэтому наивыгоднейшее расстояние будет несколько отличаться от $\frac{2}{3} \lambda$; его можно будет подсчитать аналогичным путем, отыскивая минимум сопротивления излучения антенны при изменении расстояния между вибраторами. Как известно, сопротивление излучения синфазной антенны из n вибраторов, отстоящих на расстоянии x , может быть написано так:

$$R_n = n R_0 + 2(n-1) R_x + 2(n-2) R_{2x} + \dots + 2(n-k) \\ R_{kx} + \dots + 2R_{(n-1)x}. \quad (9)$$

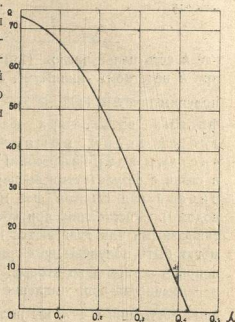
¹⁾ См. ТИТбп, № 32, 534—537, 1925 г.

Здесь $R_0 = 73,3 \Omega$, а R_{kx} есть поправка, зависящая от расстояния kx и вычисляемая по формуле (6). Подставляя выражения для поправок R_{kx} , дифференцируя R_n по x и приравнявая производную нулю, мы получим тригонометрическое уравнение того же типа, что и уравнение (7), но более сложное. Оно может быть однако решено графически и его корни дадут ряд значений для расстояния x между вибраторами, при которых величина сопротивления излучения антенны проходит последовательно через максимумы и минимумы (приближаясь в пределе к nR_0).

Однако наивыгоднейшее расстояние между вибраторами может быть подобрано менее точно, но гораздо быстрее путем ряда проб, если известны поправки R_x , R_{2x} и т. д. Чтобы облегчить их нахождение, мы даем на черт. 10 и 11 кривые изменения величины R_x с увеличением расстояния x между вибраторами. По этой кривой можно легко отсчитать каждую из поправок R_{kx} для выбранного нами



Черт. 10



Черт. 11

расстояния и, подставив найденные величины в выражение (9), вычислить сопротивление излучения антенны.

Все изложенные здесь соображения могут быть применены и к многоэтажным антеннам, т.е. можно аналогичным путем для заданного числа составляющих антенну многоэтажных проводов найти наивыгоднейшее расстояние между ними и тем повысить ее коэффициент направленного действия.

§ 7. Практические замечания. При применении на практике приведенных здесь соображений о направленном действии могут встретиться обстоятельства, усложняющие вопрос. Так, изменяя расстояние между вибраторами, мы исходили из неизменности числа их в антенне. Увеличивая это расстояние с полволны до двух третей ее, мы тем самым изменяем протяженность всей антенны, что на практике бывает

не всегда возможно. Кроме того изменение общепринятого расстояния $\left(\frac{\lambda}{2}\right)$ в ту или другую сторону может в некоторых случаях усложнить устройство сети, питающей провода. Наконец, в мощных установках минимальное число проводов в антенне будет определяться наибольшей допустимой мощностью излучения, приходящейся на один провод. Эта величина зависит в свою очередь от того предельного напряжения на концах вибратора, которое может быть допущено при принятой системе изоляции в антенне. Все эти соображения должны быть учтены при проектировании антенны, но во всяком случае подсчет коэффициента направленного действия даст возможность из двух или нескольких вариантов выбрать тот, который имеет большую направленность.

Несколько замечаний следует сделать еще по вопросу о сравнении антенн при передаче на далекие расстояния. Результаты таких испытаний оказываются иногда несогласными с выводами теории. Однако при оценке этих результатов не следует упускать из виду следующих обстоятельств. Во-первых, необходимо учитывать влияние земли, присутствие которой вносит значительные искажения в диаграмму излучения; для получения направленного излучения в наиболее чистом виде необходимо поднимать антенну не менее как на полволны от земли. Во-вторых, при дальних передачах большую роль играет диаграмма излучения в вертикальной плоскости, так как до приемника доходят лишь волны, излучаемые в пределах некоторого и притом постоянно изменяющегося угла по отношению к горизонту. И в-третьих, при передаче на большие расстояния, антенны, дающие горизонтальный вектор напряжения, с одной стороны, и дающие вертикальный, с другой, могут оказаться не в одинаковых условиях. Все эти особенности необходимо учитывать при попытках возможно лучше использовать направленные свойства той или другой антенны.

В заключение автор считает приятным долгом выразить свою признательность В. В. Татарину за просмотр рукописи и ряд ценных указаний.

Радиолaborатория им. Ленина

Нижний-Новгород

Полосовые фильтры

Инж. И. Контев

Полосовые фильтры, или контура, как показывает само название, обладают свойством пропускать через себя определенную полосу частот, от какой-нибудь ω_2 до ω_3 . Затухание для указанных частот будет равно нулю, если пренебречь ваттным сопротивлением контура. Но так как фактически невозможно изготовить фильтр без омических сопротивлений, то каждый фильтрующий контур будет ослаблять и те частоты которые он должен был бы пропускать без затухания.

Полосовой фильтр должен быть построен так чтобы с одной стороны он пропускал назначенную полосу частот с наименьшим затуханием, и с другой — давал бы наибольшее ослабление для всех других частот. Кроме этого, кривая затухания поглощаемых частот $\beta = f(\omega)$ должна быть как можно круче. Целью настоящей статьи является показать влияние ваттного сопротивления катушек фильтра на затухание в нем пропускаемой полосы частот и одновременно дать вывод для определения границ пропускаемых частот. Эти границы определены в „Основах Электротехники“ проф. Круга и в учебнике „радио по проводам“ Шмакова, но оба автора применяют неверный подход, задаваясь колебательными контурами, а потом определяя их частоты ω_1 и ω_2 . Формулы для расчета полосовых фильтров выведены из уравнений длинных линий, так как всякая естественная линия с распределенными постоянными может быть заменена (правда, с некоторым приближением) контуром с сосредоточенными постоянными.

Из электротехники известно, что для определения напряжения и силы тока волны в любой точке линии, существуют уравнения

$$V = V_e \cos h\nu l + I_e W \sin h\nu l, \quad (1),$$

$$I = I_e \cos h\nu l + \frac{V_e}{W} \sinh\nu l; \quad (2)$$

здесь V_e и I_e — вектора напряжения и силы тока в конце линии; W — волновое сопротивление или характеристика линии; ν — постоянная распространения волны; l — расстояние рассматриваемой точки в линии от ее конца. При холостом ходе напряжение и ток в начале линии будут:

$$V = V_e \cos h\nu l, \quad (3)$$

$$I = \frac{V_e}{W} \sinh\nu l. \quad (4)$$

При коротком замыкании

$$V = IW \sin h\gamma l \quad (5)$$

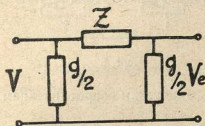
$$I = I_e \cos h\gamma l \quad (6)$$

Сравнивая уравнения (1) и (2) с (3—6), найдем:

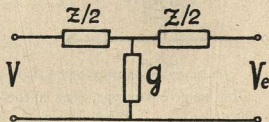
$$V = V_l \cosh \gamma l + I_e W \sinh \gamma l = V_{\text{х. хода}} + V_{\text{кор. зам.}} \quad (7)$$

$$I = I_e \cosh \gamma l + \frac{V_e}{W} \sinh \gamma l = I_{\text{х. хода}} + I_{\text{кор. зам.}} \quad (8)$$

Следовательно, напряжение и сила тока в линии могут быть определены холостым ходом и коротким замыканием. Эти соображения взяты за основу при разборе фильтрующих контуров.



Черт. 1



Черт. 2

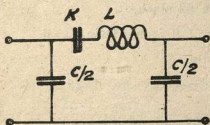
Контуров для замены естественной линии существует два типа, черт. 1 и 2. Их называют контурами I и II рода, или соединение треугольником и звездой, или Π -и T -образными.

Для контура 1-го рода мы имеем

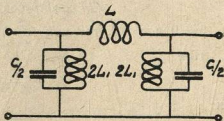
$$\cosh \gamma l = 1 + \frac{ZG}{2} \text{ и } W = \sqrt{Z/G} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{ZG}{4}}};$$

для контура II рода

$$\cosh \gamma l = 1 + \frac{ZG}{2} \text{ и } W = \sqrt{Z/G} \sqrt{1 + \frac{ZG}{4}}.$$



Черт. 3



Черт. 4

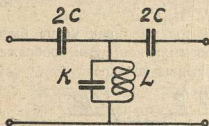
На основании этих уравнений мы разберем полосовые фильтры типа черт. 3, 4, 5 и 6.

Для определения полосы частот, которые фильтр черт. 3 пропустит через себя без затухания, рассмотрим уравнение

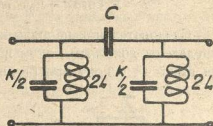
$$1 + \frac{ZG}{2} = \cosh \gamma l = (\beta + j\alpha)l,$$

где β единица ослабления и α — постоянная скорость волны. Принимая $l=1$, получим

$$1 + \frac{ZG}{2} = \cosh \gamma = \cosh(\beta + j\alpha) = \cosh \beta \cos \alpha + j \sinh \beta \sin \alpha.$$



Черт. 5



Черт. 6

Для нашего контура, если пренебречь омическим сопротивлением катушек,

$$Z = j(\omega L - 1/\omega k) \quad \text{и} \quad \frac{G}{2} = \frac{j\omega C}{2}.$$

Следовательно

$$\begin{aligned} 1 + \frac{ZG}{2} &= 1 + \frac{j(\omega L - 1/\omega k)j\omega C}{2} = 1 - \frac{\omega^2 LC + C/k}{2} = \\ &= 1 - \frac{\omega^2 LC}{2} + \frac{C}{2k} = \cos h\beta \cos \alpha + j \sinh \beta \sin \alpha. \end{aligned}$$

Откуда при

$$\frac{\omega^2 LC}{2} = \frac{C}{2k}$$

или

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{Lk}}$$

получим

$$1 = \cos h\beta \cos \alpha + j \sinh \beta \sin \alpha,$$

т.е. $\beta=0$ и $\alpha=0$, так как $\cos h\beta \cos \alpha = 1$ и $j \sinh \beta \sin \alpha = 0$.

При

$$-\frac{\omega^2 LC}{2} + C/2k = -2$$

или

$$\omega = \sqrt{\frac{C/k + 4}{LC}} = \sqrt{\frac{C + 4k}{kLC}}$$

будем иметь

$$-1 = \cos h\beta \cos \alpha + j \sinh \beta \sin \alpha,$$

$$\cos h\beta \cos \alpha = -1 \quad \text{и} \quad j \sinh \beta \sin \alpha = 0.$$

Откуда $\beta = 0$ и $\alpha = 180^\circ$. Таким образом $\beta = 0$ при

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{Lk}} \text{ и при } \omega = \sqrt{\frac{C+4k}{kLC}},$$

или: при условии

$$1 - \frac{\omega^2 LC}{2} + C/2k = \pm 1 \quad \beta = 0;$$

и то же при

$$1 < 1 - \frac{\omega^2 LC}{2} + C/2k < -1.$$

Из уравнения:

$$1 - \frac{\omega^2 LC}{2} + C/2k = \cos h\beta \cos \alpha + j \sin h\beta \sin \alpha$$

β больше 0, если

$$1 - \frac{\omega^2 LC}{2} + C/2k > 1$$

или

$$1 - \frac{\omega^2 LC}{2} + C/2k < -1.$$

Следовательно, наш контур будет пропускать частоты без затухания

$$\text{от } \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{Lk}} \text{ до } \omega_3 = \sqrt{\frac{C+4k}{kLC}}.$$

Все остальные частоты будут ослабляться. Для расчета фильтра вводят величины

$$\eta = \omega/\omega_1 \text{ и } \xi = \omega_1/\omega_2.$$

Здесь ω — частота, для которой определяется затухание, а ω_1 выбирается так, чтобы уравнение

$$1 - \frac{\omega^2 LC}{2} + C/2k = \cos h\eta$$

приняло наиболее простой вид; поэтому в данном случае за ω_1 принимают

$$\omega_1 = \frac{2}{\sqrt{LC}};$$

тогда

$$\xi = \omega_1/\omega_2 = 2/\sqrt{LC} : 1/\sqrt{Lk} = \sqrt{\frac{4k}{C}}$$

и

$$\eta = \omega/\omega_1 = \frac{\omega \sqrt{LC}}{2}.$$

Подставляя эти величины, мы получим

$$1 - \frac{\omega^2 LC}{2} + C/2k = 1 - 2\eta^2 + \frac{2}{\xi^2} = \cos h\beta \cos \alpha + j \sin h\beta \sin \alpha,$$

так как

$$\frac{\omega^2 LC}{2} = 2\eta^2$$

и

$$C/2k = 2/\xi^2.$$

Рассматривая наше новое уравнение

$$1 - 2\eta^2 + \frac{2}{\xi^2} = \cos h\beta \cos \alpha + j \sin h\beta \sin \alpha,$$

найдем, что при $\eta^2 = 1/\xi^2$

$$1 = \cos h\beta \cos \alpha + j \sin h\beta \sin \alpha, \text{ т.е. } \beta = 0 \text{ и } \alpha = 0.$$

При

$$\eta^2 = 1 + \frac{1}{\xi^2}; -1 = \cos h\beta \cos \alpha + j \sin h\beta \sin \alpha$$

$\beta = 0, \alpha = 180^\circ$; для всех других значений η , когда

$$1 - 2\eta^2 + 2/\xi^2 > 1$$

или меньше минус единицы, β будет больше нуля. Откуда

$$\eta = \eta_1 = \omega_2/\omega_1 = 1/\sqrt{Lk} : 2/\sqrt{LC} = \sqrt{\frac{LC}{Lk^4}} = \sqrt{\frac{C}{4k}} = 1/\xi$$

будет нижняя граница пропускания частот и

$$\begin{aligned} \eta = \eta_2 = \omega_3/\omega_1 &= \sqrt{\frac{C+4k}{kLC}} : \frac{2}{\sqrt{LC}} = \sqrt{\frac{(C+4k)LC}{kLC^4}} = \sqrt{\frac{4k+C}{4k}} = \\ &= \sqrt{1 + \frac{C}{4k}} = \sqrt{1 + 1/\xi^2} \end{aligned}$$

верхняя граница пропускаемой полосы. Упрощенное такой подстановкой уравнение

$$1 - 2\eta^2 + 2/\xi^2 = \cosh \nu l$$

принимается при практическом расчете фильтра, и затухание в нем будет зависеть только от $\eta = \omega/\omega_1$, или вернее только от ω , т.е. пропускаемой частоты; ξ — величина постоянная для данного контура и определяется из следующих отношений:

$$\begin{aligned} \eta_1 = \omega_2/\omega_1, \eta_2 = \omega_3/\omega_1, \eta_1 = 1/\xi, \eta_2 = \sqrt{1 + 1/\xi^2}, \eta_1/\eta_2 = 1/\xi : \sqrt{1 + 1/\xi^2} = \\ = \frac{\omega_2}{\omega_3} = \frac{1}{\xi \sqrt{1 + 1/\xi^2}} \end{aligned}$$

или

$$\frac{\omega_3}{\omega_2} = \xi \sqrt{1 + \frac{1}{\xi^2}} = \sqrt{\xi^2 + 1}$$

и

$$\xi = \sqrt{\frac{\omega_3^2}{\omega_2^2} - 1}.$$

Волновое сопротивление фильтра найдем из уравнения

$$W = \sqrt{Z/G} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{ZG}{4}}}; Z = j(\omega L - 1/\omega k); G = j\omega C;$$

$$W = \frac{\sqrt{L/C} \sqrt{1 - \frac{1}{\omega^2 Lk}}}{\sqrt{1 - \frac{\omega^2 LC + C/k}{4}}}$$

При нижней границе пропускаемой полосы частот

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{Lk}}$$

волновое сопротивление контура равно нулю. При верхней границе

$$\omega_3 = \sqrt{\frac{C+4k}{kLc}}, \quad W = \infty,$$

так как в данном случае имеет место равенство

$$-\frac{\omega^2 LC}{2} + C/2k = -2$$

или

$$-\frac{\omega^2 LC}{4} + \frac{C}{4k} = -1.$$

Таким образом волновое сопротивление фильтра есть величина переменная в зависимости от проходящей через него частоты. При расчете фильтра волновое сопротивление его W подгоняется под характеристику линии (для избежания отражения волны); но так как W есть функция от ω , то оно может быть равно характеристике линии только при одной какой нибудь ω , лежащей между ω_2 и ω_3 . Обычно за эту частоту ω принимают

$$\omega = \sqrt{\omega_2 \omega_3}.$$

Для частот меньших ω_2 и больших ω_3 сопротивление фильтра будет безваттным — емкостным или индуктивным.

При введении в расчет фильтра величин η и ξ его W будет:

$$W = \frac{\sqrt{L/C} \sqrt{1 + \frac{1}{\eta^2 \xi^2}}}{\sqrt{1 + \frac{1}{\xi^2} - \eta^2}}. \quad (9)$$

Из значений η и ξ легко показать, что

$$W = 0$$

при

$$\eta = \frac{1}{\xi},$$

и

$$W = \infty$$

при

$$\eta^2 = 1 + \frac{1}{\xi^2}.$$

Итак для расчета полосового фильтра черт. 3 мы будем иметь следующие уравнения

$$1 + \frac{2}{\xi^2} - 2\eta^2 = \cos h\beta \cos \alpha + j \sin h\beta \sin \alpha, \quad (10)$$

$$\eta = \omega/\omega_1; \quad \omega_1 = \xi \omega_2; \quad \xi = \sqrt{\left(\frac{\omega_3}{\omega_2}\right)^2 - 1}, \quad (11)$$

ω_2 и ω_3 — нижняя и верхняя границы пропускаемой полосы; W определяется из уравнения (9); причем $\eta = \sqrt{\eta_1 \eta_2}$, $\eta_1 = \omega_2/\omega_1$, $\eta_2 = \omega_3/\omega_1$;

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{Lk}}, \quad \omega_1 = \frac{2}{\sqrt{LC}}. \quad (12)$$

Указанных уравнений достаточно для определения затухания в фильтре различных частот и для выявления его элементов L , C , k . Так как в уравнении (10) при

$$\omega_2 \quad \alpha = 0^\circ$$

и при

$$\omega_3 \quad \alpha = 180^\circ,$$

то для определения β поглощаемых частот будет иметь место уравнение

$$1 + \frac{2}{\xi^2} - 2\eta^2 = \cos k\beta. \quad (13)$$

Весь этот вывод справедлив только в том случае, если пренебречь ваттным сопротивлением контура.

Пример. Требуется рассчитать полосовой фильтр так, чтобы он пропускал частоты от $f_2 = 13000$ до $f_3 = 15500$, или $\omega_2 = 81640$ до $\omega_3 = 97340$. Фильтр включается в бронзовую линию с $Z = 630$.

Определяем из уравнений (11)

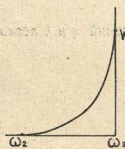
$$\xi = \sqrt{0,4216} = 0,65; \quad \omega_1 = \xi \omega_2 = 53066; \quad f_1 = 8450.$$

Из уравнения (13) определяем β для различных ω_1 через $\eta = \omega/\omega_1$:

f	13000	12000	11000	10000	9000	7500	15500	16000	17000	18500	20000
$\cos k\beta$	1	1,702	2,344	2,435	3,466	4,157	1	1,643	2,362	3,828	5,571
β	0	1,13	1,49	1,74	1,91	2,105	0	1,08	1,51	2,02	2,40.



Черт. 7



Черт. 8

Таким образом затухание в фильтре будет представляться черт. 7 и его W черт. 8.

Элементы фильтра определяются из уравнений (9) и (12):

$$\xi = 0,65, \quad \eta^2 = \eta_1 \eta_2 = \omega_2/\omega_1 \cdot \omega_3/\omega_1 = 2,82, \quad \omega_2 = 81640, \quad \omega_1 = 53066,$$

$$\omega_3 = 97340.$$

Из уравнения (9) при

$$W = Z = 630,$$

получаем

$$Z : \sqrt{\frac{L}{C}} = 0,525.$$

Тогда

$$\sqrt{L/C} = \frac{630}{0,525} = 1200.$$

Имея

$$\omega_1 = \frac{2}{\sqrt{LC}},$$

получаем

$$L = \frac{4}{\omega_1^2 C} = \frac{4 \cdot 1200^2}{\omega_1^2 L},$$

или

$$L^2 = \frac{4 \cdot 1200^2}{\omega_1^2}; L = 0,0452 \text{ генри.}$$

$$C = L/1200^2 = \frac{0,0452}{1200^2} = 0,03138 \text{ } \mu F.$$

Из уравнения

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{Lk}},$$

найдем k :

$$k = \frac{1}{81640^2 \cdot 0,0452} = 0,0033 \text{ } \mu F.$$

Затухание для пропускаемой полосы от $f = 13000$ до $f = 15500$ получилось равным нулю, как было указано выше, ввиду того, что мы пренебрегли ваттным сопротивлением катушек фильтра. Сейчас мы разберем контур черт. 4 с учетом ваттного сопротивления его катушек, на затухание пропускаемой полосы. Ход решения остается тот же.

$$1 + \frac{ZG}{2} = \cos h\beta \cos \alpha + j \sin h\beta \sin \alpha.$$

$$Z = j\omega L \text{ и } \frac{G}{2} = j \frac{(\omega C - 1/\omega L_1)}{2}.$$

След.

$$1 + \frac{ZG}{2} = 1 + j \frac{\omega L \cdot j(\omega C - 1/\omega L_1)}{2} = 1 - \frac{\omega^2 LC}{2} + L/2L_1 =$$

$$= \cos h\beta \cos \alpha + j \sin h\beta \sin \alpha.$$

При

$$\frac{\omega^2 LC}{2} = L/2L_1$$

или

$$\omega = \sqrt{\frac{L \cdot 2}{2L_1 \cdot LC}} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C}}$$

будем иметь

$$1 - \frac{\omega^2 LC}{2} + L/2L_1 = 1 = \cosh\beta \cos \alpha + j \sin h\beta \sin \alpha;$$

откуда

$$\beta = 0 \text{ и } \alpha = 0;$$

$$\omega = \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C}}$$

будет нижней границей пропускаемой фильтром полосы частот. При

$$-\frac{\omega^2 LC}{2} + L/2L_1 = -2$$

или

$$\omega = \sqrt{\frac{4}{LC} + \frac{1}{L_1 C}}$$

получим

$$1 - \frac{\omega^2 LC}{2} + L/2L_1 = -1 = \cos h\beta \cos \alpha + j \sin h\beta \sin \alpha;$$

откуда

$$\beta = 0 \text{ и } \alpha = 180^\circ;$$

и

$$\omega = \omega_3 = \sqrt{4/LC + 1/L_1 C}$$

будет верхней границей пропускаемой частоты. Таким образом частоты от ω_2 и до ω_3 будут проходить через данный контур без затухания и β будет больше нуля, если

$$1 - \frac{\omega^2 LC}{2} + L/2L_1 > 1 \text{ или } \leq -1.$$

Вводя величины

$$\eta = \omega/\omega_1 \text{ и } \xi = \omega_1/\omega_2$$

и взяв за

$$\omega_1 = \frac{2}{\sqrt{LC}},$$

найдем

$$1 - \frac{\omega^2 LC}{2} + L/2L_1 = 1 + 2\xi^2 - 2\eta^2,$$

так как

$$\xi = \omega_1/\omega_2 = \frac{2}{\sqrt{LC}} : \frac{1}{\sqrt{L_1 C}} = \sqrt{\frac{4L_1}{L}}, \quad \frac{\omega^2 LC}{2} = 2\eta^2, \quad L/2L_1 = 2/\xi^2.$$

След. уравнение для определения затухания в фильтре будет

$$1 + 2/\xi^2 - 2\eta^2 = \cos h\beta \cos \alpha + j \sin h\beta \sin \alpha,$$

т.е. в точности такое же как и для контура черт. 3.

Волновое сопротивление фильтра будет

$$\begin{aligned} W &= \sqrt{Z/G} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{ZG}{4}}} = \sqrt{\frac{j\omega L}{j(\omega C - 1/\omega L_1)}} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{j\omega L \cdot j(\omega C - 1/\omega L_1)}{4}}} = \\ &= \frac{\sqrt{L/C} \sqrt{\frac{1}{1 - 1/\omega^2 L_1 C}}}{\sqrt{1 - \frac{\omega^2 LC}{4} + L/4L_1}}. \end{aligned}$$

При

$$\omega = \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C}}$$

имеем

$$1 - \frac{1}{\omega^2 L_1 C} = 0$$

и

$$\sqrt{\frac{1}{1 - \frac{1}{\omega^2 L_1 C}}} = \infty,$$

а след.

$$W = \infty.$$

При

$$\omega = \omega_3 = \sqrt{\frac{4}{LC} + \frac{1}{L_1 C}}$$

или при

$$-\frac{\omega^2 LC}{2} + L/2L_1 = -2$$

получим

$$\sqrt{1 - \frac{\omega^2 LC}{4} + \frac{L}{4L_1}} = 0$$

и

$$W = \infty.$$

Вводя в формулу сопротивления фильтра величины η и ξ , получим, что

$$W = \sqrt{L/C} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{1}{\eta^2 \xi^2}} \sqrt{1 + \frac{1}{\xi^2} - \eta^2}}, \quad (14)$$

так как

$$\omega^2 L_1 C = \eta^2 \xi^2; \quad \frac{\omega^2 LC}{4} = \eta^2; \quad L/4L_1 = 1/\xi^2.$$

Для определения элементов фильтра будем иметь уравнения

$$1) \quad W = Z \text{ линии,}$$

$$2) \quad \omega_1 = \frac{2}{\sqrt{LC}},$$

и

$$3) \quad \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C}}.$$

Пример. Расчитать полосовой фильтр черт. 4 на частоты от $f_2 = 13000$ до $f_3 = 15500$, под бронзовую линию.

Вывод ξ для контура черт. 4 такой же, как и для контура черт. 3, и величина эта остается совершенно тождественною, $\xi = 0,65$. Затухание в фильтре будет определено для любой частоты из уравнения

$$1 + \frac{2}{\xi^2} - 2\eta = \cos h\beta,$$

где $\eta = \frac{\omega}{\omega_1}$, а $\omega_1 = \xi \omega_2$. Сравнивая эту формулу затухания в фильтре черт. 4 с затуханием в контуре черт. 3, мы найдем, что величина затухания в обоих этих контурах одна и та же.

Элементы фильтра определим из уравнений

$$\omega_1 = \frac{2}{\sqrt{LC}}, \quad \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C}}, \quad W = Z \text{ линии} = 630 = \sqrt{\frac{L}{C}} : A;$$

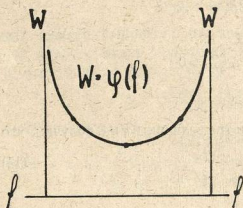
$$\eta_1 = \frac{\omega_2}{\omega_1}, \quad \eta_2 = \frac{\omega_3}{\omega_1}, \quad \omega_1 = \xi \omega_2 = 53066; \quad \eta = \sqrt{\eta_1 \eta_2} = \sqrt{2,82}.$$

$$A = \sqrt{1 - \frac{1}{\xi^2 \eta^2}} \sqrt{1 + \frac{1}{\xi^2} - \eta^2} = 0,296; \quad \frac{\sqrt{\frac{L}{C}}}{A} = Z = 630.$$

$$\sqrt{L/C} = Z \cdot A = 186,48; \quad C = L/186,48^2.$$

$$L = \frac{2 \cdot 186,48}{\omega_1} = 0,007 \text{ генри};$$

$$C = L/186,48^2 = 0,204 \text{ мк F.}$$



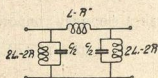
Черт. 9

Из уравнения

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C}}$$

получаем

$$L_1 = \frac{1}{\omega_2^2 C} = 0,0007 \text{ генри.}$$



Черт. 10

Волновое сопротивление W фильтра будет (по уравнению 14)

f	13000	15500	15100	14200	13800	13300	13050
$W \propto$	∞	∞	840	630	575	880	1560,

см. черт. 9. Определим затухание в этом фильтре для пропускаемой полосы; это затухание равно нулю только в том случае, если мы пренебрегаем ваттным сопротивлением катушек фильтра. Вывод формулы здесь будет таков см. черт. 10

$$1 + \frac{ZG}{2} = \cos h \nu l = A + jB = \cos h \beta \cos \alpha + j \sin h \beta \sin \alpha, \quad (15)$$

$$Z = R + j\omega L, \quad \frac{g}{2} = \frac{j\omega C}{2} + \frac{1}{2R_1 + j2\omega L_1};$$

$$1 + \frac{ZG}{2} = 1 + jR\omega C - \omega^2 LC + \frac{\frac{R}{R_1 + j\omega L_1} + \frac{j\omega L}{R_1 + j\omega L_1}}{2}.$$

$$\frac{R + j\omega L}{R_1 + j\omega L_1} = \frac{RR_1 + jR\omega L - jR\omega L_1 + \omega^2 LL_1}{R_1^2 + \omega^2 L_1^2};$$

подставляя это в наше уравнение, получим

$$1 - \frac{\omega^2 LC}{2} + \frac{RR_1 + \omega^2 LL_1}{2(R_1^2 + \omega^2 L_1^2)} + \frac{jR\omega C}{2} + \frac{jR_1\omega L - jR\omega L_1}{2(R_1^2 + \omega^2 L_1^2)} = A + jB.$$

$$2 - \omega^2 LC + \frac{RR_1 + \omega^2 LL_1}{R_1^2 + \omega^2 L_1^2} = 2A,$$

$$jR\omega C + \frac{j(R_1\omega L - R\omega L_1)}{R_1^2 + \omega^2 L_1^2} = j2B.$$

Из уравнения

$$1 + \frac{ZG}{2} - A + jB = \cos h\beta \cos \alpha + j \sin h\beta \sin \alpha \quad \cos h^2\beta \cos^2 \alpha = A^2,$$

$$\sin^2 h\beta \sin^2 \alpha = B^2, \quad \cos h^2\beta = 1 + \sin^2 h\beta, \quad \cos^2 \alpha = 1 - \sin^2 \alpha.$$

Следовательно

$$A^2 = (1 + \sin h^2\beta) \left(1 - \frac{B^2}{\sin h^2\beta}\right) = 1 + \sin h^2\beta - B^2 - \frac{B^2}{\sin h^2\beta},$$

так как

$$\sin \alpha = \frac{B}{\sin h^2\beta}.$$

Умножая все на $\sin h^2\beta$, получим

$$\sin h^2\beta + \sin h^4\beta - B^2 - B^2 \sin h^2\beta = A^2 \sin h^2\beta$$

или

$$\sin h^2\beta (1 - B^2 - A^2) + \sin h^4\beta - B^2 = 0.$$

Отсюда

$$\sin h^2\beta = -\frac{1 - B^2 - A^2}{2} \pm \sqrt{\frac{(1 - A^2 - B^2)^2}{4} + B^2}.$$

Подставив в эти формулы вместо A и B их значения, мы определим затухание в фильтре для любой частоты между ω_2 и ω_3 с учетом ваттного сопротивления катушек переменному току.

Пример. Сделаем расчет для нашего контура, пропускающего частоты от $f=13000$ до $f=15500$.

Элементы этого фильтра: $L=0,007$ генри, $L_1=0,0007$ генри, $C=0,204\mu F$.

Определим затухание в нем для $f=15000$. Для этой цели нужно найти R — ваттное сопротивление катушки L для $f=15000$ и R_1 ваттное сопротивление катушки L_1 для $f=15000$.

По данным Моркрофта катушка 0,008 генри, выполненная из проволоки $d=1$ мм для $f=15400$ имеет $R=11,3$ ома и катушка $L=0,00014$ генри имеет $R=5,5$ омов.

Поэтому для нашего примера можно взять R для катушки 0,007 генри — 10 омов и R для катушки 0,0007 генри — 4 ома, а затем определим A и B :

$$2A = 2 - \omega^2 LC + \frac{RR_1 + \omega^2 LL_1}{R_1^2 + \omega^2 L_1^2} = -0,7; \quad A = -0,35.$$

$$2B = R\omega C + \frac{\omega LR_1 - R\omega L_1}{R_1^2 + \omega^2 L_1^2} = 0,64; \quad B = 0,32.$$

Далее:

$$\sin h^2 \beta - \frac{1 - A^2 - B^2}{2} + \sqrt{\frac{(1 - A^2 - B^2)^2}{4} + B^2} = 0,115 \text{ и } \beta = 0,336.$$

Далее приступим к разбору контура черт. 5.

Определяем границы пропускаемой им полосы. Для этого контура

$$Z = 1/j\omega C \text{ и } G = j(\omega k - 1/\omega L);$$

тогда

$$1 + \frac{ZG}{2} = 1 + \frac{j(\omega k - 1/\omega L)}{2j\omega C} = 1 + \frac{k}{2C} - \frac{1}{\omega^2 LC} = \cos h\beta \cos \alpha + j \sin h\beta \sin \alpha.$$

При

$$\frac{k}{2C} = \frac{1}{2\omega^2 LC}$$

будем иметь

$$1 = \cos h\beta \cos \alpha + j \sin h\beta \sin \alpha.$$

Откуда получим

$$\beta = 0 \text{ и } \alpha = 0$$

и при условии

$$k/2C - \frac{1}{2\omega^2 LC} = -2, \quad \cos h\beta \cos \alpha + j \sin h\beta \sin \alpha = -1,$$

т.-е.

$$\beta = 0 \text{ и } \alpha = 180^\circ.$$

Таким образом, одна граница пропускаемой частоты будет найдена из условия

$$\frac{k}{2C} = \frac{1}{2\omega^2 LC}; \quad \omega = \sqrt{\frac{2C}{2LCk}} = \frac{1}{\sqrt{Lk}} = \omega_2$$

и вторая из равенства

$$k/2C - \frac{1}{2\omega^2 LC} = -2:$$

$$\omega = \sqrt{\frac{2C}{2LC(k+4C)}} = \frac{1}{\sqrt{(k+4C)L}} = \omega_3.$$

Волновое сопротивление контура найдем из уравнения

$$W = \sqrt{Z/G} \sqrt{1 + \frac{ZG}{4}} = \sqrt{\frac{L/C}{1 - \omega^2 Lk}} \sqrt{1 + \frac{k}{4C} - \frac{1}{4\omega^2 LC}}. \quad (16)$$

При

$$\omega = \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{Lk}} \quad W = \infty.$$

Для

$$\omega = \omega_3 = \frac{1}{\sqrt{(k+4C)L}},$$

т.-е. при

$$\frac{k}{2C} - \frac{1}{2\omega^2 LC} = -2, \quad W = 0.$$

Вводя величины

$$\eta = \omega/\omega_1,$$

$$\xi = \omega_1/\omega_2$$

и обозначая

$$\omega_1 = \frac{1}{2\sqrt{LC}},$$

получим

$$\eta = 2\omega\sqrt{LC};$$

$$\xi = \frac{\sqrt{Lk}}{2\sqrt{LC}} = \sqrt{k/4C},$$

откуда

$$W = \sqrt{L/C} \sqrt{\frac{1}{1 - \eta^2 \xi^2}} \sqrt{1 + \xi^2 - \frac{1}{\eta^2}}.$$

Затухание в фильтре будет определяться по уравнению

$$1 + \frac{k}{2C} - \frac{1}{2\omega^2 LC} = \cos h\beta \cos \alpha + j \sin h\beta \sin \alpha$$

или, подставляя η и ξ , по уравнению (10).

Величина ξ определяется из следующих условий

$$\eta_1 = \omega_2/\omega_1; \eta_2 = \omega_3/\omega_1; \frac{\eta_1^2}{\eta_2^2} = \frac{\omega_2^2}{\omega_3^2} = \frac{1}{\xi^2} + 1; \xi = \sqrt{\frac{\omega_3^2}{\omega_2^2 - \omega_3^2}}.$$

Из уравнения (10) имеем при

$$\eta = \eta_1 = 1/\xi, \beta = 0 \text{ и } \alpha = 0;$$

при

$$\eta = \eta_2 = \sqrt{\frac{1}{1 + \xi^2}}, \beta = 0, \alpha = 180^\circ.$$

Итак, при условии

$$1 + 2\xi^2 - \frac{2}{\eta^2} = 1 \beta = 0;$$

β будет больше нуля, если

$$1 + 2\xi^2 - \frac{2}{\eta^2} > 1 \text{ или } < -1.$$

Для определения элементов фильтра будем иметь уравнения

$$1) W = Z \text{ линии,}$$

$$2) \omega_1 = \frac{1}{2\sqrt{LC}},$$

$$3) \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{Lk}}.$$

Пример. Расчитать фильтр на полосу частот от $f_2 = 15500$ до $f_3 = 13000$, под Z бронзовой цепи.

Определяем

$$\omega_1 = \xi \omega_2 = \sqrt{\frac{\omega_3^2 \omega_2^2}{\omega_2^2 - \omega_3^2}} = 149940; f_1 = 23876.$$

Затем находим затухание в фильтре для любой ω ; по уравнениям

$$1 + 2\xi^2 - \frac{2}{\eta^2} = \cos h\beta \text{ и } \xi = \omega_1/\omega_2 = 1,541, \eta = \omega/\omega_1$$

находим

$$1 + 2\xi^2 - 2/\eta^2 = 1 + 4,75 - 2/\eta^2 = \cos h\beta.$$

Таким образом, подставляя вместо ω нужные нам частоты, найдем их затухание в данном фильтре.

f	13000	12000	11000	10000	9000	7500	15500	16000	17000	18500	20000
β	0	1,425	1,999	2,422	2,810	3,378	0	0,75	1,19	1,53	1,056

Затухание в зависимости от частоты представлено на черт. 11.

Элементы фильтра. По формуле (15)

$$W = Z = 630; \eta_1 = \omega_2/\omega_1 = 0,649; \eta_2 = \omega_3/\omega_1 = 0,544; \xi = \omega_1/\omega_2 = 1,541;$$

$$\eta = \sqrt{\eta_1 \eta_2} = \sqrt{0,353}.$$

Обозначим

$$W = \sqrt{L/C} \cdot A = 630; \sqrt{L/C} = \frac{630}{A} = \frac{630}{1,831} = 344,08; C = L/344,08^2.$$

Из уравнения

$$\omega_1 = \frac{1}{2\sqrt{LC}}$$

имеем

$$L = \frac{1}{4\omega_1^2 C} = \frac{1 \cdot 344,08^2}{4\omega_1^2 L};$$

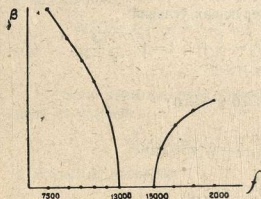
откуда

$$L = \frac{344,08}{2\omega_1} = 0,001147 \text{ генри};$$

$$C = L/344,08^2 = 0,0096 \mu F.$$

Из уравнения

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{kL}}$$



Черт. 11

имеем

$$k = \frac{1}{\omega_2^2 L} = 0,092 \mu F.$$

Для определения границ пропускаемой полосы частот фильтром черт. 6 решаем то же уравнение, что и для предыдущих контуров; в уравнении (15)

$$Z = \frac{1}{j\omega C}; \frac{G}{2} = \frac{j(\omega k - 1/\omega L)}{2};$$

след.

$$1 + \frac{ZG}{2} = 1 + \frac{j(\omega k - 1/\omega L)}{j\omega C \cdot 2} = 1 + \frac{k}{2C} - \frac{1}{2\omega^2 LC} = \cos h\beta \cos \alpha + j \sin h\beta \sin \alpha;$$

при

$$k/2C = \frac{1}{2\omega^2 LC}$$

или

$$\omega = \sqrt{\frac{2C}{2kLC}} = \frac{1}{\sqrt{Lk}}$$

имеем

$$1 = \cos h\beta \cos \alpha + j \sin h\beta \sin \alpha.$$

Откуда

$$\beta = 0 \text{ и } \alpha = 0;$$

при

$$\frac{k}{2C} - \frac{1}{2\omega^2 LC} = -2$$

или

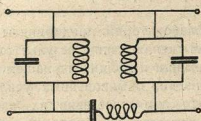
$$\omega = \sqrt{\frac{1}{L(k+4C)}}$$

получим

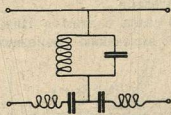
$$-1 = \cos h\beta \cos \alpha + j \sin h\beta \sin \alpha;$$

откуда

$$\beta = 0 \text{ и } \alpha = 180^\circ.$$



Черт. 12



Черт. 13

Таким образом

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{Lk}}$$

и

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{L(k+4C)}}$$

будут границами пропускаемой частоты.

Наилучшими фильтрами по крутизне затухания $\beta = \varphi(\omega)$ в них задерживаемых частот и по величине этого ослабления, являются контура черт. 12 и 13.

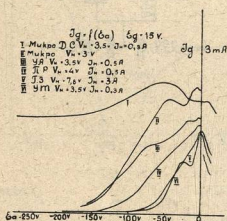
Исследование обратных характеристик усилительных ламп

А. Н. Авров

В журнале Proceedings of the Institute of Radio Engineers за 1928 г. помещена статья Terman'a „Обращенная лампа, как мощный усилитель вольтажа“. В этой статье указывается на возможность получения заметного усилительного эффекта, если переменный отрицательный потенциал давать на анод и наблюдать изменение в сеточном токе, при чем эдс в цепи сетки будет меньше, чем в цепи анода.

Это обстоятельство дает повод предполагать, что при таком включении лампа может заменить собой выходные трансформаторы в усилителях с сопротивлениями, но только в тех случаях, когда приходится пользоваться малоомными трансформаторами или громкоговорителями.

В связи с этим в Ниж. Радиолaborатории предприняты были меры к выяснению возможности достижения таких результатов при



Фот. 1

помощи имеющихся в нашем распоряжении обыкновенных усилительных ламп, заставив их работать в перевернутом виде. Но условия работы лампы в перевернутом виде настолько отличаются от обыкновенных условий, что судить о работе лампы в этих новых условиях по имеющимся характеристикам не приходится. Поэтому мне было поручено снять новые характеристики с усилительных ламп в новых для них условиях.

Многo были исследованы лампы Ниж. Радиолaborатории типа ГБ, ГЕ, ГЗ, УА, ПР и лампы Треста слабых токов „Микро“, УТ и МДС. При первом же исследовании из указанных ламп отпали ГБ и ГЕ, как имеющие малую крутизну характеристики.

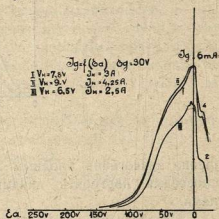
Как видно из фот. 1, которая представляет зависимость сеточного тока в функции переменного отрицательного анодного напряжения в пределах от $+25$ в до -250 в с различных ламп при постоянном сеточном напряжении равном 15 в., некоторые лампы, как-то МДС и УА оказались совершенно непригодны для наших целей, первая—вследствие малой крутизны характеристики и УА—вследствие

искривления ее. Любопытными оказались искривления характеристики у ламп УТ и „Микро“. Они не могут быть объяснены динаatronным эффектом, так как потенциалы на аноде и сетке очень малы для того, чтобы можно было достичь заметного выделения вторичных электронов. Для объяснения непонятных изгибов характеристик можно было-бы допустить плохую пустотность этих ламп, тем более, что перегибы характеристики как раз соответствуют тем условиям, при которых производятся измерения на вакуум по способу ионизационного манометра. Но от такого предположения мы должны отказаться, так как допустить плохую пустотность у торированных ламп мы не имеем оснований. Сам по себе интересный факт неправильности характеристики в свое время, конечно, будет тщательно обследован, но во всяком случае для настоящих работ лампы „Микро“ и УТ, признаны не подходящими и работы в дальнейшем велись с лампами ГЗ и ПР, как оказавшимися наиболее пригодными.

Из семейства сеточных характеристик с лампы ГЗ, выражающих $I_g = f(E)_a$ были получены те условия, при которых лампа ГЗ может работать при обратном включении, а также и та мощность, которую она может дать при этих условиях. Именно для максимального анодного смещения, которое можно ожидать от усилителя с сопротивлениями, 100 в и для напряжения на сетке 20—30 в переменная составляющая сеточного тока не может превзойти 3 мА. А это значит, что для получения необходимой мощности мы должны брать одновременно не менее 5 ламп. Но такое включение ламп должно быть признано не экономным и указывает на неполное использование эмиссии. Что это так, видно из фот. 2.

Фот. 2 представляет обратную характеристику с лампы ГЗ $I_g = f(E)_a$ $E_g = \text{const} = 30$ в при различных накалах 1) $V_n = 7,3$ в, $I_a = 3$ А; 2) $V_n = 9$ в, $I_a = 4,25$ А; 3) $V_n = 6,5$ в, $I_a = 2,5$ А. По этой фотографии ясно видно, что максимальную мощность лампа развивает при значительном недокале. Отсюда получается убеждение, что для обратного включения следует сконструировать и изготовить специальную лампу с уменьшенным катодом. Параллельное включение ряда таких ламп не потребует большого тока накала, но максимум полезного действия будет достигнут.

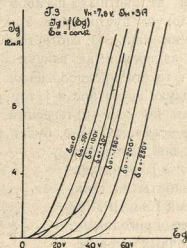
Что касается лампы ПР, которая является старой лампой Ниж. Радиолaborатории, то она оказалась исключительно пригодной для наших целей.



Фот. 2

Судя по результатам, полученным от одной лампы группа таковых должна дать безукоризненные результаты.

Фот. 3 представляет семейство сеточных характеристик с лампы ГЗ выражающих $I_g = f(E_g)$, $E_a = \text{const}$ от + 50 до — 250 в. Они совер-



Фот. 3

шенно аналогичны анодным характеристикам и позволяют обычными способами построить динамическую характеристику перевернутых ламп.

Исследование динамических характеристик и выяснение детекторного действия ламп в этом включении представляет очередную задачу.

Нижегородская
Радиолaborатория
20/XII—1928 г.

Русские патенты по радиотехнике

Инж. В. И. Волынкин, ч. учр. РОРИ

1. Помещаемый далее обзор является продолжением обзоров за прошлые годы ¹⁾ ²⁾. Указанный в последней статье ²⁾ новый классификатор германских патентов ³⁾ с марта 1927 г. лег в основу также и русской классификации, и уже с июня 1927 г. патенты распределяются не только по классам и подклассам, но и по группам. Ныне действующая система (кстати сказать, введенная в жизнь без официальной публикации в Вестнике К. по Д. И.) воспроизводит германскую, но временно с меньшей детализацией, объединяя несколько групп в одну. Мы приведем здесь схему нового русского классификатора ⁴⁾, ограничившись лишь классом 21 (Электротехника). Указанное в скобках количество групп в германском классификаторе включает также и запасные группы.

Подкласс 21 а — электрическая связь — разбивается на 4 раздела:

1) 21 а¹ — эл. телеграфия, 6 групп (в германском 40 групп);

2) 21 а² — телефония, 9 групп (в герм. 43);

3) 21 а³ — устройства для установления телефонных соединений, 19 групп (82);

4) 21 а⁴ — радиотехника, 10 групп (77).

Подкласс 21 b — гальванические элементы, аккумуляторы и термоэлементы, 7 групп (27).

Подкласс 21 с — проводка тока и электрические установки, 22 группы (72).

Подкласс 21 d — электр. машины: генераторы, двигатели, преобразователи и трансформаторы, а также распределительные системы — разбивается на 2 раздела:

1) 21 d¹ — постоянный ток, 12 групп (73);

2) 21 d² — переменный ток, 5 групп (55).

Подкласс 21 e — электрические измерения, 4 группы (27).

Подкласс 21 f — электрическое освещение, 20 групп (86).

¹⁾ ТИТбл, № 36, 210—236, 1926.

²⁾ ТИТбл, № 45, 625—657, 1927.

³⁾ Gruppeneinteilung der Patentklassen. Vierte Auflage, Carl Heymans Verlag, Berlin, 1926; см. также указатель к нему: Stichwörterverzeichnis, alphabetische Nachweisung technischer Gegenstände mit Angabe der Patentklassen und Gruppen, zu denen sie gehören. Dritte Auflage, Carl Heymans Verlag, Berlin, 1927.

⁴⁾ Указатель классов, подклассов и групп патентов на изобретения, выдаваемых в Союзе ССР, Ленинград, март 1927 г. Издан в ограниченном количестве экземпляров для внутреннего употребления Комитета и его библиотеки.

Подкласс 21 g — общие электрические вспомогательные способы и устройства, кроме электрохимических (электромагниты, автоматические прерыватели, конденсаторы, катодные лампы, пустотные приборы, рентгеновские аппараты, устройства для электро- и радиотерапии), 17 групп (31).

Подкласс 21 h — электрическое нагревание и нагревательные приборы для разных целей, 7 групп (31).

По выяснении на опыте достоинств и недостатков нового классификатора, а также целесообразности принятой русской терминологии, предположено издать новый указатель для общего употребления. Придавая особо важное значение терминологии и условным обозначениям⁵⁾ в патентном деле, следует высказать пожелание, чтобы Комитет по Делах Изобретений в этом вопросе вступил в связь с соответствующими учреждениями и организациями и в частности с Русским Обществом Радиоинженеров в Ленинграде и РОРИ в Москве. Как известно, радиоинженеры много работали над терминологией и добились соглашения по целому ряду спорных терминов, которые и были утверждены IX Всесоюзным Электротехническим Съездом. [См Ти Тбп № 1 (52) 75—89. 1929].

Таким образом, патенты в 1927 классифицировались по двум системам. В целях единообразия, в обзоре при разбивке патентов следует остановиться на какой-нибудь из них. Для данного случая мы выбрали прежнюю систему, как из соображений простоты и сравнительно небольшого количества патентов, так и по причинам принципиального характера. Отнесение патента к той или иной группе всегда в некоторой степени субъективно, в чем нас убеждает практика Комитета. Если какой-нибудь патент, выданный до июня 1927 г. и отнесенный к классу 21 a, мы отнесли бы, напр., к классу 21 a⁴, 10, то впоследствии это могло бы разойтись с разбивкой прежде выданных патентов, произведенной самим Комитетом. Это распределение и публикация новых классов, подклассов и групп для ранее выданных патентов, несомненно должно быть сделано Комитетом в ближайшее время для избежания недоразумений и неопределенности. Поэтому, в нашем обзоре мы сохранили лишь класс и подкласс, опуская разделы и группы.

2. За 1927 г. в Вестнике Комитета были напечатаны извлечения из описаний патентов от № 1837 до № 3552, однако, не в последовательном порядке, а с многочисленными пропусками и возвратом к пропущенным номерам. Из них №№ 1840—1977 были помещены за 1926 г.,

⁵⁾ Список сокращенных обозначений различных единиц измерения уже опубликован в извещении № 31 Комитета, по Дел. Изобр. [Вестник К. по Д. И. № 4 (42), стр. 535—536, апрель 1928]. Этими обозначениями следует руководствоваться при составлении патентных описаний.

а №№ 2923, 3419, 3421—3446, 3448—3453, 3455, 3456, 3500—3509 — в 1928 г. Подобный бессистемный способ публикации извлечений сильно умалывает ценность „Вестника“, так как разыскание нужного патента, хотя бы в извлечении, отнимает много времени, а иногда и невозможно. Попутно следует также отметить, что перечень выданных в 1927 г. патентов закончился № 4299 [Вестник № 12(38) 1927, стр. 102], а изданный указатель за тот же год заканчивается № 3214⁶⁾. Нужно надеяться, что Комитет обратит внимание на эти обстоятельства и преодолевает те технические затруднения, которые здесь встречаются.

Таким образом, за 1927 г. были помещены краткие описания 1532 патентов. Из них на долю радиотехники и близко соприкасающихся областей приходится 99 патентов или 6,5% против 9,7% за предыдущий год. Число чисто радиотехнических патентов составляет в 1927 г. 2,2% против 4% в 1926 г. Также понизилось против ожидания количество патентов, выданных иностранным гражданам и фирмам, которое составляет 14% против 25% в 1926 г.

Из 76 патентообладателей 64 получили по 1 патенту, Филипс — 7 и Маркони — 4.

3. Следующий далее обзор составлен с возможной объективностью. В него включены все описанные за рассматриваемый период патенты по радиотехнике и применению токов в. ч. независимо от их научной обоснованности, целесообразности и практической ценности. Кроме того в обзоре помещены и некоторые общие патенты, имеющие отношение к радиотехнике. Всюду по возможности использован официальный текст, с заменой, где это требовалось, специальных терминов согласно терминологии, принятой Русским Обществом Радиоинженеров, а в последнее время также и трестом „Электросвязь“.

Те патенты, в описании которых допущены значительные сокращения или изменения против официальной редакции Вестника К. по Д. И., отмечены знаком *.

⁶⁾ Указатель патентов на изобретения, выданных в СССР в 1927 г. (№№ 1515 по № 3214 вкл.), Ленинград, 1928; см. также „Указатель“ за 1925—1926 (№ 1 по № 1514 вкл.), Ленинград, 1927.

Обзор патентов 7)

Извлечения из патентов по радиотехнике, опубликованные в №№ 1 (27)—12 (38) Вестника Комитета по Делах Изобретений НТУ ВСНХ СССР за 1927 г. Срок действия патентов, для которых в обзоре не указан день выдачи, исчисляется с 15 сентября 1924 г. по 15 сентября 1939 г. Остальные

патенты действительны в течение 15 лет со дня выдачи и сверх того в период от публикации о выдаче заявочного свидетельства до дня выдачи патента.

Составил по официальным данным
В. И. Волюкин.

Класс 21 а

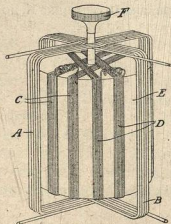
* № 1982. (Заявл. 23 июля 1915). Е. Е. Горина.

1. Устройство для видения на расстоянии.

№ 2033. (Заявл. 2 августа 1924). Ин-нй Компании Беспроволочного Телеграфа Маркони, с огр. отв. (Изобр. Г. Д. Роунд, Т. Л. Эккерсли и Д. М. Райт).

1. Способ радиопередачи, характеризующийся тем, что немедленно после окончания посылки точки или тире фаза колебаний в отправительной сети изменяется на 180° , причем амплитуды реверсированных колебаний могут быть меньше амплитуд колебаний, которыми передаются сигналы. (Всего пунктов 3).

№ 2034. (Заявл. 26 марта 1924). Ин-нй Компании Беспроволочного Телеграфа Маркони, с огр. отв. (Изобр. Д. М. Райт).

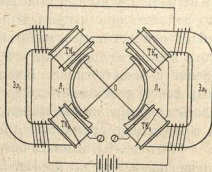


Радиогониометр с двумя неподвижными катушками и одной подвижной пленгую-

щей катушкой, характеризующийся тем что его подвижная пленгующая катушка снабжена двумя обмотками C, D, плоскости витков которых составляют между собой угол приблизительно в 45° .

№ 2037. (Заявл. 8 августа 1924). В. С. Туранова.

Телефон, характеризующийся совокупным применением: а) связанного механически с мембраной телефона и качающегося



вокруг оси O железного якоря, состоящего из двух половин $Я_1$ и $Я_2$; б) двух поляризованных электромагнитов $Э_1$ и $Э_2$, концы сердечников которых согнуты так, что геометрические оси этих концов проходят через ось O; в) четырех обмоток TK_1, TK_2, TK_3, TK_4 , навитых каждая на загнутый конец одного из сердечников электромагнитов $Э_1, Э_2$, каковые катушки включены в цепь модулированного тока.

* № 2050, от 31 декабря 1926 г. (Заявл. 20 декабря 1924). Н. А. Гедройца.

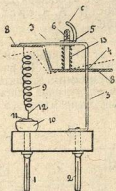
Аппарат для электрической телескопии с синхронно вращающимися передаточной и приемной оптическими щелевыми системами.

7) Клише к этому обзору любезно предоставлены Вестником К. по Д. И. на льготных условиях.

Класс 21 а

№ 2057, от 31 декабря 1926 г. (Заявл. 27 января 1925). Г. И. Фефербойм.

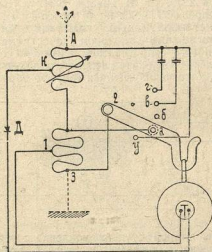
Контактный детектор, характеризующийся применением металлического движка 8, несущего образующую чувствительный



контакт с кристаллом пружину 9 и прикрепленного к болту 6, проходящему через прорез 5 металлической стойки, удлиненный конец которого движка 8 проходит через прорез 4 стойки 3.

№ 2068, от 31 декабря 1926 г. (Заявл. 23 декабря 1924). К. В. Стахорского и Е. Я. Щеголева.

Радиоприемник, характеризующийся совокупным применением: а) бифилярной катушки 1, замыкаемой накоротко телом рычага 2 при определенном его положении,



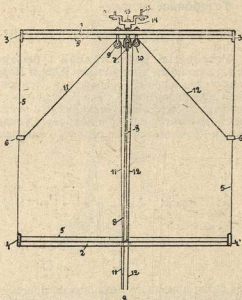
к середине каковой катушки присоединена одна из точек детекторного контура, и б) однополюсного коммутатора, служащего для изменения емкости и самоиндукции, рычаг 2 которого снабжен крючком для подвеса телефона Т и предназначен для непосредственного заземления сети при повешенном телефоне.

Телеграфия и Телефония. № 54.

Класс 21 а

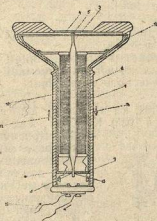
№ 2082, от 31 декабря 1926 г. (Заявл. 9 апреля 1925). Д. Г. Тамбовцева.

Складная рамочная антенна, характеризующаяся применением трех блоков 7, 9, 10, прикрепленных к верхней рейке 1 рамки, через каковые блоки перекинуты, через каждый блок по одному, шнуры 8, 11, 12, свободные концы которых проходят



через отверстия в нижней рейке 2 рамки, из каковых шнуров: шнур 8 прикреплен к середине рейки 2 и служит для ее поднимания и опускания, а шнуры 11 и 12 прикреплены каждый к одному из расположенных по концам рейки изоляторов 6 и 6', снабженных отверстиями для проволок 5, 5' рамки.

№ 2092, от 31 декабря 1926 г. (Заявл. 20 июня 1925). В. А. Андреева-Сальникова.



Телефон, характеризующийся применением веретенообразного сердечника 2, могу-

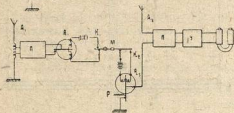
Класс 21 а

щего под действием магнитного поля перемещаться внутри катушки 1 телефона, каковой сердечник расположен перпендикулярно к мембране 4 телефона и скреплен одним из своих концов с ее серединой.

* № 2118. (Заявл. 20 июня 1916). А. К. Никифорова.
Телефонное релэ.

№ 2130. (Заявл. 26 мая 1922). А. Ф. Шорина.

Устройство радиостанций с быстродействующими аппаратами Юза и Бодо, характеризующееся совокупным применением поляризованного релэ R_1 , служащего для связи передающего механизма с отправительной антенной A_1 и лампового усилителя и поляризованного релэ R_2 , служащих



для связи приемного механизма с приемной антенной A_2 , причем: 1) в аппарате Юза контактный рычаг (перо) M снабжается дополнительным контактом K_2 для включения и выключения через посредство добавочного релэ R_3 приемной антенны A_2 обратно тому, включена или выключена передающая антенна A_1 . 2) в аппарате Бодо обмотка релэ R_1 включена в цепь второго и пятого колец распределителя токов, релэ же R_2 соединено якорем с четвертым, а рабочий контакт с первым кольцом распределителя, тогда как обмотка его соединяется с усилителем.

* № 2136. (Заявл. 25 апреля 1923). Г. В. Боголюбова.

Устройство для модуляции яркости световых лучей на приемной станции электрического телескопа.

№ 2199, от 31 января 1927 г. (Заявл. 13 января 1925). К. К. Плавского.



1. **Приспособление для определения места возникновения радиоволн и для ориентирования в местности,** характеризующееся применением рамки 1, сцепленной при посредстве шестерен 3 с bussолью 2 таким образом, что установкой рамки получается возможность

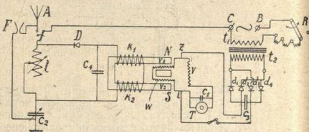
Класс 21 а

определения румба данного направления непосредственным отсчетом по bussоли. (Всего пунктов 3).

* № 2208, от 31 января 1927 г. (Заявл. 6 марта 1925). И. А. Сергеева.
Микрофон.

№ 2227, от 31 января 1927 г. (Заявл. 30 апреля 1925). Н. П. Тургенева.

1. **Радиоприемник,** характеризующийся применением висмутовой спирали W , включенной в цепь выпрямленного тока парал-

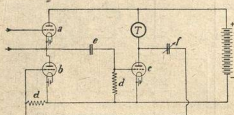


лельно или последовательно с телефоном T , каковая спираль помещена в поле электромагнита, по обмотке которого проходит выпрямленный ток от приемной радиосети A .

(Всего пунктов 3).

№ 2230, от 31 января 1927 г. (Заявл. 28 апреля 1925). С. М. Мошкова.

Регенеративный усилитель с катодными лампами, в котором в качестве междуплампового сопротивления применено сопротивление анод-катод вспомогательного триода, характеризующийся тем, что обратная



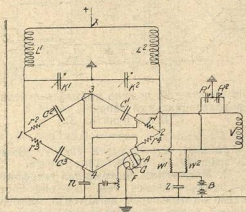
связь второй ступени усиления с первой устроена в виде конденсатора f , включенного между анодом усилительной лампы C второй степени усиления и сеткой вспомогательного триода b .

* № 2246, от 31 января 1927 г. (Заявл. 4 июля 1925). А. И. Мускара.
Микрофонно-телефонное устройство.

Класс 21 а

№ 2266, от 31 января 1927 г. (Заявл. 1 августа 1925). Ин-ной Компании Беспроводного Телеграфа Маркони с огр. отв. (Изобр. Ч. С. Франклин и Э. Грин).

1. Устройство для усиления высокочастотных колебаний с целью устранения реакции между цепями анода и сетки усиленной лампы, характеризующееся применением уравновешенного моста Витстона,

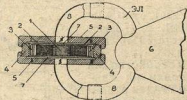


в одно из плеч которого включена внутренняя емкость между сеткой и анодом усиленной лампы, а в диагонали включены цепи анода и сетки, симметричные относительно земли.

(Всего пунктов 5).

№ 2350, от 28 февраля 1927 г. (Заявл. 10 февраля 1925). М. М. Попова-Платонова.

Телефон с одним рупором, характеризующийся применением двух мембран 7, 7, расположенных по обеим сторонам электромагнита 4, с сердечником 1, состоящим



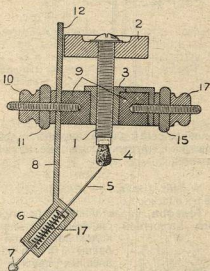
из пучка изолированных друг от друга проволок, и панцирем 3 из ленты, свернутой в спираль, витки которой изолированы друг от друга, причем пространство перед мембранами 7, 7 соединено трубами 8, 8 с рупором б.

№ 2388, от 28 февраля 1927 г. (Заявл. 29 апреля 1925). В. В. Плотнокова.

1. Контактный детектор, характеризующийся применением поддерживающего

Класс 21 а

детекторный кристалл 4, вращающегося в гайке 3 микрометричного винта 1, снабженного дискообразной головкой 2 с делениями для отсчета угла поворота винта, каковая головка расположена вблизи изолированной от гайки 3 упругой металлической пластинки 8, снабженной делениями 12



для отсчета полных оборотов винта 1, причем острие 5 детектора при помощи пружины 17 поддерживается пластинкой 8. (Всего пунктов 2).

№ 2391, от 28 февраля 1927 г. (Заявл. 9 мая 1925). М. А. Страхова.

Реостат накала для катодных ламп, характеризующийся применением нескольких проволочных спиралей, навитых на цилиндрах из изолирующего материала, каковые цилиндры закреплены в шайбах, которые могут быть поворачиваемы в стойках для подведения под пружинный контакт любой из проволочных спиралей.

(К патенту приложен чертеж).

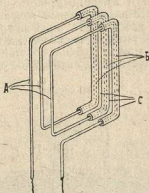
№ 2393, от 23 февраля 1927 г. (Заявл. 11 мая 1925). И. Ф. Волка и В. М. Краута.

Телефонная мембрана, характеризующаяся тем, что она изготовлена из бакелита с примесью около 35% железных опилок.

№ 2400, от 28 февраля 1927 г. (Заявл. 6 июля 1925). Н. Н. Движанинова.

Рамочная антенна, характеризующаяся тем, что в каждом ее витке провод на

Класс 21 а



половине своей длины защищен от действия электромагнитных волн металлическим экраном.

№ 2462. (Заявл. 14 декабря 1921). Ф. К. Верховского.

Телефон, характеризующийся применением магнитной системы, состоящей из колоколообразной мембраны α β γ и из вставленных друг в друга поляризованных железных цилиндров 1, 2, 3...



каждый из которых снабжен наложенной по его наружной поверхности обмоткой, причем все обмотки соединены между собой последовательно, а обращенные к мембране торцы цилиндров 1, 2, 3... образуют в своей совокупности поверхность, параллельную мембране.

№ 2524, от 31 марта 1927 г. (Заявл. 6 марта 1925). А. П. Селезнева.

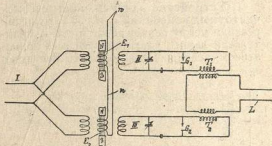
Способ получения электромагнитных волн, лежащих в видимой части спектра, при помощи вибраторов из мелких металлических частиц, характеризующийся тем, что в качестве электромагнитных вибраторов применены микроскопические частицы, взвешенные в диэлектрике.

№ 2534, от 31 марта 1927 г. (Заявл. 17 декабря 1924). Ин-ца Г. Кенемана.

1. Реле переменного тока со статическим преобразователем частоты, характеризующееся тем, что цепь I первичного тока разветвлена и связана с двумя цепями II и III, из которых цепь II настроена на частоту несколько большую, чем частота некоторой гармоники цепи I, а цепь III —

Класс 21 а

на частоту несколько меньшую этой гармонике, причем неравенство токов в цепях II и III, обусловленное пропусканием тока



по обмотке W, должно вызывать в цепи L дифференциальный рабочий ток.

(Всего пунктов 3).

№ 2581, от 31 марта 1927 г. (Заявл. 28 июля 1925). П. М. Андреева.

1. Магнитная система для телефонов, характеризующаяся тем, что она составлена из отдельных магнитов α , имеющих форму буквы П, расположенных так, что



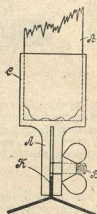
концы магнитов с полюсами одного наименования образуют центральный стержень S, а концы магнитов с полюсами другого наименования расположены по окружности на равном расстоянии друг от друга.

(Всего пунктов 2).

№ 2594, от 31 марта 1927 г. (Заявл. 5 августа 1925). Л. А. Яухци.

1. Устройство для установки на крышах мачт для радиосетей, характеризующееся применением снабженной винтом В зажимной колодки Л, служащей опорой мачты А, каковая колодка Л надевается своей прорезью на конец крыши и укрепляется при помощи винта В.

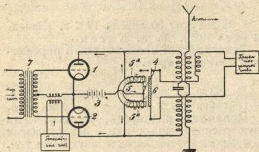
(Всего пунктов 2).



Класс 21 а

№ 2596, от 31 марта 1927 г. (Заявл. 13 августа 1925). П. В. Шмакова.

1. Радиотелефонная установка с применением двоянного передатчика, возбуждающего в сети ток лишь при работе микрофона, характеризующаяся применением

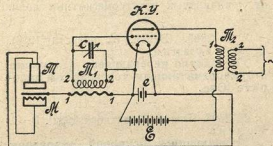


дифференциального реле 5, обмотка 5а которого включена в анодный контур катодной лампы 1 передатчика, а обмотка 5б включена в анодный контур катодной лампы 2 передатчика, якорь какового реле предназначен, при выходе из положения покоя, для размыкания цепи приемника.

(Всего пунктов 2).

№ 2603, от 31 марта 1927 г. (Заявл. 16 июля 1925). В. И. Коваленкова.

1. Устройство для генерирования переменного тока при помощи катодной лампы, характеризующееся применением микрофона М, включенного в цепь батареи



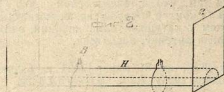
накала е последовательно с первичной обмоткой 1—1 трансформатора T_1 и телефона Т, поставленного перед амбушуром микрофона, и включенного в соединенные между собой последовательно вторичную обмотку 2—2 трансформатора T_1 и первичную обмотку трансформатора T_2 контура сетки или контуры сетки и анода.

(Всего пунктов 3).

№ 2604, от 31 марта 1927 г. (Заявл. 27 июля 1925). Ф. А. Миллера.

1. Устройство для передачи электромагнитных волн, характеризующееся применением прямолинейной земляной насыпи

Класс 21 а

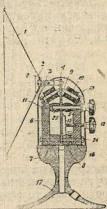


Н полуцилиндрического сечения, ограниченной по концам металлическими экранами 3, 3 и охватываемой замкнутым колебательным контуром В так, чтобы его ось совпала с осью насыпи.

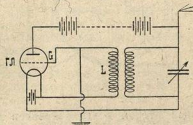
(Всего пунктов 2).

№ 2621, от 31 марта 1927 г. (Заявл. 9 октября 1925). А. А. Харкевича.

Громкоговорящий телефон, характеризующийся совокупным применением: а) жесткой мембраны 1, в виде бумажного конуса, прикрепленного вершиной к стержню 3, совершающему колебания по направлению своей оси; б) дифференциальной магнитной системы, состоящей из двух магнитов 5 и 6, магнитные потоки которых в якоре 4 направлены навстречу друг другу; в) установочного винта 11, служащего для регулирования расстояния между сердечниками 9 телефонных катушек 10; г) колодочек 7 и 8 с закругленными краями, между которыми зажат болтами якорь 4 и которые теми же болтами скреплены с магнитами 5, 6; д) установочного винта 12, служащего для регулирования положения якоря относительно сердечников 9 катушек при посредстве пружин 15.



№ 2633, от 31 марта 1917 г. (Заявл. 20 ноября 1925). А. Я. Покрасова.

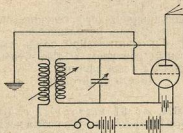


Устройство для радиопередачи с применением катодного генератора, анод которого соединен с антенной, характеризую

Класс 21 а

щается тем, что в генераторной лампе ГЛ сетка *G*, контур которой связан магнитным потоком с катушкой самоиндукции, включенной в антенну, заземлена.

№ 2634, от 31 марта 1927 г. (Заявл. 20 ноября 1925). А. Я. Покрасова.



Устройство для радиоприема с применением катодной лампы, анод которой присоединен к антенне, характеризующееся тем, что сетка лампы присоединена к земле.

* № 2736, от 30 апреля 1927 г. (Заявл. 8 ноября 1924). М. П. Соколова.

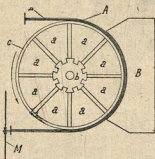
Электромагнитный механизм для протягивания ленты в аппарате Морзе.

* № 2756, от 30 апреля 1927 г. (Заявл. 10 января 1925). В. Н. Клобукова.

Устройство для поддержания синхронизма двух удаленных друг от друга вращающихся механизмов, в частности для телеграфных аппаратов типа Юза.

№ 2759, от 30 апреля 1927 г. (Заявл. 16 октября 1924). С. В. Честного.

Телефонное устройство, характеризующееся тем, что к мембране телефона прикреплен одним концом железная лента *A*,



у которой второй конец закреплен неподвижно, и которая снабжена обмоткой, включенной в анодный контур усилителя телефонного тока, каковая лента *A* пропущена между магнитным башмаком *B* и

Класс 21 а

вращаемым, напр. электродвигателем, валом, состоящим из нескольких радиально расположенных магнитов *a*, закрепленных одними полюсами во втулке, а другими в железном цилиндрическом кожухе *c*.

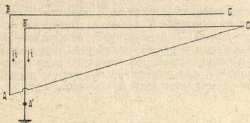
(Всего пунктов 4).

* № 2817, от 30 апреля 1927 г. (Заявл. 24 июля 1925). М. А. Кагана.

Телеграфный клавиатурный передатчик знаков Морзе.

№ 2846, от 30 апреля 1927 г. (Заявл. 26 сентября 1925). Н. М. Акимущина.

Приемная радиосеть, состоящая из двух расположенных рядом параллельных Г-образных антенн, характеризующаяся тем,



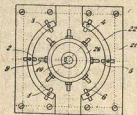
что ближайший к земле конец *A* одной антенны и удаленный от земли конец *C'* другой антенны соединены между собой изолированным от земли проводником *AC'*, который защищен металлическим экраном от принимаемых электромагнитных волн.

* № 2885. (Заявл. 31 августа 1918). С. М. Леушина.

Устройство передающего механизма в буквопечатающем телеграфном аппарате Юза.

№ 2893. (Заявл. 21 октября 1922). В. С. Розена.

Вращающийся искровой разрядник с переменными электродами, характеризующийся применением вращаемого элек-



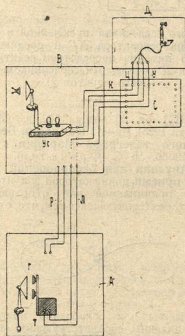
тродвигателем диска *11* из изолирующего материала, снабженного металлическим кольцом *26* с подвижными электродами *9*.

Класс 21 а

каковое кольцо окружено металлическими полукольцами 22, которые несут неподвижные электроды 1, 2, 3 и 4, 5, 6, соединенные с источником высокого напряжения и укрепленные на металлических пластинках 27, изолированных колонками 20 от покрышки 19 кожуа 18 разрядника.

№ 2940, от 31 мая 1927 г. (Заявл. 24 ноября 1924). Д. А. Беляева.

Устройство для радиотелефонных сообщений, характеризующееся, во-первых, тем, что цепь микрофона абонента, при помощи проходящих через центральную телефонную станцию проводов 4, соединена с ламповым усилителем Ус, установленным на передающей радиотелефонной станции,

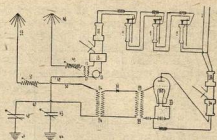


в выходной контур какового усилителя включен громкоговорящий телефон, перед которым расположен микрофон передающей радиостанции, и, во-вторых, тем, что цепь телефона абонента, при помощи проходящих через центральную телефонную станцию проводов у, соединена с цепью системы микрофонов, расположенных перед громкоговорящим телефоном Т, включенным в приемную радиостанцию.

Доп. патент № 3045, от 31 мая 1927 г. (Заявл. 22 декабря 1925). А. В. Хотяна.

Видоизменение охарактеризованного в патенте № 1597 устройства, отличающееся применением, вместо одной антенны для передачи и приема, двух антенн 46 и 52,

Класс 21 а



из которых одна предназначена для приема, а другая для передачи.

№ 3048, от 31 мая 1927 г. (Заявл. 18 декабря 1925). Н. А. Квеля.

Вращающийся валик для громкоговорителей, характеризующийся тем, что изготовленный из гипса с примесью пяти процентов графита валик снабжен не входящими до его оси перпендикулярными к ней прослойками из целлюлоида, для обеспечения же электропроводного соединения между валиком и вращающейся осью зазор между ними заполнен графитовым порошком.

* № 3073. (Заявл. 23 декабря 1922). Б. С. Комарова.

Клавиатурный полуавтоматический передатчик к телеграфным аппаратам со шрифтом Морзе.

№ 3079. (Заявл. 25 июня 1923). Н. В. Фомина и А. И. Коваленкова.

Способ устранения мешающего действия зажигающего приспособления в моторах на радиоустановки, характеризующийся тем, что цепь зажигания моторов составляется из сплошных металлических проводов, обычного сопротивления, окруженных металлическими опилками, удерживаемыми изоляционной трубкой.

* № 3081. (Заявл. 21 июля 1923). Б. С. Комарова.

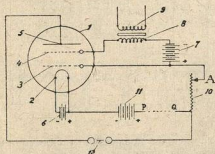
Автоматический манипулятор-трансляция к аппарату Бодо.

№ 3125 от 30 июня 1927 г. (Заявл. 5 января 1925).

Анонимного Общества Фабрик ламп накаливания Филипс. (Изобр. П. Р. Дикстериус).

Приспособление для приема электромагнитных колебаний при помощи катодной лампы с двумя сетками, у которой в общей цепи обеих сеток возникает отрицательное сопротивление, характеризующееся тем, что, с целью компенсирования этого отрицательного сопротивления, включено омическое сопротивление 10, практи-

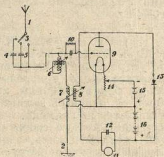
Класс 21 а



чески безиндукционное и допускающее регулирование его величины, один конец какового сопротивления металлически соединен со вспомогательной сеткой 3 и через батарею 7 с управляющей сеткой 4, а другой конец присоединен к положительному полюсу батареи анода 11.

№ 3143, от 30 июня 1927 г. (Заявл. 17 апреля 1925). Э. Я. Бурсевича и В. С. Дмитриевского.

Радиоприемник с катодной лампой и кристаллическим детектором, предназначенный для приема, по желанию, или на лампу, или на детектор, характеризую-



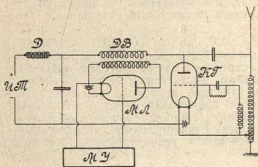
щийся тем, что регенеративная катушка 8 связана магнитным потоком с включенной в настраивающийся приемный контур катушкой 7 с той целью, чтобы, при потушенной катодной лампе 9, катушка 8 индуктивно связывала с настраивающимся приемным контуром контур детектора 13.

№ 3153 от 30 июня 1927 г. (Заявл. 23 мая 1925). Л. И. Мандельштама, Н. Д. Папалекси, Р. В. Львовича, В. М. Лебедева и О. Р. Гильберта.

1. Модуляторное устройство для радиотелефонии и радиотелеграфии при помощи ламповых генераторов, характеризующееся тем, что с целью модулирования тока высокой частоты воздействием на высокочастотные параметры анодной цепи

Класс 21 а

генератора, анодный контур модуляторной лампы *МЛ*, питаемой токами высокой частоты лампового генератора *КГ*, соединен индуктивно с реактивной катушкой *ДВ* без



железного сердечника включенной в анодную цепь генератора *КГ* и соединенной с цепью питания посредством реактивной катушки *Д* с железным сердечником.

(Всего пунктов 2).

№ 3171 от 30 июня 1927 г. (Заявл. 8 августа 1925). Ин-ной Компании Беспроводного телеграфа Маркони с огр. отв. (Изобр. Ч. С. Франклин).

1. Антенна для беспроводной передачи и приема, длина которой значительно больше принимаемой или отправляемой волны, характеризующаяся тем, что, с целью



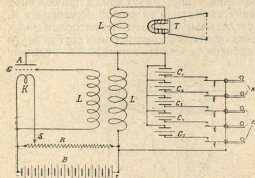
уничтожения или ослабления излучения частей антенны, соответствующих четным полуволнам, соответствующие части антенны выполнены в виде прямого и обратного проводников, расположенных вблизи друг друга.

(Всего пунктов 3).

№ 3179 от 30 июня 1927 г. (Заявл. 11 сентября 1925). Ф. А. Миллера.

Катодный музыкальный прибор с применением клавишного переключателя для изменения емкости колебательного контура лампового генератора, характеризующийся применением реостата *R*, шунтирующего анодную батарею *B*, включенную между катодом *K* катодной лампы *КЛ* и связанной магнитным потоком с телефоном *T* катушкой самоиндукции *L*₁ колебательного контура, подвижной контакт *S* какового рео-

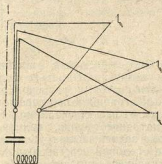
Класс 21 а



стата соединен с одним из концов накаливаемого катода K катодной лампы.

Дополнит. пат. № 3251. (Заявл. 12 ноября 1923). В. И. Баженова.

1. Видоизменение замкнутой радиосети, охарактеризованной в патенте № 353, отличающееся тем, что замкнутые контуры,

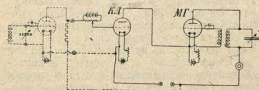


составляющие радиосеть, присоединены к емкости не непосредственно, а через одну или несколько катушек самоиндукции.

(Всего пунктов 3).

№ 3303, от 30 июля 1927 г. (Заявл. 3 августа 1925). В. А. Гурова.

Устройство для приема радиосигналов по системе неизлучающего гетеродина, характеризующееся применением двух катодных ламп $МГ$ и $КЛ$, соединенных между собой последовательно, из



каковых ламп катодная лампа $КЛ$ включена в анодную цепь катодной лампы $МГ$, предназначенной для генерирования высокой или низкой частоты при уменьшении принимае-

Класс 21 а

мыми сигналами сопротивления лампы $КЛ$, сетке которой сообщен отрицательный потенциал такой величины, чтобы, при отсутствии сигналов, сопротивление катодной лампы $КЛ$ принимало такую величину, при которой катодная лампа $МГ$ перестает генерировать.

* № 3328 от 30 июля 1927 г. (Заявл. 23 ноября 1925). С. Ф. Валка.

1. Приемник для печатающего телеграфного аппарата, работающего кодом типа Бодо.

№ 3334, от 30 июля 1927 г. (Заявл. 16 декабря 1925). А. З. Костырко.

1. Электромагнитный телефон, характеризующийся применением неподвижного сердечника A с конусообразным концом, на который надета стальная конусообразная пружина C , прикрепленная к центру мембраны D .

(Всего пунктов 3).

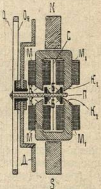


* № 3372. (Заявл. 8 августа 1923). Б. С. Комарова.

1. Скоростный асинхронный телеграфный аппарат.

№ 3470 от 31 августа 1927 г. (Заявл. 21 сентября 1925). Н. Н. Двинянинова.

Телефон, характеризующийся совокупным применением: а) полюсных надставок K, K_1 , прилегающих каждая к одному из полюсов одного из постоянных магнитов NS и действующих на систему якорей B, B_1 в противоположные стороны; б) изготовленной из неферромагнитного материала двойной мембраны $O_1 O_2$, состоящей из скрепленных между собой по наружным краям мембраны O_1 и мембраны O_2 , из каковых мембран: мембрана O_2 снабжена расположенным в ее центре отверстием, кромки которого прикреплены к корпусу D телефона, а мембрана O_1 скреплена с штифтом P , несущим якоря B, B_1 .



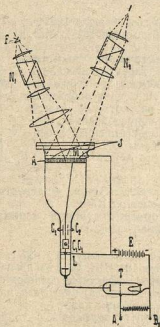
* № 3482 от 31 августа 1927 г. (Заявл. 24 августа 1925). В. П. Горячева.

1. Автоматический телеграфный аппарат с применением перфорированной ленты.

Класс 21 а

№ 3499 от 31 августа 1927 г. (Заявл. 28 ноября 1925). А. А. Чернышева.

Катодный приемник аппарата для электрической телескопии с катодным пучком, движущимся под влиянием электрических или магнитных полей и меняющих свою силу под действием модулированных токов, посылаемых передаточным аппаратом в соответствии с передаваемым изображением, характеризующийся применением, в качестве экрана, сплошной перегородки A , составленной из поперечно расположенных изолированных друг от друга



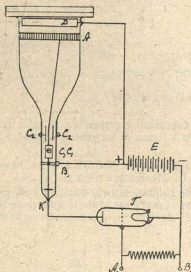
металлических столбиков, внешняя торцевая поверхность которых зеркальная, за каковой перегородкой расположен, примыкая к ней, слой вещества, способного давать явление Керра, а в нем помещен электрод M , соединенный с анодом приемника L и образующий вместе с элементами перегородки A плоский конденсатор, способный пропускать сквозь себя световые лучи, падающие от поляризатора N_1 на перегородку A и отражающиеся от нее в анализатор N_2 , с целью получения световых сигналов в отдельных частях приемника под влиянием зарядов, сообщаемых элементам перегородки от падающего на них с другой стороны катодного пучка.

№ 3510, от 31 августа 1927 г. (Заявл. 28 ноября 1925). А. А. Чернышева.

Катодный приемник в аппарате для электрической телескопии с подвижным катодным пучком для воспроизведения изо-

Класс 21 а

бражения, характеризующийся применением в качестве экрана сплошной перегородки A , составленной из поперечно расположенных металлических изолированных друг от друга столбиков, каковая перегородка отделяет

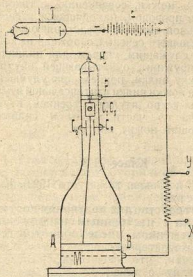


переднюю часть приемника от задней, где давление увеличено, с целью получения в этой части световых разрядов от соответственных столбиков перегородки A , заряжающихся от падающего на них с другой стороны катодного пучка, причем одним электродом в задней части трубки являются указанные столбики перегородки A , а другим — металлическая пластинка D , соединенная проводником с анодом передней части трубки.

№ 3511, от 31 августа 1927 г. (Заявл. 28 ноября 1925). А. А. Чернышева.

Устройство для синхронизации работы передатчика и приемника в аппарате для электрической телескопии, в котором движущимся органом в передатчике является катодный пучок, периодически перемещающийся вдоль светочувствительного слоя по зигзагообразной линии и изменяющийся в своей силе в зависимости от освещения соответственных участков этого слоя, характеризующийся тем, что с двух краев этого слоя AB в одной с ним плоскости помещены слои $aa'bb'$ и $aa'cc'$ из хорошо проводящего несветочувствительного металла, а с двух других краев — слои $b'dd'$ с из непроводника, с целью достигнуть при попадании катодного пучка на эти слои периодического усиления и ослабления этого пучка и соответственной модуляции в электромагнитных волнах, которые передают на прием-

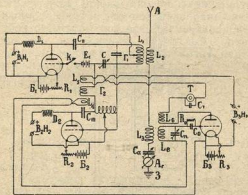
Класс 21 а



ную станцию колебания в силе катодного пучка при движении его вдоль средней светочувствительной части $a a a$ слоя.

№ 3515, от 31 августа 1927 г. (Заявл. 9 декабря 1925). В. Н. Листова.

Устройство для дуплексной радиотелеграфии и радиотелефонии, характеризующееся применением лампового генератора G_2 , дающего ток с частотой не выше 10000 периодов в секунду, колебательный контур какового генератора с контуром сетки отправительного генератора G_1 соединен металлически, магнитным же потоком связан с катушкой самоиндукции L_4 , включенной в контур сетки катодной лампы



приемника, и с катушкой самоиндукции L_5 , включенной в контур анода катодной лампы приемника, каковые катушки L_4 и L_5 включены и подобраны таким образом, чтобы создаваемые в них электродвижущие силы отличались по фазе на 180° от электродвижущей силы, создаваемой генератором G_2

Класс 21 а

в цепи сетки генератора G_1 , а по величине электродвижущая сила, создаваемая в катушке L_5 , равнялась приблизительно 0,4—0,45 анодного напряжения, необходимого для работы катодной лампы приемника, электродвижущая же сила в катушке L_4 сообщала бы сетке катодной лампы приемника отрицательное напряжение, достаточное для выведения приемника из действия во время отрицательных полупериодов тока генератора L_2 (фиг. 1).

(Всего пунктов 2).

№ 3537, от 31 августа 1927 г. (Заявл. 12 февраля 1926). В. А. Теплова.

Способ обработки свинцового блеска (галена) для детекторов, характеризующийся тем, что предназначенный для применения в контактных детекторах кусок самородного свинцового блеска (галена), с целью получения чувствительного в любой точке кристалла, сперва подогревается в медной ложке до красного каления, затем покрывается таким количеством гипосульфита, чтобы, во время кипения последнего, свинцовый блеск был совершенно покрыт кипящей жидкостью, потом, после воспламенения нагреваемого вещества и покраснения его, ложка снимается с огня и находящееся в ней вещество выскабливается из нее, наконец, после его остывания, заключенный в нем кристалл свинцового блеска очищается от нагара металлической щеткой.

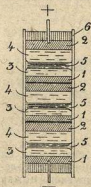
Класс 21 б

* № 2067, от 31 декабря 1926 г. (Заявл. 22 ноября 1924). А. А. Харкевича.

Анодная батарея с биполярными, в форме чашек, поставленных друг на друга, электродами.

№ 2528, от 31 марта 1927 г. (Заявл. 9 апреля 1925). Б. Л. Розинга и Ю. П. Дмитриенко.

1. Батарея из медноцинковых аккумуляторов с биполярными электродами, характеризующаяся применением: а) помещенных в трубку 6 из изолирующего материала параллельных слоев цинковой 1,1 и медной 2, 2 амальгам, служащих биполярными электродами; б) в качестве электролита — растворов цинкового 3,3 и медного 4,4 купоросов, загущенных растворением в них подходящих веществ (например,

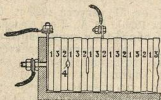


Класс 21 b

желатины) и отделенных друг от друга полупроницаемыми перегородками 5,5 (например, из жидкого стекла).
(Всего пунктов 2).

№ 2805, от 30 апреля 1927 г. (Заявл. 19 мая 1925). В. Д. Романова.

Гальваническая батарея, в которой сосуды отдельных элементов образованы разделенными изолирующей прокладкой чашкообразными электродами, отличающаяся тем, что разноименные электроды



1 и 2 смежных элементов снабжены углублениями 4, в виде штепсельного гнезда, служащими для помещения токоотводящего контакта батареи.

Класс 21 c

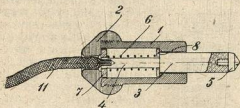
№ 2133. (Заявл. 28 февраля 1923). К. И. Шенфера.

1. Реостат, основанный на использовании контактного переходного сопротивления, состоящий из ряда соприкасающихся звеньев, характеризующийся тем, что, в качестве сопротивления реостата, использовано контактное переходное сопротивление соприкасающихся поверхностей, с необработанной после отливки литейной коркой в местах соприкосновения.

(Всего пунктов 6).

№ 3132, от 30 июня 1927 г. (Заявл. 4 марта 1925). М. Г. Гомана.

Штепсельный контакт, характеризующийся применением в штепсельной вилке подвижной штепсельной ножки, внешняя входящая в штепсельное отверстие цилиндрическая часть которой снабжена на конце конусообразным, сделанным из диэлектрика, наконечником, центрирующим ножку в штепсельной втулке; другая же, внутрен-



няя часть ножки, соединяемая с токоподводящим проводом, находящаяся в гнезде штепсельной вилки и представляющая цилиндр меньшего сечения, снабжена на конце диском, служащим упором для цилиндрической пружины, охватывающей внутреннюю ножку вилки, причем, для улучшения контакта ножки вилки в штепсельной втулке и зажима ее во втулке с трением, втулка разрезана по части длины и снабжена зажимающим ножку винтом.

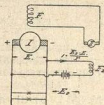
Класс 21 c

ная часть ножки, соединяемая с токоподводящим проводом, находящаяся в гнезде штепсельной вилки и представляющая цилиндр меньшего сечения, снабжена на конце диском, служащим упором для цилиндрической пружины, охватывающей внутреннюю ножку вилки, причем, для улучшения контакта ножки вилки в штепсельной втулке и зажима ее во втулке с трением, втулка разрезана по части длины и снабжена зажимающим ножку винтом.

Класс 21 d

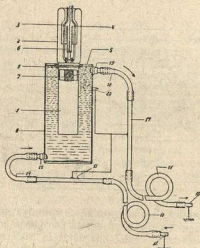
№ 2307. (Заявл. 23 августа 1923). К. И. Шенфера.

1. Устройство для получения постоянного тока с постоянным напряжением при переменном числе оборотов генератора, характеризующееся тем, что на одном валу с генератором 1 установлен возбудитель II, причем обмотка возбуждения этого возбудителя F_2 присоединена к генератору 1 последовательно с аккумуляторной батареей В, действующей противоположно генератору.



(Всего пунктов 3).

№ 2336, от 28 февраля 1927 г. (Заявл. 10 декабря 1924). Ин-ного Аноним. Общества фабрик ламп накаливания Филипс. (Изобр. I. Гольст).



1. Приспособление для охлаждения электродов разрядных трубок при помощи

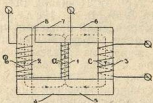
Класс 21 d

циркулирующей охлаждающей жидкости, характеризующееся тем, что в каждый из сделанных их изолирующего материала подводящих и отводящих охлаждающую жидкость трубопроводов 10, 11 вставлены металлические трубки 13 и 17, каковые трубки электрически соединены с охлаждаемым электродом.

(Всего пунктов 2).

№ 2405, от 28 февраля 1927 г. (Заявл. 23 июня 1925). В. А. Паршина.

1. Трансформатор, предназначенный для поддержания вторичной электродвижущей силы постоянной при меняющемся первичном напряжении, характеризующийся тем, что; а) магнитная цепь трансформатора разомкнута и состоит из двух крайних железных сердечников 2—3 одинакового сечения и третьего среднего, уменьшенного сравнительно с первыми сечениями, соединенных железными наклад-



ками 4—5, 6—7 с поперечною воздушною щелью 8 в одной из них и б) первичная и вторичная обмотки выполнены так, что первичная расположена на среднем сердечнике и на одном или обоих крайних сердечниках, вторичная же обмотка — на всех сердечниках, причем число витков обмоток и направления их намотки подобраны таким образом, чтобы при всех изменениях первичного напряжения магнитный поток, пронизывающий вторичную обмотку, индуцировал в ней постоянно одну и ту же по величине электродвижущую силу.

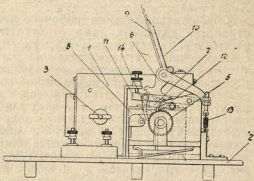
(Всего пунктов 2).

Класс 21 e

№ 2463. (Заявл. 28 ноября 1921). А. А. Чернышева и Я. Р. Шмидт-Чернышевой.

Катодный осциллограф с непосредственной записью кривых внутри трубки Брауна, характеризующийся тем, что сторона трубки, противоположная катоду, снабжена открытым раструбом Р, устанавливаемым на диск Д, в каковой раструб помещено устройство из двух, предназначенных для перематывания фотографической пленки, валиков, поворачиваемых при помощи механизма, состоящего из храпо-

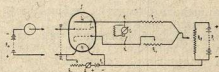
Класс 21 e



вого колеса, собачки и электромагнита и питаемого посылками тока извне по проводам, впаянным в трубку.

№ 2963, от 31 мая 1927 г. (Заявл. 25 мая 1925). Д. Д. Заклинского.

Устройство для измерения электрических величин при помощи определения изменения напряжения, характеризующееся применением к мосту Витстона двухсекционной лампы Л, внутреннее сопротивление «катод Н—добавочная сетка С₁» которой включено в одно плечо мостика, вну-



треннее сопротивление «катод Н—анод Ц» включено в другое плечо, а сопротивления R и R₁ образуют третье и четвертое плечо, в диагональ же K, K₁ какового мостика включен гальванометр или иной измеритель силы тока, измеряемое напряжение приложено к сетке С₂ лампы.

Класс 21 f

№ 2479. Класс 21 f и g. (Заявл. 23 августа 1924). А. А. Чернышева.

Способ освобождения пустотных приборов от остаточных газов, характеризующийся тем, что наружную металлическую обкладку состоящей из полупроводника оболочки прибора и помещенный, внутри прибора, изолированный от обкладки электрод включают в цепь постоянного тока так, чтобы ток проходил через нагреваемую оболочку прибора от наружной обкладки к внутреннему электроду, с целью выделения при разложении полупроводника оболочки металлов для образования соединений с находящимися в оболочке остаточными газами.

Класс 21 f ig

№ 2690. (Заявл. 21 декабря 1922). И. Г. Хомутова.

Способ освобождения рабочего пространства катодных ламп от остаточных газов, характеризующийся тем, что, с целью отведения ионизированных остаточных газов в неподверженные бомбардировке электронов части колбы лампы, воздействуют внешним магнитным полем на лампу, включенную так, что анод лампы присоединен к положительному полюсу источника электрической энергии с напряжением в 320—400 вольт, а катод лампы включен в цепь источника электрической энергии с напряжением до 6 вольт, при чем отрицательные полюсы источников электрической энергии соединены с сеткой лампы.

[См. «Техника и снабжение Красной армии», июнь, 1923, Н. Слюсарев; также ТиТбп, № 21, стр. 398, 1923].

Класс 21 g

* № 2117. (Заявл. 20 мая 1916). А. К. Никифорова.

Паро-водяной прерыватель электрического тока.

№ 2163. (Заявл. 21 июня 1924). Ин-ного Анонимного Общества фабрик ламп накаливания Филипс. (Изобр. Г. Гертц).

Способ изготовления окисных катодов, отличающийся тем, что сначала на всю поверхность сердечника или часть таковой наносится слой окиси одного или нескольких металлов, способных сплавляться со щелочноземельным металлом, затем этот слой покрывается слоем из щелочноземельного металла или из разлагающегося при нагревании сплава или соединения щелочноземельных металлов (напр., азидов), после чего тело накаливается до расплавления, распределения по поверхности и полного или частичного окисления щелочноземельных металлов.

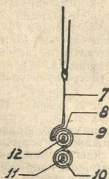
(Всего пунктов 4).

№ 2192. от 31 января 1927 г. (Заявл. 9 декабря 1924). Ин-ного Анон. Об-ва фабрик ламп накаливания Филипс. (Изобр. П. Р. Дикстериус).

1. Катодная лампа с катодом, подпертым или подвешенным между точками укрепления, характеризующаяся применением изогнутой в виде французской буквы S пружины 8, поддерживающей при помощи крючка 7 одну из средних точек накаляемого катода 6, каковая пружина прикреплена к изолирующим, напр., кварцевым трубкам 9, 10, которые посредством продетых через них стержней 11, 12 скреплены со стойками 13, 14 сетки 15, для защиты же

Класс 21 g

системы подвеса пружины 8 применен прикрепленный к сетке 15 металлический



экран 16, расположенный между пружинной 8 и катодом 6 и снабженный прорезью, сквозь которую проходит крючок 7.

(Всего пунктов 3).

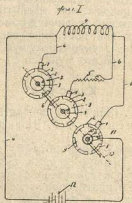
* № 2219, от 31 января 1927 г. (Заявл. 24 марта 1925). В. С. Нелепеца.

Электрический конденсатор переменной емкости, характеризующийся применением ящика из диэлектрика четырехугольного сечения, по одной из боковых сторон покрытого станиолом и заполненного частично проводящей жидкостью, каковой ящик может поворачиваться из вертикального положения в наклонное, с целью увеличения действующей поверхности конденсатора и изменения его емкости.

(К патенту приложен чертеж).

№ 2282. Заявл. (16 декабря 1922). В. С. Розена.

1. Дисковый прерыватель постоянного тока для работы в цепях с безин-



дукционным источником энергии и индуктивной нагрузкой, характеризующийся применением, с целью предотвращения искро-

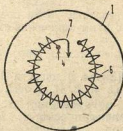
Класс 21 g

образования на главном прерывателе, — одного или двух вспомогательных дисковых прерывателей, насаженных на общую ось с первым, каковые вспомогательные прерыватели назначены для замыкания ветви с омическим сопротивлением, шунтирующей индуктивную нагрузку цепи главного прерывателя, соответственно перед моментом и после момента размыкания главного прерывателя.

(Всего пунктов 6).

№ 2384, от 28 февраля 1927 г. (Заявл. 30 апреля 1925). В. Ф. Миткевича и В. И. Волянкина.

1. Катод для термийонных приборов с ослабленным магнитным полем, характеризующийся тем, что накаливаемой про-



волоке 6 придан вид согнутой в кольцо спирали любого поперечного сечения.

(Всего пунктов 2).

№ 2406, от 28 февраля 1927 г. (Заявл. 22 мая 1925). С. Т. Синицына.

Конденсатор переменной емкости, состоящий из ряда плоских или трубчатых отдельных конденсаторов, одни из обкладок которых, соединенные параллельно между собою, присоединены к одному из внешних зажимов, другие же обкладки присоединены к отдельным контактам, характеризующийся применением поворотной на оси дугообразной контактной пластины, соединенной со вторым внешним зажимом конденсатора и служащей для параллельного включения большего или меньшего числа отдельных конденсаторов подведением дуги под большее или меньшее число расположенных по дуге круга, надавливающих на контактную дугу пружинящих контактов, соединенных с обкладками каждого отдельного конденсатора.

(К патенту приложен чертеж).

№ 2464. (Заявл. 5 мая 1922). В. И. Коваленкова и Н. С. Япольского.

1. Пустотный термийонный аппарат, внешняя металлическая трубообразная оболочка которого образует один из электродов, характеризующийся тем, что катод и

Класс 21 g



анод аппарата состоят из концентрических, взаимноизолированных металлических труб, одна из коих служит внешней оболочкой аппарата.

(Всего пунктов 5).

№ 2479. См. класс 21 f.

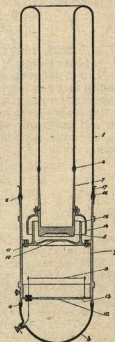
№ 2578, от 31 марта 1927 г. (Заявл. 6 июля 1925). С. М. Павловского.

Электрический конденсатор, характеризующийся тем, что в качестве металлических обкладок и диэлектрика применены отрезки изолированных проводов или стержней, уложенные пачкой в несколько рядов, у каждого из каковых проводов или стержней один конец оголен, с целью присоединения их в любом порядке и количестве к выводам конденсатора.

№ 2622, от 31 марта 1927 г. (Заявл. 8 октября 1925). Ин-ого Анонимного Общества фабрик ламп накаливания Филипс. (Изобр. Альберт Боуверс).

1. Катодная лампа высокого напряжения, оболочка которой состоит частично из проводящего материала и частично из непроводящего материала, характеризующаяся применением, для защиты мест припайки, устройства, состоящего из проводящих обкладок или полосок, например, из листового металла, станиоля, которые шире места припайки и расположены вокруг наружной поверхности оболочки трубки или на внутренней ее поверхности, или же на обеих этих поверхностях.

(Всего пунктов 3).



Класс 21 g

№ 2626, от 31 марта 1927 г. (Заявл. 29 октября 1925). Ин-ого **Анонимн. Об-ва фабрик ламп накаливания Филипс**. (Изобр. Л. Гертц).

1. Способ изготовления ламп с катодами Венельта, характеризующийся тем, что в лампе сперва устанавливают окисленный по всей поверхности или по части его металлический остов катода, предназначенный для нанесения на него активного слоя окисла, и один или несколько электродов, покрытых соединением, из которого при нагревании выделяются один или несколько щелочноземельных металлов, а затем при помощи переменного магнитного поля высокой частоты электроды нагреваются с той целью, чтобы с них испарить один или несколько щелочно-земельных металлов и осадить их на металлическом остове катода, где они и подвергаются окислению.

(Всего пунктов 5).

№ 2627, от 31 марта 1927 г. (Заявл. 29 октября 1925). Ин-ого **Анонимного Общества фабрик ламп накаливания Филипс**. (Изобр. Карел Маринус ван-Гессель).

1. Способ изготовления окисных катодов для катодных ламп, характеризующийся тем, что на частично или вполне окисленную поверхность металлического остова катода наносят слои одного или нескольких щелочноземельных металлов и подвергают затем эти слои окислению.

(Всего пунктов 4).

* № 2628, от 31 марта 1927 г. (Заявл. 9 ноября 1925). **А. А. Капланского**.

1. Устройство для уменьшения пульсаций выпрямленного переменного тока, характеризующееся включением в цепь выпрямленного тока телефона, мембрана которого действует на жидкостный реостат, включенный последовательно с выпрямленным током.

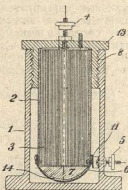
(К патенту приложен чертеж).

№ 2762, от 30 апреля 1927 г. (Заявл. 13 февраля 1925). **А. С. Кузина**.

Электрический конденсатор переменной емкости, характеризующийся применением в качестве одной обкладки конденсатора металлических, покрытых изолирующим слоем пластин или свернутых в спираль лент 3, помещенных в резервуар 2, снабженный эластичным дном 6, а в качестве второй обкладки конденсатора — ртути, налитой в резервуар 2, снабженный крышкой 13 с винтовой нарезкой 8, входящей в соответствующую нарезку в под-

Класс 21 g

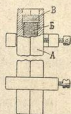
ставке 1, с целью изменения уровня ртути в резервуаре 2 при ввинчивании или вы-



винчивании головки 13 из подставки 1 и связанного с этим изменения емкости конденсатора.

№ 3065. (Заявл. 6 августа 1919). **К. Д. Сабанеева и В. И. Коваленкова**.

Способ изготовления зажимов электрического конденсатора, отличающийся тем, что выступающие четные или нечетные слои проводника Б по зажиму конденсатора в прессе А заливаются легкоплавким проводящим сплавом, плавящимся при температуре ниже 100 °C.



№ 3120. (Заявл. 6 августа 1919). **К. Д. Сабанеева и В. И. Коваленкова**.

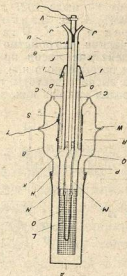
1. Способ повышения электрических свойств диэлектрика конденсатора, отличающийся тем, что диэлектрик конденсатора пропитывается повышающим его электрические свойства веществом после прессования конденсатора.

(Всего пунктов 5).

№ 3156, от 30 июня 1927 г. (Заявл. 23 мая 1925). Ин-ной фирмы **«Генеральная Компания Телеграфии без проводов»**. (Изобр. Г. Т. Турнейсен).

Катодная лампа, характеризующаяся тем, что анод А, составляющий часть оболочки лампы, припаян к стеклянной части В, спаянной по кольцевой линии С с стеклянной частью D, к которой, при помощи колец R и S, прикреплены опорные стержни Q и P сетки, а при помощи металлической трубки F, припаянной к части D, при-

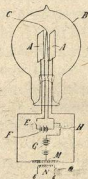
Класс 21 g



креплены подводящие к нити ток электроды *M* и *N*.

№ 3182 от 30 июня 1927 г. (Заявл. 29 сентября 1925). С. А. Векшинского.

Пустотный прибор, характеризующийся применением нескольких пластин *A, A, A...*, изготовленных из тугоплавкого материала и помещенных в сосуд *B* с высоким вакуумом, каждая из каковых пластин соединена с одним из зажимов цепи переменного тока и положительным полюсом источника *G* постоянного тока, предназначенного для первоначального накала пла-



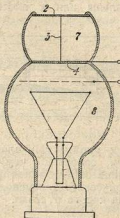
стин *A, A, A* электронами, испускаемыми с катода *C*, накаливаемого источником *F* постоянного тока, и поддерживаемых затем в накаленном состоянии взаимной электронной бомбардировкой, при разомкнутых цепях источников *G* и *F*, причем пластины *A, A, A...* могут быть покрыты как веществами, увеличивающими электронное испускание, так и веществами, повышающими световую отдачу.

Телеграфия и Телефония, № 54.

Класс 37 b

№ 3245. (Заявл. 13 августа 1923). А. С. Верещагина.

1. Катодная лампа с раскаленным катодом и сеткой, характеризующаяся при-

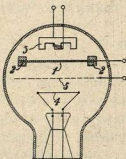


менением анода в виде гибкой металлической пластинки *4*, впаянной в стеклянный корпус лампы.

(Всего пунктов 3).

№ 3246. (Заявл. 13 августа 1923). А. С. Верещагина.

1. Катодная лампа с раскаленным катодом, характеризующаяся применением анода в виде гибкой металлической пла-



стины, расположенной внутри стеклянного корпуса лампы в поле действия электромагнита *3*, помещенного внутри баллона.

(Всего пунктов 2).

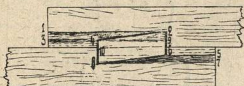
Класс 37 b

№ 2792, от 30 апреля 1927 г. (Заявл. 6 апреля 1925). Ин-ца Э. Гюннебека.

Соединение деревянных конструктивных частей посредством кольцевой металлической шпонки, у которой сторона, ближайшая к концу соединяемой деревянной части, врезана в последнюю менее глубоко, нежели противоположная сторона, — отличающееся тем, что дно каждого

Класс 42 г

из кольцевых пазов, образующих гнездо для шпонки, расположено в плоскости, наклонной к плоскости взаимного соприкосновения соединяемых частей, а стенки гнезда нормальны или к плоскости его



дна, или же к упомянутой плоскости соприкосновения, сообразно чему и самой шпонке придана или обычная форма прямого цилиндрического кольцевого отрезка, или же форма косо́го отрезка.

Класс 42 г

* № 2200, от 31 января 1927 г. (Заявл. 21 января 1925). А. И. Мускара.

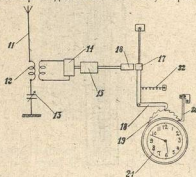
Усилитель звука, действующий при посредстве тока пара, сжатого воздуха или другого газа.



Класс 83 b

№ 3347, от 30 июля 1927 г. (Заявл. 1 октября 1924). А. В. Заиковского, В. С. Розена и К. К. Плавского.

Электрическое устройство для приведения в действие часов при помощи периодически прерываемого или модулированного тока высокой частоты, передаваемого по проводам или без них, характери-



зующееся применением реле 21 или электромагнита 16, при намагничивании которых усиленным и выпрямленным током высокой частоты якорь 17 электромагнита 16, при помощи храпового рычага 18, или якорь 24 электромагнита 23, включенного в цепь местной батареи 22, замыкаемой якорем реле 21, при посредстве храпового рычага 33, передвигает на один зубец колесо 19, вращающее стрелки часов.

Имант Георгиевич Фрейман

(Доклад на Объединенном траурном заседании в Электротехническом институте
27 марта 1929 г.)

Инж. С. И. Зилитинкевич

8 февраля 1929 года, в расцвете сил, не достигнув даже 40-летнего возраста, умер ¹⁾ от скоротечной чахотки один из наиболее крупных русских радиотехников профессор Имант Георгиевич Фрейман. Смерть И. Г., всегда живого, активного, полного интереса к своему делу и окружающим, явилась неожиданным и тяжелым ударом для всех, кто его знал. Даже теперь, спустя много дней после его смерти, очень трудно освоиться с мыслью, что его больше нет среди нас.

В непродолжительной, но богатой творческими результатами жизни И. Г. естественно намечаются отдельные периоды, ясно характеризующиеся основным направлением его интересов и деятельности в эти моменты.

Родился И. Г. 19 апреля 1890 г. в деревне Йолиц, Добленского уезда б. Курляндской губернии, в семье учителя. Среднее образование получил в Митавском реальном училище, после чего поступил в Электротехнический институт в Ленинграде. Здесь он специализировался по радиотехнике и окончил институт в 1913 году со званием инженера-электрика 1 разряда.

1 период. Практическая деятельность. С технической работой в области радио И. Г. серьезно познакомился со студенческих лет. С 1911 г. он участвует в постройке радиостанций Почтово-телеграфного ведомства: на о. Руно, в Риге, в Архангельске и на Югорском Шаре. С 1913 г. И. Г. работает в Межведомственном комитете, от которого командировается в Германию и Англию. В 1915 г. поступает в Минный отдел Главного управления кораблестроения по проектированию мощной радиостанции во Владивостоке. А в 1917 г. работает во Владивостоке в качестве помощника строителя этой радиостанции. Здесь он изучает японский язык и письменность и в дальнейшем является, вероятно, единственным русским радиоспециалистом, прочитывающим японскую радиотехническую литературу в подлиннике.

2 период. Научная и академическая деятельность. В 1916 г. И. Г. приглашается в Электротехнический институт на должность старшего лаборанта при лаборатории беспроводного телеграфа.

¹⁾ Как уже сообщалось на страницах ТИТбп: см. ТИТбп № 52, стр. 3—5, 1929.

С этого времени, по его собственному определению, начинается его научная деятельность. В 1917 г. появляется его первая печатная работа „Краткий очерк основ радиотехники“. В этом же году он читает курс радиотехники в 6. Женском политехническом институте.

С 1919 г. начинают систематически печататься его научные работы, которые открываются статьей, написанной совместно с М. В. Шулейкиным и напечатанной в Proc. of the Inst. of Radio Engineers (Vol. 7, № 4, 1919. Pp. 417—425), — „On the multi-section quenched gap“.

В 1921 г. И. Г. сдает при Электротехническом институте адъюнтские экзамены и представляет диссертацию на тему: „О законах подобия радиосетей“, после чего утверждается профессором по кафедре радиотехники. Занятия же по этой кафедре он фактически ведет с 1919 г.

Кроме чисто профессорской деятельности, И. Г. ведет в институте широкую общественно-академическую работу. Со времени организации Издательской комиссии при Электротехническом институте (около 1920 г.) он состоит бессменным председателем этой комиссии. В 1922 и 1923 гг. он исполняет обязанности декана электро-физического факультета института, а в 1925 и 1926 гг., проректора института по учебной части. Под его руководством организуется Секция беспроводного телеграфа Научно-технического общества электриков при ЭТИ. Работам этой секции он уделяет большое внимание и интерес и руководит ею до своей смерти.

Но кроме ЭТИ, И. Г. ведет большую академическую работу и в других ВУЗ'ах Ленинграда. В 1922 г. он приглашается лектором в Морскую академию и с 7 декабря 1922 г. назначается ее преподавателем. В 1927 г. он получает звание „профессора высших учебных заведений РККА“ и становится старшим руководителем кафедры военно-морской связи в Морской академии. Одновременно с этим И. Г. принимает самое деятельное участие в организации радиосвязи во флоте. В 1919 г. он назначается старшим приемщиком радиоотдела Главного управления кораблестроения, а с 1924 г. по 1927 г. председателем секции связи Научно-технического комитета управления военно-морских сил Республики. Если мы вспомним, что это был период перехода нашей радиотехники с искры и дуги — на электронные лампы, то серьезная миссия, выпавшая на долю И. Г. по реорганизации связи во флоте, будет для нас вполне понятна.

Кроме того в 1924 и 1925 гг. И. Г. читает лекции на электротехническом факультете военно-инженерной академии.

Академический период в жизни И. Г. был в высшей степени плодотворен. И он, в полном смысле слова, увенчивается написанным им „Курсом радиотехники“ для высших учебных заведений. Первое издание этого курса вышло в 1924 г., при чем сам курс, предста-

влявший собой обработку лекций, читанных с 1919 по 1923 год, подготавливался к печати в условиях фактического отсутствия у нас иностранной литературы, благодаря проводившейся против Республики блокаде. Несмотря на это, Курс радиотехники, носящий ярко выраженный индивидуальный характер, оказался вполне на высоте европейской радиотехнической науки, опередив многие иностранные курсы своим выдержанным научно-инженерским подходом к рассматриваемым вопросам. Появление Курса И. Г. явилось весьма крупным событием для русской радиотехники. Изданный дважды, он является настольной книгой каждого русского радиоспециалиста.

3 период. Переход к широкой научно-технической деятельности. Последний период в жизни И. Г. характеризуется стремлением вернуться к практической деятельности для того, чтобы в широком техническом творчестве реализовать весь накопленный им богатый научный опыт. В 1924 г. И. Г. приглашается в Электротехнический трест заводов слабого тока, где становится редактором журнала „Электросвязь“ и принимает деятельное участие в Техническом совете треста. Благодаря научной эрудиции, смелости и решительности суждений и бескорыстно-объективному подходу к рассматриваемым вопросам, он завоевывает в совете общее уважение и приобретает большой авторитет. С 1 декабря 1926 г. И. Г. назначается научным консультантом Центральной радиолaborатории треста, а с 1 июля 1928 г. заведующим Отделом телемеханики и дальновидения ЦРЛ. Но болезнь и смерть на этот раз помешали ему осуществить намеченные планы.

В 1928 г. И. Г. принимает деятельное участие в работах Международного трансарктического съезда в Ленинграде, делает на нем доклад и избирается членом Трансарктической комиссии.

Научно-литературная и общественная деятельность. И. Г. опубликовал всего 31 работу, в том числе 2, написанные совместно с другими авторами. Наиболее ценные в научном отношении работы печатались им в журнале ТиТбп.

О значении написанного им Курса радиотехники уже говорилось выше.

Вообще же работы И. Г. напечатаны в следующих журналах: ТиТбп (18 работ); Морской сборник (2 раб.); Электросвязь (2); Электричество (1); Журнал прикладной физики (1); Техника связи (1); Рг. I. Р. Е. (1); Известия Э. Т. И. (1).

В своих научных работах И. Г. отзывался на самые разнообразные вопросы радиотехники, начиная от искрового разряда и кончая телефонной модуляцией концертных радиостанций. Но у него были особо излюбленные темы. Наиболее его интересовали радиосети, о которых им написано 10 работ (в том числе адъюнктская диссертация), и распространение эл.-магнитной энергии — 4 работы.

Кроме научно-технических работ, И. Г. написано 3 курса и 5 работ популярного характера. Кроме того им проредактировано 6 книг по популярной радиотехнике (в том числе 4 перевода). Ему также принадлежат 4 патента.

Особо необходимо отметить деятельность И. Г. в Русском о-ве радио-инженеров. Обладая ярко выраженным научно-педагогическим и общественным складом характера, он, естественно, с глубоким интересом относился к работам общества и принимал в них самое живое участие.

Являясь членом учредителем, как „РОРИ“, так и „РОРИ в Ленинграде“, он в течение 5 лет состоял членом совета общества и был несменяемым председателем ленинградских комиссий по терминологии, избранных обществом в 1926 г.

За 10 лет существования общества И. Г. сделал на общих собраниях его 20 докладов. Как и его печатные работы, они охватывают весьма разнообразные области радиотехники. Но и здесь можно проследить излюбленные темы. Первое место занимают машины высокой частоты (6 докладов). И. Г. являлся присяжным докладчиком общества в этой области, и ему неизменно поручалась проработка всех материалов, поступавших в общество по этому вопросу. Затем идут радиосети (5 докладов) и радиотерминология (3 доклада). У И. Г. всегда был очень большой интерес к вопросам терминологии, и это, несомненно, было связано с особыми чертами его душевного склада, характеризовавшимися умением и любовью точно определять предметы и давать им вполне адекватные названия.

В его лице Общество лишилось безусловно одного из самых деятельных и преданных членов.

Много сделавший для русской радиотехники за свою короткую жизнь, И. Г. ушел от нас в момент наибольшего расцвета своих духовных сил и способностей. Он ушел тогда, когда для него раскрывались самые широкие перспективы научной и технической работы. Он ушел полным новых и больших творческих планов.

Ленинград

24 марта 1929

Из текущей литературы

Новый метод непосредственного воздействия на воздух электрическими колебаниями. Ph. Z. № 18 стр. 654. 1928 г. — Для того, чтобы непосредственное воздействие на воздух электрическим напряжением было возможно, последний должен быть ионизирован. Авторы решают поставленную задачу путем применения катодофона, в котором необходимый ионный поток дается накалившимся оксидированным электродом. Для получения тихого разряда применяется постоянное напряжение порядка 10000 вольт. Схема в целом состоит из оксидированного электрода, расположенного против второго электрода большой поверхности. К этой паре электродов, для получения тихого разряда, подведено постоянное напряжение порядка 10.000 в, получаемое от кенотронной установки. В подводящий провод к одному из электродов включена вторичная обмотка усилителя низкой частоты, передающего воспроизводимые колебания. Зависимость силы тока тихого разряда от напряжения представляется некоторой весьма пологой кривой, начало которой соответствует началу тихого разряда, а конец — прямому пробиванию. При подборе постоянного напряжения таким образом, чтобы сила тока тихого разряда соответствовала некоторой средней точке этой кривой, и при наложении переменного напряжения со стороны усилителя, получаются колебания силы тока и колебания интенсивности тихого разряда, а следовательно и окружающей массы воздуха.

Практическое осуществление такого громкоговорителя оказывается

связанным с рядом серьезных затруднений. Так трудно избежать кистевых разрядов, которые вносят искажения. Передача получается вообще несколько грубоватой, но, по уверению авторов, весьма отчетливо передает свистящие и шипящие звуки, чем она выгодно отличается от работы других громкоговорителей. Лучшие результаты получаются, когда на накаливаемый электрод дан плюс добавочного напряжения. При обратном включении передача значительно ухудшается. Затрата энергии со стороны постоянного тока высокого напряжения оказывается довольно значительной — 20 — 40 ватт. Конструктивно наиболее удачной является комбинация накаливаемой нити, расположенной по оси полой трубки, имеющей прорез. Однако в этом случае должно бы сказаться собственное колебание воздуха внутри трубки, о чем, однако, авторами умалчивается.

Обращение описанного принципа для получения микрофона оказалось практически осуществимым, но избежать добавочных шумов до сих пор не удавалось. Работа заслуживает внимания с принципиальной стороны.

Л. Сапельков

Для производства трансформаторного железа в Америке применяется новый магнитный сплав железа и никкеля, так наз. "гиперник". Этот материал уменьшает, примерно, наполовину потери в железе и обладает магнитной проницаемостью, втрое большей высокосортной 4% силициевой стали. Для получения

сплава такого высокого качества берут железо и никкель самые чистые, какие только можно получить. После прокатки сплав штампуются и прокаливаются при высокой температуре.

При применении в измерительных приборах чрезвычайно важно, чтобы трансформатор работал как можно более точно, независимо от: 1) изменения величины нагрузки, 2) изменения частоты и 3) изменения коэффициента мощности нагрузки. Эти изменения чрезвычайно мало влияют на сплав „гиперник“, применяемый в целях до 6900 в.

Качество работы трансформаторов „гиперник“ не ухудшается со време-

нем, если они работают в нормальных условиях и без перегрузки.

Опыты показали, что этот сплав принадлежит к числу нестареющих.

Очень желательно также, чтобы трансформаторы были по возможности меньше по объему и легче. В этом отношении преимущества тоже на стороне гиперника, так как для одной и той же мощности его требуется меньше, чем стали.

Трансформаторы этого типа не только применяются для измерительных целей, но также могут служить в качестве стандартных.

„Electrical world“ January 1929.

Ответственный редактор: В. И. Романовский

Редакторы: В. К. Лебединский, М. А. Мошкович, А. А. Петровский

Ленинградский Областлит № 35778.

Тираж 1000—7 л.

Заказ № 1390.

Государственная типография им. Евг. Соколовой, Ленинград, пр. Кр. Командиров, 29.

ПРИНИМАЕТСЯ ПОДПИСКА НА
ЖУРНАЛ „ЭЛЕКТРОСВЯЗЬ“

Журнал „ЭЛЕКТРОСВЯЗЬ“, издаваемый Государственным Электротехническим Трестом Заводов Слабого Тока, ставит своей задачей всестороннее освещение выпускаемой аппаратуры, как в смысле дачи описаний, так и выяснения коммерческих и эксплуатационных данных.

Путем периодической информации Трест надеется поставить потребителя в курс современных научных и технических достижений и осветить пути научно-технической работы Треста.

Страницы журнала „ЭЛЕКТРОСВЯЗЬ“ открыты не только для сотрудников Треста, но и для всех специалистов, которые пожелали бы содействовать задачам настоящего органа.

Журнал выходит отдельными выпусками примерно
6 раз в год

ЦЕНА ОТДЕЛЬНОГО НОМЕРА 40 КОП.

ПОДПИСКА НА ЖУРНАЛ „ЭЛЕКТРОСВЯЗЬ“
ПРИНИМАЕТСЯ

В Правлении Треста Заводов Слабого Тока
Ленинград, ул. Гоголя, 14. Редакция

ALL SUSSCRIPTION NOTES TO BE ADRESSED TO THE
STATE ELECTROTECHNICAL WEAK CURRENT TRUST

Leningrad, Gogol Street, 14
U. S. S. R.

