

PRZEGLĄD RADIOTECHNICZNY

OGŁASZANY STARANIEM SEKCJI RADIOTECHNICZNEJ STOW. ELEKTR. POLSKICH

Pod naczelnym kierunkiem prof. M. POŻARYSKIEGO

Rok XV.

15 Kwietnia 1937 r.

Zeszyt 9—10

Redaktor kpt. STEFAN JASIŃSKI.

Warszawa, Marszałkowska 33 m. 11, tel. 8-40-45.

SEKCJA

TELEKOMUNIKACYJNA

Prace Państwowego Instytutu Telekomunikacyjnego w latach 1935 — 36

J. Groszkowski i K. Dobrski
(Państwowy Instytut Telekomunikacyjny)

Państwowy Instytut Telekomunikacyjny (PIT) powołany do życia wiosną 1934 r. przez Pana Ministra Poczty i Telegrafów inż. E. Kalińskiego, w obecnym stadium swojej organizacji posiada całkowicie uruchomione następujące wydziały: Wydział Teletechniki (wraz z wyodrębnionym Działem Kablowym), Wydział Radiotechniki oraz Wydział Specjalny.

Wydziały dzielą się na działy. Wydział Teletechniki posiada ich 12, Wydział Radiotechniki — 5, Wydział Specjalny — 2.

Działalność naukowo-badawcza i techniczna PIT skupia się w poszczególnych laboratoriach, wchodzących w skład wymienionych wyżej wydziałów i działów.

Wydziały w pracy swej korzystają z pomocy Sekretariatu, Oddziału administracyjno-technicznego i Oddziału konstrukcyjno-warsztatowego.

Ten ostatni obejmuje biuro konstrukcyjne oraz warsztaty i zajmuje się budową modeli, przyrządów i t. p. urządzeń, zaprojektowanych, opracowanych i przeeksperymentowanych w laboratoriach poszczególnych działów.

Instytut posiada bibliotekę bogato wyposażoną w światową literaturę fachową z dziedziny telekomunikacji, elektrotechniki i dziedzin pokrewnych.

Personel PIT składa się w chwili obecnej z 225 pracowników, w tym:

- 40 osób z wykształceniem akademickim,
- 58 osób z wykształceniem średnim technicznym,
- 20 osób personelu administracyjnego i biurowego,
- 94 osób personelu laboratoryjnego i warsztatowego,
- 13 osób personelu niższego.

WYDZIAŁ TELETECHNIKI.

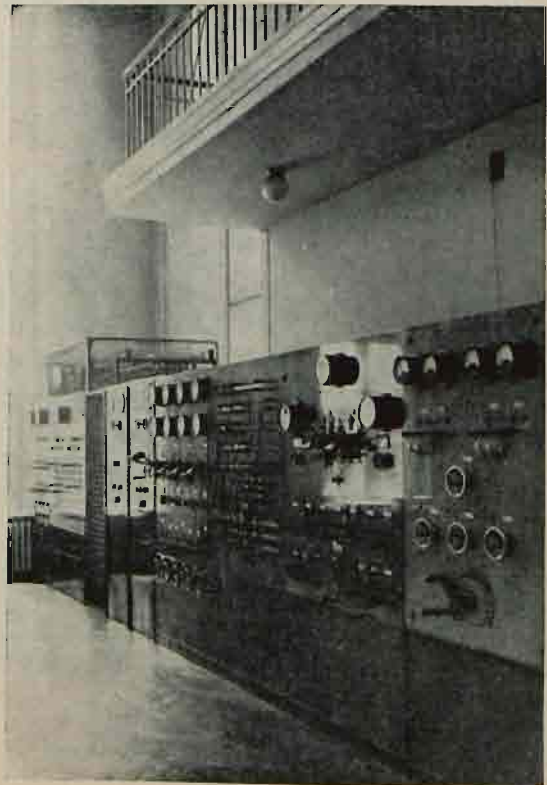
Działalność Wydziału Teletechniki ujawnia się w głównej mierze w opracowywaniu i konstrukcji urządzeń telekomunikacyjnych, niewykonywanych nigdzie dotąd poza Instytutem w kraju, a mających na celu usprawnienie i podniesienie poziomu technicznego urządzeń przedsiębiorstwa „Polska Poczta, Telegraf i Telefon”.

Dziedzina telefonii nośnej.

Tak np. w dziedzinie telefonii nośnej wykonano i zainstalowano 12 instalacji telefonii nośnej jednokrotnej,

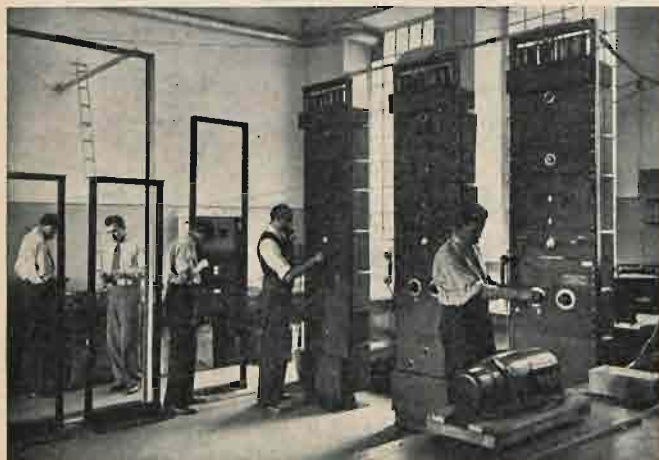
a mianowicie na trasach: Warszawa — Brześć — Baranowice, Warszawa — Lwów, Warszawa — Gdynia, Warszawa — Chełm — Łuck, Warszawa — Brześć — Kowel, Warszawa — Wilno, Gdynia — Toruń, Gdynia — Poznań, Warszawa — Toruń, Warszawa — Skarżysko, Warszawa — Przemysł.

Połączenia te są realizowane na przewodach telefonicznych brązowych, łączących bezpośrednio obie końcowe stacje (np. Warszawa — Wilno), lub też na przewodach należących do dwóch lub więcej odrębnych połą-



Rys. 1.
Fragment rozdzielni PIT.

czeń. Tak więc np. dwa zwykle niezależne połączenia telefoniczne Warszawa — Brześć i Brześć — Kowel zostały zużytkowane do utworzenia dodatkowego połączenia na fali nośnej Warszawa — Kowel.



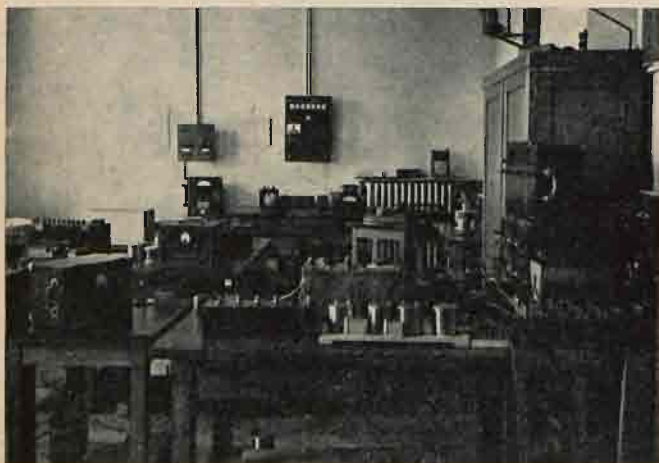
Rys. 2.
Montaż telefonii na częstotliwości nośnej.

Zasięg instalacji telefonii nośnej jednokrotnej w wykonaniu Instytutu — bez wzmacniaków pośrednich — wynosi ok. 500 km.

Ponadto Państwowy Instytut Telekomunikacyjny wykonał i uruchomił na trasie Toruń — Gdynia dwie instalacje telefonii nośnej trzykrotnej, przedłużając zrealizowane obwody nośne przy pomocy połączeń kablowych do Warszawy. Instalacje trójkrotne pozwalają na nalożenie trzech dodatkowych rozmów telefonicznych wysokiej częstotliwości na jedną rozmowę niskiej częstotliwości.

Łączna długość połączeń telefonicznych, zrealizowanych do tej pory przy pomocy instalacji telefonii nośnej Instytutu wynosi ok. 5 000 km.

W pierwszych dniach listopada r. ub. Instytut przyjął zamówienie od Związku Elektryków Okręgu Radomsko-Kieleckiego (ZEORK) na wykonanie instalacji telefonicznej wielkiej częstotliwości na linii wysokiego napięcia 150 000 V ze Starachowic do Mościc.



Rys. 3.
Fragment laboratorium probierczego.

Dziedzina telegrafii.

W tej dziedzinie Instytut zaprojektował, wykonał i zainstalował aparaturę telegrafii wielokrotnej, która

umożliwia na jednej czwórce kablowej przesyłanie 12-u jednoczesnych dwustronnych rozmów telegraficznych, przy tym jedna para czwórki będzie użyta do nadawania 12-u jednoczesnych depech w jednym kierunku, a druga para do nadawania 12 depech w drugim kierunku. Aparatura pozwala na utworzenie następujących dwustronnych połączeń telegraficznych: 3 połączenia Warszawa — Katowice, 7 połączeń Warszawa — Kraków, 2 połączenia Warszawa — Niemcy (Berlin). Długość całkowita utworzonych dwustronnych obwodów telegraficznych (nie licząc, oczywiście, odcinków zagranicznych) wynosi ok. 5 000 km. W Mysłowicach, w punkcie rozgałęzonym do Katowic i Krakowa jest ustawiony stojak z filtrami i wzmacniakami celem rozdzielania (względnie łączenia) prądów napływających po wspólnym obwodzie i kierowania ich w stronę Krakowa i w stronę Katowic.

Jednocześnie zostały opracowane w Instytucie modele instalacji telegrafii podakustycznej, umożliwiające umieszczenie obwodu telegraficznego w zakresie pasma małych częstotliwości obok zwykłego obwodu telefonicznego. Również zostały wykonane modele i przeprowadzone próby z urządzeniami telegrafii abonenckiej, umożliwiające telegrafowanie po normalnych obwodach telefo-



Rys. 4.
Kontrola częstotliwości radiostacji.

nicznych prądem o częstotliwości 1500 okr./sek. Wreszcie Instytut wykonał pewną ilość kablowych połączeń telegraficznych dupleksowych prądem stałym (Warszawa — Kraków, Warszawa — Łódź).

Dziedzina prostowników.

Do zasilania central telegraficznych wykonuje się prostownikowe urządzenia zasilające o napięciu od 100 do 200 V. Takie urządzenia zostały zainstalowane w centralach kilkudziesięciu miejscowości. Ponadto zostały wykonane między innymi prostownikowe urządzenia zasilające do central automatycznych w Józefowie i Radości.

Dziedzina automatów telefonicznych.

W zakresie automatów telefonicznych Instytut wykonuje prace laboratoryjne i modelowe, zmierzające do umożliwienia półautomatyzacji ruchu telefonicznego międzymiastowego. Automatyzacja ta polega na usunięciu — przy wykonywaniu połączeń — pośrednictwa telefonistki międzymiastowej oddalonej miejscowości, gdyż telefonistka międzymiastowa stacji wyjściowej otrzymuje możliwość bezpośredniego wybierania abonentów odległej centrali automatycznej. Celem wypróbowania

w eksploatacji urządzeń Instytutu, zautomatyzowano ruch podmiejski z Rembertowa do Warszawy na 4 liniach, oraz ruch międzymiastowy z Łodzi do Warszawy na 6-u liniach. W pierwszych urządzeniach impulsowanie odbywa się przy pomocy prądu stałego (wobec stosunkowo nieznacznej długości linii podmiejskich), natomiast w urządzeniach drugich — przy pomocy prądu zmiennego o częstotliwości akustycznej 1740 okr./sek. Należy zauważyć, że impulsowanie prądem akustycznym może mieć zastosowanie na liniach międzymiastowych o dowolnej długości. W najbliższym okresie Instytut zamierza wykonać i oddać do eksploatacji instalację impulsowania po liniach międzymiastowych prądem przemysłowym 50 okr./sek. Instalacje takie będą mogły znaleźć zastosowanie na liniach międzymiastowych bez wzmacniaków, a więc o małej lub średniej długości.

Z dalszych prac w tym dziale należy wymienić wykonanie i zainstalowanie wiejskich centralek automatycznych w Sulejówku, Miłośnie, Okuniewie i Wesolej, połą-



Rys. 5.
Aparatura do badania radioodbiorników.

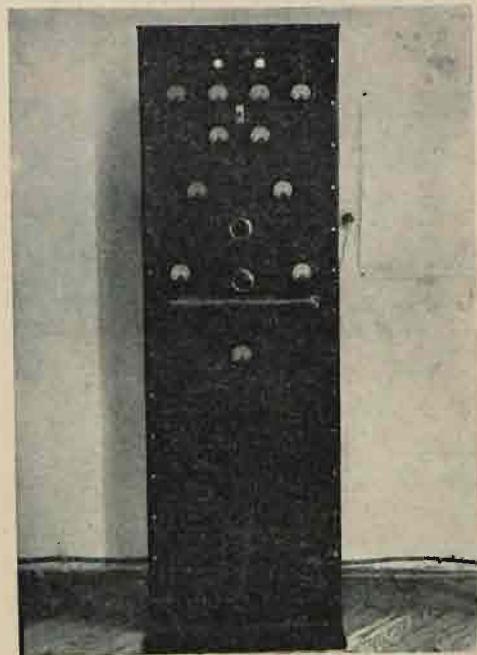
czonych w jedną sieć półautomatyczną z Rembertowem oraz wykonanie modelu automatycznej centrali towarzyskiej, umożliwiającej przyłączenie do automatycznej centrali miejskiej grupy do 8-u abonentów przy pomocy jednej linii dwuprzewodowej.

Centralka towarzyska pozwala na wybieranie abonentów towarzyskich podobnie jak innych abonentów miejskich, przy zachowaniu całkowitej tajności rozmów. Również każdy abonent towarzyski może wybrać dowolnego abonenta sieci miejskiej. Centralka ta została zainstalowana w miejscowości oddalonej o kilkanaście kilometrów od miasta powiatowego zaopatrzonego w automatyczną centralę miejską, zapewniając tej miejscowości połączenie z centralą automatyczną przez całą dobę. W tym przypadku rozmowy z abonentami centrali miejskiej będą liczone automatycznie — odpowiednio do czasu ich trwania dzięki specjalnemu urządzeniu z lampą neonową.

Dziedzina zegarów mówiących.

Opracowano, wykonano i zainstalowano zegary telefoniczne, automatycznie nadające czas, zgłaszającym się abonentom sieci okręgowej Górnego Śląska, abonentom Krakowa, Gdyni, Poznania i Torunia. Dzięki wyko-

nanym translacjom zegar w Katowicach obsługuje również sieć telefoniczną w Bielsku i sieć okręgową Zagłębia Dąbrowskiego Zegary w Krakowie i Katowicach zostały przy pomocy specjalnego urządzenia transmisyjne-

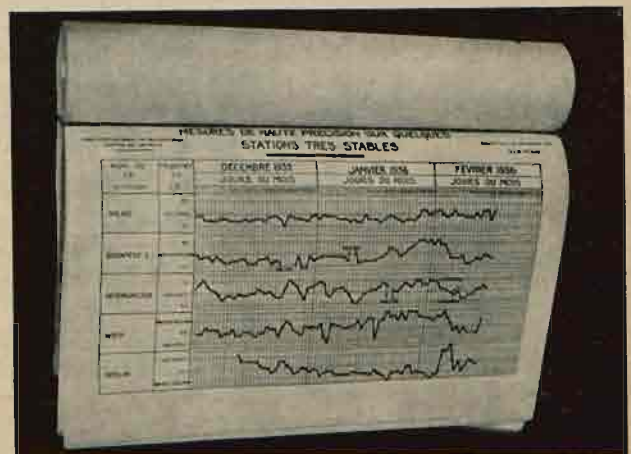


Rys. 6.
Generator wzbudzający o wielkiej stałości fali.

go, zainstalowanego na normalnej dwuprzewodowej linii telefonicznej, związane w ten sposób, iż wzajemnie mogą się zastępować na wypadek uszkodzenia jednego z nich. Tym sposobem zegar mówiący w Krakowie służy jako rezerwa dla Katowic i odwrotnie.

Dziedzina aparatów pomiarowych.

W dziedzinie aparatów pomiarowych wykonuje się przyrządy, które dotąd były zakupywane wyłącznie zagranicą, jak to: generatory lampowe i mierniki tłumienia, linie sztuczne do 50 000 okr./sek., wzmacniacze, przyrządy

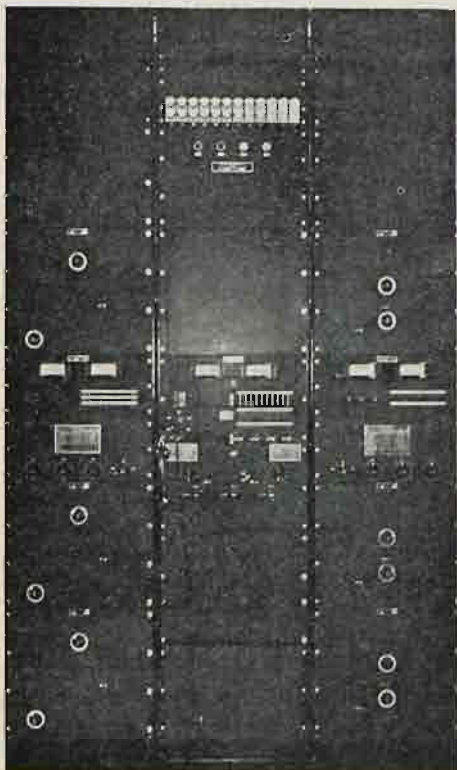


Rys. 7.
Radiofoniczna stacja wileńska — na pierwszym miejscu pod względem stałości fali.

uniwersalne do badania kabli, mierniki tłumienia przesłuchu, mierniki nierównowagi pojemnościowej, mikowe kondensatory dekadowe, oporniki dekadowe do prądów wielkiej częstotliwości, woltomierze lampowe, częstościo-

mierze, przyrządy do badania przekaźników, przyrządy do doboru równoważników, generatory lampowe specjalne i t. p.

Państwowy Instytut Telekomunikacyjny wykonuje te przyrządy zarówno dla potrzeb własnych, jak i dla potrzeb przedsiębiorstwa „Polska Poczta, Telegraf i Telefon”, lub innych pokrewnych instytucji.



Rys. 8.
Aparatura telefonii trójczęstotowej.

Dziedzina elektroakustyki.

W laboratorium elektroakustycznym Instytutu przeprowadza się badania własności różnych aparatów telefonicznych CB i MB. W wyniku tych badań został zaprojektowany i wprowadzony następnie do polskich aparatów telefonicznych CB rozek bakelitowy specjalnego kształtu, podnoszący wydatnie wyrazistość aparatów. Zostały również wykonane modele wkładek mikrofonowych MB i CB nowej konstrukcji, odznaczające się dużą skutecznością i wyrazistością oraz małą wrażliwością na przeciążenie i nachylenie mikrofonu. Wkładki mikrofonowe MB były projektowane przede wszystkim ze względu na potrzeby wojska. Odnosnie słuchawek były przeprowadzone studia, mające na celu podniesienie ich skuteczności i wyrazistości. Opracowano i wykonano model głośnika, t. j. aparatu do rejestracji rozmów telefonicznych na płytach. Aparat ten może być używany do zapisywania meldunków, telefonogramów, reportaży, zeznań i t. p.

Dziedzina wzmacniaków.

Państwowy Instytut Telekomunikacyjny instaluje wzmacniaki, montowane w warsztatach Instytutu z części starych i zużytych wzmacniaków. Zainstalowano je w następujących miejscowościach: w Wilnie (3 szt.), w Brześciu, w Toruniu (4 szt.), w Białymstoku, w Baranowiczach, w Bydgoszczy, w Radomiu, w Ostrowcu Kiel. Wzmacniaki te w niektórych miejscowościach zostały zaopatrzone w prostownikowe urządzenia zasilające. Takie

urządzenie zostało między innymi wykonane do zasilania 5-u wzmacniaków we Lwowie.

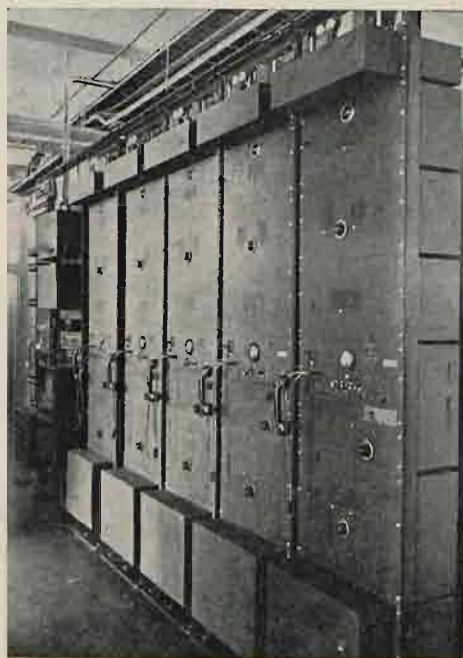
Ponadto Instytut wykonuje serię wzmacniaków sznurowych dla central międzymiastowych.

Systematycznie przeprowadza się pomiary, celem należytego dopasowania równoważników do linii w różnych miejscowościach Polski. Odpowiednie układy dopasowujące zostały wykonane na zamówienie Departamentu Technicznego — celem dopasowania kabli wprowadzeniowych do linii napowietrznych w Aninie i w Warszawie.

Wykonano próbny model wzmacniaka z automatyczną blokadą sterowaną przez prądy rozmówne. Przeznaczeniem tego wzmacniaka jest usuwanie sprzężeń zwrotnych, jakie powstają na skutek niedokładnego zrównoważenia linii telefonicznej, co w konsekwencji otwiera możliwość zredukowania tłumienia wypadkowego międzymiastowych linii telefonicznych do zera. Wzmacniak ten umożliwiłby podniesienie poziomu rozmów międzymiastowych do poziomu rozmów lokalnych. Ponadto pozwoliłby na wprowadzenie ułatwień przy wykonywaniu połączeń tranzytowych, oraz umożliwiłby rozszerzenie zakresu stosowania dwuprzewodowych linii kablowych. Wstępne próby wykonane z wzmacniakiem modelowym na trasie Katowice — Warszawa dały wyniki zadowalające, na skutek czego Instytut przystępuje — w porozumieniu z Departamentem Technicznym — do wykonania partii kilku wzmacniaków z blokadą celem zainstalowania ich na stałe i oddanie do eksploatacji.

Dziedzina sieci międzymiastowych.

Dział sieci międzymiastowych wykonuje pomiary linii telefonicznych, przeprowadza badania zakłóceń i t. p. Dział ten współpracuje również z Radą Teletechniczną w zakresie przepisów i norm, dotyczących sieci telefonicznych. Między innymi — do stałych zadań tego



Rys. 9.
Instalacje telefonii jednokrotnej na fali nośnej.

działu — należało zbieranie i porządkowanie materiałów, potrzebnych do aktualizacji map połączeń i ruchu telefonicznego między centralami końcowymi a zbiorczymi i węzłowymi, oraz pomiędzy centralami zbiorczymi a węzłowymi.

Dziedzina kabli.

W końcu roku 1935 został utworzony dział kablowy, którego zadaniem ma być projektowanie nowych kabli dalekosiężnych, oraz współdziałanie przy odbiorczych pomiarach kabli. Dział ten opracował podstawy techniczne i gospodarcze projektowania kabli dalekosiężnych, oraz współpracuje z biurem kablowym Departamentu Technicznego Min. P. i T. przy odbiorze kabli Warszawa — Gdynia.

Dziedzina materiałów magnetycznych.

Dział badań materiałów magnetycznych przeprowadza systematyczne badania różnych materiałów magnetycznych, jakie pojawiają się na rynku. Jego zadaniem również jest projektowanie i wykonywanie cewek i transformatorów specjalnych.

Dział normalizacji.

Rada Teletechniczna powierzyła Instytutowi przygotowywanie projektów norm na sprzęt telekomunikacyjny. Wywiązując się z tego zadania, Instytut przedstawił Radzie do zaaprobowania przeszło 50 projektów norm, które zostały przyjęte.

DZIAŁ RADIOTECHNIKI.

Prace Wydziału Radiotechniki są prowadzone w działach: 1) Studiów, 2) Wzorców (ze Stacją Kontroli Nadawań), 3) Lamp Elektronowych (z laboratorium próżniowym), 4) Stabilizacji (z laboratorium kwarcowym) oraz 5) Telewizji. Charakter prac jest częściowo naukowo-badawczy, częściowo techniczno-konstrukcyjny.

W zakresie naukowo-badawczym studiuje się szereg zagadnień, a mianowicie:

W dziedzinie stabilizacji częstotliwości prowadzone są prace nad wytwarzaniem i pomiarem prądów o bardzo wielkiej stałości częstotliwości. W związku z tym przeprowadzono studia nad cewkami obwodów oscylacyjnych, opracowano metody otrzymywania stabilizatorów piezoelektrycznych (które znalazły zastosowanie w budowanych następnie urządzeniach eksploatacyjnych). Utrzymuje się państwowy wzorzec częstotliwości, który jest okresowo porównywany ze wzorcami podobnych laboratoriów zagranicznych; wyniki porównań dowiodły, że wzorzec polski należy do grupy najlepszych wzorców europejskich.

W dziedzinie lamp elektronowych studiuje się i opracowuje metody budowy lamp z katodami wolframowymi o mocach do 1 kW najrozmaitszych typów i rodzajów, a w szczególności lamp magnetronowych dla fal ultrakrótkich oraz lamp odbiorczych z katodami tlenkowymi. Odpowiednie laboratorium wyposażone w instalacje próżniowe i urządzenia szklarskie jest przygotowane do wykonywania modeli oraz niewielkich seryj lamp elektronowych różnych typów oraz lamp specjalnych do wszelkich prac badawczych w tej dziedzinie,

Opracowano metody wyrobu stabilizatorów i potencjometrów neonowych oraz oporników żelazno-wodorynych (bareterów).

Rozpoczęto prace wstępne nad budową oscylografów katodowych, fotokomórek oraz innych lamp dla celów telewizji. W związku z tym przeprowadzono studia nad zagadnieniem optyki elektronowej oraz wtórnej emisji.

W dziedzinie fal ultrakrótkich badano warunki wytwarzania, modulacji, promieniowania, rozchodzenia się i odbioru fal decymetrowych dla zastosowania ich do komunikacji o specjalnych przeznaczeniach. Prowadzi się

prace nad generatorami magnetronowymi na fale schodzące do kilku centymetrów długości o stosunkowo dużej jak na te długości fal mocy i dużej sprawności.

W dziedzinie materiałów magnetycznych opracowano rdzenie proszkowe do cewek dla wielkich i średnich częstotliwości.



Rys. 10.
Generator dudnieniowy.

W dziedzinie telewizji prowadzi się studia nad systemami telewizji, eksperymentuje się laboratoryjnie zasadnicze fragmenty schematów i urządzeń oraz buduje się aparaturę nadawczą telekinową i telewizyjną o ilości linii od 90 do 180. Równocześnie opracowuje się kilka alternatyw urządzeń odbiorczych. Zatrzymano się — w pierwszym etapie — na systemie nadawczym z wirującą tarczą, odbiorczym — z oscylografem elektronowym. W toku — przygotowania do systemu telewizorów elektronowych.

W zakresie eksploatacyjno-konstrukcyjnym prowadzi się prace, związane z kontrolą urządzeń radiokomunikacyjnych, sprzętu radiowego oraz z budową nowych przyrządów, modeli i urządzeń.

W zakresie kontroli nadawań utrzymuje się regularną kontrolę długości fal radio-stacji nadawczych. Min. P. i T., Min. Kom. i t. p. oraz S. A. „Polskie Radio”.

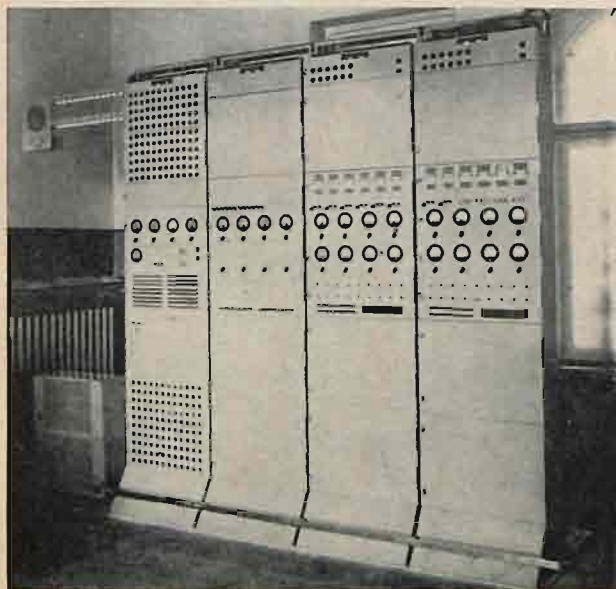
Ilość wykonywanych pomiarów wynosi kilkanaście tysięcy rocznie. Dokładność pomiarów jest stale zwiększana w miarę coraz surowszych wymagań, jakie wysuwa eksploatacja. Dział kontroli nadawań współpracuje z podobnymi stacjami kontrolnymi zagranicznymi.

W zakresie badań i kontroli sprzętu radiowego prowadzi się bieżące prace probiercze nad różnym sprzętem, urządzeniami, elementami konstrukcyjnymi i t. p., nadsyłanymi przez inne działy Instytutu oraz z poza Instytutu. W związku z tym ustalono szereg metod badań oraz zainstalowano odpowiednie aparatury pomiarowe. Jed-

nym z większych przedmiotów badań były popularne odbiorniki radiofoniczne.

W zakresie prac konstrukcyjnych opracowuje się i wykonywa przyrządy i urządzenia z różnych dziedzin radiotechniki, a mianowicie:

W dziedzinie lamp elektronowych przeprowadza się regenerację lamp dwu- i trójelektrodowych o mocy kilkuset watów; wykonywa się mniejsze serie nowych lamp magnetronowych dla fal ultrakrótkich, kenotronów, lamp świetlających, oporów żelazno-wodorowych oraz lamp specjalnych.



Rys. 11.
Instalacja telegrafii wielokrotnej.

W dziedzinie stabilizatorów piezoelektrycznych wykonywa się oscylatory kwarcowe i turmalinowe oraz optyczne rezonatory kwarcowe, kwarce do indykatorów itp.

W dziedzinie przyrządów pomiarowych buduje się falomierze precyzyjne rezonansowe, woltomierze i fazomierze lampowe, zespoły do badań akustycznych, oscylografy elektronowe i t. p. Powyższe objekty wykonywa się na zamówienia bądź to wewnętrzne, bądź zewnętrzne jak to M. S. Wojsk., Min. Komunikacji, Polskiego Radia, Państw. Zakł. Tele i Radiotechniczne.

W dziedzinie urządzeń stabilizacyjnych należy wymienić budowę generatorów wzbudających o b. wielkiej stałości fali dla stacji radiofonicznych „Polskiego Radia”. (Np. stacja wileńska „Polskiego Radia”, dzięki takiemu generatorowi, pracującemu tam już z górą rok, pierwsza stała się jedną z najlepszych pod względem stałości fali wśród stacji radiofonicznych Europy).

Wreszcie na zakończenie prac tego Wydziału należy wspomnieć wykonanie — na zamówienie Urzędu Miar urządzenia bardzo precyzyjnego, — zegara kwarcowego o nadzwyczajnie równomiernym biegu, będącego ostatnim wyrazem w tej dziedzinie.

UDZIAŁ INSTYTUTU W PRACACH MIĘDZYNARODOWYCH.

PIT bierze udział w pracach międzynarodowych Komitetów doradczych telefonicznego (CCIF), telegraficznego (CCIT) i radiotechnicznego (CCIR) oraz Międzynarodowej Unii Radiofonicznej (UIR). Udział ten wyraża się w opracowywaniu referatów, przygotowywaniu materiałów oraz w uczestniczeniu w dyskusjach na zjazdach plenarnych.

DZIAŁALNOŚĆ WYDAWNICZA INSTYTUTU.

Wyniki niektórych prac i badań Instytutu ogłaszane są w prasie naukowo-technicznej krajowej i zagranicznej. Pracownicy PIT ogłosili w tym czasie ponad setkę prac w krajowej oraz parę dziesiątków w zagranicznej prasie naukowo-technicznej. Ważniejsze prace są ogłaszane we własnej publikacji Instytutu, wychodzącej 6 razy do roku pod nazwą „Wiadomości i prace PIT”. Publikacja ta cytowana jest przez zagraniczne dokumentacje naukowo-techniczne.

W styczniu 1936 r. zainicjowano w Instytucie wydawnictwo miesięczne p. t. „Przegląd Prasy Telekomunikacyjnej” (PPT-PIT) zawierające referaty ze światowej prasy naukowo-technicznej w dziedzinie telekomunikacji. Referaty te są opracowywane przez personel techniczny Instytutu, dzięki czemu zmuszony jest on do systematycznego śledzenia literatury fachowej oraz stałej pracy nad sobą; dzięki wydawnictwu PPT-PIT tak zebrany cenny materiał może być wykorzystany przez szeroki ogół zainteresowanych osób z poza Instytutu, przez co Instytut spełnia jeszcze jedno z zadań, do których został powołany.

Magnetrony z wewnętrznym obwodem oscylacyjnym

Janusz Groszkowski i Stanisław Ryżko
(Państwowy Instytut Telekomunikacyjny)

Wstęp.

Technika wytwarzania drgań elektromagnetycznych o długości fali krótszej od jednego metra posunęła się ostatnio, dzięki stosowaniu magnetronów, znacznie naprzód. Bez trudu można obecnie uzyskać w laboratorium moce rzędu kilkudziesięciu watów na fali długości 50 cm, a rekord mocy uzyskanej przy tej długości fali wynosi niewiele mniej niż 0,5 kW. Jako lampa generacyjna stosowana jest najczęściej lampa magnetronowa z anodą dzieloną na dwie części — t. zw. magnetron dwuanodowy lub dwuszczelinowy.

Jak wiadomo, magnetron dwuanodowy może — zależnie od warunków pracy — wytwarzać drgania elek-

tryczne w dwojaki sposób: na zasadzie t. zw. dynatronowej lub na zasadzie t. zw. elektronowej. Zasadniczą cechą drgań pierwszego rodzaju, które w dalszym ciągu artykułu będziemy nazywać dynatronowymi, jest to, że częstotliwość ich jest określona, w dominującym stopniu, danymi obwodu oscylacyjnego. Drgania te posiadają znaczną moc, a sprawność ich dorównywa sprawności generatorów lampowych o sprzężeniu zwrotnym. Częstotliwość drgań elektronowych jest natomiast określona przede wszystkim przez czas przebiegu elektronu między elektrodami lampy; moc ich jest niewielka, a sprawność nie przekracza kilkunastu procent. W zastosowaniu praktycznym jest zatem daleko korzystniej stosować generator typu dynatronowego.

Niestety, przy uzyskiwaniu fal krótszych od jednego metra na drodze dynatronowej, powstają trudności budowy odpowiednich obwodów oscylacyjnych. Pomimo, iż w tym zakresie jako pojemność obwodu wykorzystuje się już tylko pojemność międzyanodową lampy — indukcyjność doprowadzeń anodowych jest tak znaczna, że nawet przy bezpośrednim połączeniu (zwarcie na krótko) wyprowadzeń anod, tuż przy szkle bańki, tworzy się obwód oscylacyjny o fali własnej długości rzędu jednego metra. Zwiększenie grubości doprowadzeń anod, celem zmniejszenia ich indukcyjności nasuwa duże trudności przy budowie lampy, związane z przejściem doprowadzeń przez szkło. Zatem jedynym sposobem przystosowania lampy normalnej budowy do pracy w sposób dynatronowy na falach krótszych, jest proporcjonalne zmniejszenie wymiarów elektrod i doprowadzeń; sposób ten powoduje jednak również zmniejszenie mocy admisyjnej, a przez to i mocy użytecznej lampy.

Istnieje jeszcze jedna droga do uzyskania drgań dynatronowych o względnie krótkiej fali i znacznej mocy; jest nią stosowanie magnetronów z obwodem oscylacyjnym wewnętrznym. W magnetronie takim pętla, stanowiąca indukcyjność obwodu, jest dołączona bezpośrednio do obu połówek anody i znajduje się wewnątrz banki lampy; główną część pojemności obwodu drgań stanowi tu pojemność między anodami lampy.

Magnetron z obwodem wewnętrznym posiada szereg zalet w porównaniu ze zwykłym magnetronem; najważniejszą z nich jest znaczne zwiększenie mocy admisyjnej lampy bez powiększenia wymiarów anody, uzyskane dzięki bezpośredniemu połączeniu anod z obwodem, co zazwyczaj wielokrotnie zwiększa powierzchnię chłodzenia elektrod. Praktycznie uzyskuje się w ten sposób możliwość wydzielania w lampie mocy rzędu kilkudziesięciu watów na cm^2 powierzchni anody, bez uszczerbku dla lampy. Drugą ważną zaletą magnetronów tego typu jest łatwość budowy odpowiednich obwodów oscylacyjnych na fale o długości schodzącej do kilkunastu cm. Zmniejszenie ilości przejść przez szkło oraz przejść, prowadzących prądy b. w. cz., stanowi również poważną zaletę tych magnetronów.

Wady magnetronów z obwodem wewnętrznym są następujące: Ograniczona do bardzo wąskiego zakresu możliwość regulacji długości fali oraz pewne trudności występujące przy pobieraniu energii w. cz. z obwodu lampy. Wady te pozbawione są jednak często znaczenia praktycznego.

Pierwsze magnetrony z obwodem wewnętrznym zostały zbudowane przez badaczy rosyjskich w 1935 r.*); eksperymentalnie określili oni również zasadnicze związki, zachodzące między wymiarami obwodu a długością fali magnetronu. Dalsze prace z tej dziedziny**) były poświęcone uzyskaniu jak największej mocy na falach poniżej jednego metra. Dzięki zastosowaniu magnetronu z obwodem wewnętrznym chłodzonym wodą udało się uzyskać moc 80 W na fali 19 cm.

W pracy niniejszej opisany jest szereg typów magnetronów z obwodem wewnętrznym, zbudowanych w Laboratorium lampowym Państwowego Instytutu Telekomunikacyjnego, przy czym podany jest specjalny kształt obwodu, pozwalający uzyskać maksymalny stosunek wymiarów obwodu do długości wytwarzanej fali. Podane są

*) W. M. Bowszewierow i M. T. Grechowa, *Ž. T. F.*, Tom V, zesz. 1, 1935 r.

**) J. A. Wyszynskij, E. A. Kopilowicz i inni; *Ž. T. F.*, Tom V, zesz. 1, 1935. G. R. Kilgore, P. I. R. E. Vol. 24, nr. 8, 1936. O. Pfetscher i W. Puhlmann; *Hftechn. u. Elakust.*, B. 47 (1936) str. 105.

również typowe charakterystyki generatora magnetronowego z obwodem wewnętrznym, przy czym ograniczono się narazie do omówienia jedynie magnetronów dwuanodowych, bowiem czteroanodowe będą tematem dalszych publikacji.

1. Obwód wewnętrzny lampy magnetronowej.

Dla uzyskania w magnetronie oscylacji elektrycznych konieczne jest wytworzenie między elektrodami lampy magnetronowej pola elektrycznego i pola magnetycznego o określonym kierunku i określonej wielkości. Wartości natężeń obu tych pól pozostają ze sobą w pewnym związku, zależnie od rodzaju drgań, i na ogół rosną wraz ze wzrostem częstotliwości.

Wartość natężenia pola elektrycznego, potrzebna do uzyskania oscylacji, można otrzymać przez dobór odpowiedniego napięcia anodowego i średnicy anody lampy magnetronowej. Ze względu na moc w. cz., którą chcielibyśmy przy pomocy lampy uzyskać, należałoby — przy danej długości — średnicę anody zaprojektować w ten sposób, aby lampa miała odpowiednią moc admisyjną. Przy falach decymetrowych średnica anody lampy magnetronowej jest jednak ograniczona innymi czynnikami. Po pierwsze — średnica anody powinna być tak dobrana, aby uzyskanie odpowiedniego (i względnie dużego w tym zakresie częstotliwości) natężenia pola elektrycznego, było możliwe przy pomocy nie zbyt dużego napięcia anodowego; po drugie — przy doborze średnicy anody należy mieć na względzie, że określa ona również pojemność obwodu oscylacyjnego, zatem nie może być zbyt duża, aby przy zadanej częstotliwości indukcyjności obwodu nie wypadła zbyt mała. W praktyce, w magnetronach z obwodem wewnętrznym, zwykle pierwszy z powyższych czynników gra decydującą rolę przy wyborze średnicy anody magnetronu.

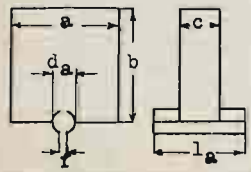
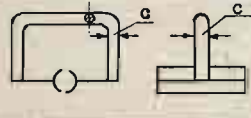
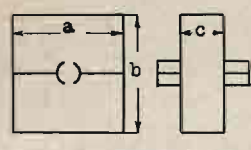
Wartość natężenia pola magnetycznego, potrzebną do otrzymania oscylacji w magnetronie, można otrzymać, dobierając odpowiednio wymiary magnesu i długość szczeliny. Długość szczeliny zależy od średnicy bańki lampy, która jest określona przede wszystkim przez długość anody lampy; jej długość — przy danej średnicy anody — należałoby również dobrać ze względu na moc admisyjną lampy. Ale i tu, tak jak przy wyborze średnicy anody, jesteśmy ograniczeni przez inne czynniki, z których decydującym zwykle jest wymiar magnesu, gdyż, jak wiadomo, magnes o określonych wymiarach może wytworzyć określone pole magnetyczne w szczelinie, której długość nie jest większa od pewnej maksymalnej wartości.

Jak wynika zatem z powyższych rozważań, wymiary anody lampy magnetronowej dla fal decymetrowych są na ogół określone przez będące do dyspozycji napięcie anodowe i wymiary magnesu, a nie przez moc, którą chcielibyśmy z lampy uzyskać. Chcąc zatem zwiększyć moc lampy magnetronowej, należy powiększyć jej moc admisyjną, nie zwiększając wymiarów anody.

W lampach magnetronowych z obwodem wewnętrznym, ten ostatni bierze czynny udział w odpromieniowywaniu ciepła wydzielonego w anodzie lampy, zwiększając w ten sposób wielokrotnie moc admisyjną magnetronu w porównaniu do magnetronu zwykłego o tych samych wymiarach anody. Na ogół moc admisyjna lampy z obwodem wewnętrznym będzie tym większa, im większa będzie powierzchnia obwodu. Ponieważ wymiary obwodu (przy ustalonych wymiarach anody) są zależne od długości fali magnetronu, zatem zagadnienie uzyskania jak największej mocy w generatorach magnetronowych

z obwodem wewnętrznym sprowadza się do zbudowania obwodu o takim kształcie, aby wymiary obwodu były jak największe w stosunku do długości fali.

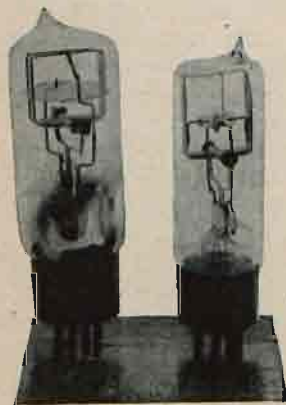
W tabelicy I zestawione są wymiary oraz długości fali szeregu magnetronów z obwodem wewnętrznym. Niektóre z tych danych (oznaczone w tabl. I gwiazdką) odnoszą się do magnetronów wykonanych w formie wykończonej, jak np. magnetrony uwidocznione na rys. 1. Przeważająca jednak ilość obwodów (niektóre z nich są uwidocznione na rys. 2) była badana na pompie, przy pomocy lampy ze szlifem. Urządzenie to pozwalało w sposób szybki i wygodny wprowadzać dowolne zmiany do układu elektrod magnetronu, oraz przeprowadzać odpowiednie pomiary bez wykonywania modelowych lamp magnetronowych.

Typ obwodu	Nr.	a	b	c	d _a	l _a	f	λ cm.
		m i l l i m e t r y						
	1	25	30	6,5	6	15	0,8	36,5
	2	25	30	6,5	4	15	0,8	34,5
	3	25	30	6,5	3	15	0,8	33
	4	20	20	6	4	16	0,5	30,5
	5*	25	25	6	4	15	0,6	36
	6*	27	31	6	4	15	0,5	40
	7*	27	40	6	4	15	0,5	48
	8	35	45	7	10	20	1	54
	9*	32	30	10	4	15	0,5	40,5
	11	30	10	2	4	15	0,5	30,5
	12	30	20	2	4	15	0,5	24
	21	36	36	6	4	15	0,5	26
	22	20	20	15	4	15	0,5	13
	23	12	18	12	4	12	0,5	8,5
	24*	15	15	15	4	15	0,5	9,5
	25*	15	10	15	4	15	0,5	7

Tablica I.

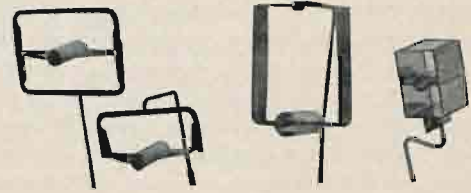
Jak wynika z liczb podanych w tabl. I, długość fali magnetronu z obwodem wewnętrznym zależy w pierwszym rzędzie od długości obwodu a i wysokości b , natomiast w nieznacznym tylko stopniu od szerokości obwodu c ; najkorzystniej zatem jest budować obwody jak najszerze, gdyż polepsza się w ten sposób chłodzenie anody, a więc i moc admisyjną lampy. Jednak ze względu na wymiar średnicy bańki lampy, szerokość obwodu może być co najwyżej równa długości anody l . Zwiększanie wymiarów a i b obwodu prowadzi wprawdzie do powiększenia powierzchni chłodzenia, lecz jednocześnie zwiększa długość fali.

Stosunek wymiarów wewnętrznego obwodu do długości fali można dwukrotnie zwiększyć, przez nadanie obwodowi kształtu płaszczowego. Jeśli porównamy uwidocznione w tabl. I dane obwo-



Rys. 1.

dów Nr. 11 i 12, to zauważymy, że fala obwodu Nr. 12, który powstał przez dodanie do obwodu Nr. 11 jeszcze jednej pętli, symetrycznej do poprzedniej — jest krót-



Rys. 2.

sza niż fala obwodu Nr. 11, pomimo że wymiary obwodu Nr. 12 są większe. Zjawisko to jest zupełnie zrozumiałe, gdyż indukcyjność obwodu Nr. 12 jest prawie dwukrotnie mniejsza niż obwodu Nr. 11, a zatem fala winna być krótsza prawie w stosunku 1:1/2.

Różnicę pomiędzy obwodem zwykłym i płaszczowym ilustruje dobitnie rys. 3, który przedstawia stosunek długości fali magnetronu z obwodem wewnętrznym do wymiarów obwodu. Na rysunku tym oznaczono punkty, odpowiadające obwodom o jednakowych wymiarach anody ($d_a = 4$ mm). Jak widać z rysunku, zależność długości fali od wymiarów obwodu można wyrazić dla magnetronu zwykłego wzorem:

$$\lambda_{cm} \approx \frac{2}{3}(a+b)_{mm}; \text{ natomiast}$$

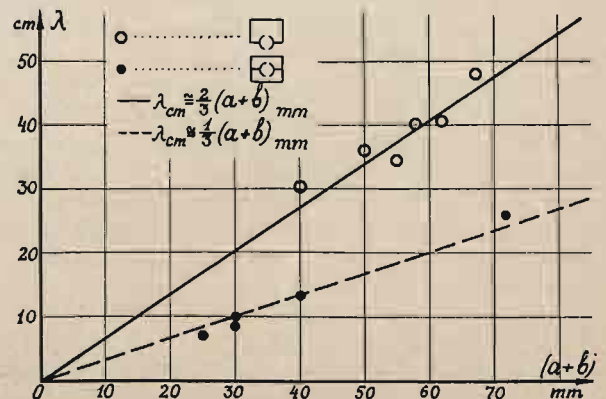
$$\text{dla obwodu płaszczowego wzorem: } \lambda_{cm} \approx \frac{1}{3}(a \cdot b)_{mm}$$

wynika stąd, że powierzchnia chłodzenia anody w lampach z obwodem płaszczowym jest dwa razy większa niż w lampach z obwodem zwykłym, a przez to i moc admisyjna lamp płaszczowych jest

prawie dwukrotnie większa niż moc admisyjna lamp zwykłych, przy tej samej długości fali.

3. Charakterystyki lampy magnetronowej z obwodem wewnętrznym.

Tytułem przykładu podano na rys. 4 charakterystyki jednego z magnetronów z obwodem wewnętrznym, zdjęte



Rys. 3.

eksperymentalnie. Wymiary obwodu tego magnetronu są w tabl. I oznaczone Nr. 9.

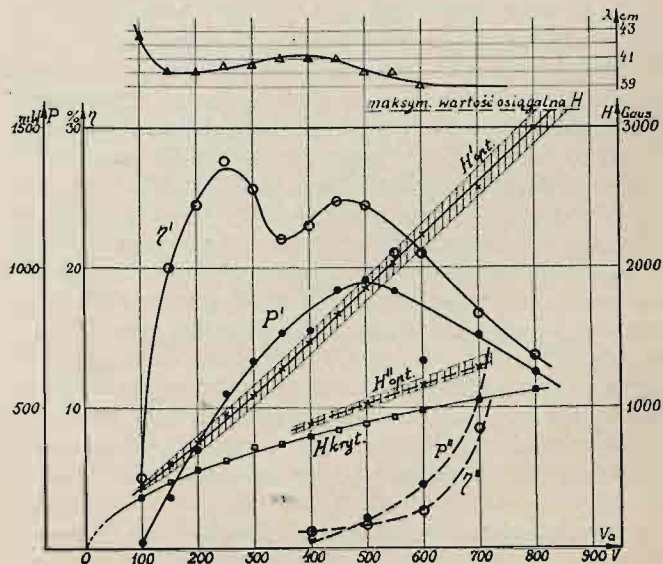
Długość fali generatora mierzono przy pomocy falomierza lecherowskiego. Pomiary mocy wielkiej częstotliwości przeprowadzono przy pomocy żarówki włączonyc w obwód sprzężony z obwodem wewnętrznym magnetronu. Właściwy pomiar polegał na porównywaniu jasności dwóch żarówek: jednej w obwodzie i drugiej identycznej zasilanej prądem stałym; prąd tej ostatniej regulowano tak, aby jasności oceniane „na oko” były jednakowe *) i zmierzono pobieraną przez nią moc. Przestrzegano przy tym, aby używać żarówek, których włókno pod wpływem prądu b. w. częstotliwości rozżarzało się równomiernie na całej swej długości. Moc zmierzona tą metodą jest mniejsza od mocy rzeczywistej generowanej przez magnetron, gdyż nie uwzględnia się tu mocy promieniowanej przez układ, która w tym przypadku może osiągać znaczną wartość. Metoda ta daje jednak tę, ceną dla tego zakresu częstotliwości, pewność, że istotna moc generatora nie jest w żadnym przypadku mniejsza od zmierzonej. Z tych samych powodów również rzeczywiste wartości sprawności nie są w żadnym razie mniejsze od wartości podanych na rys. 4.

Pomiary, których wyniki są podane na rys. 4, przeprowadzono w następujący sposób: przy stałym prądzie emisyjnym katody, który wynosił 25 mA i przy stałym napięciu anodowym, zwiększano natężenie pola magnetycznego od wartości krytycznej w górę. Po stwierdzeniu oscylacji dobierano pole magnetyczne i sprzężenie żarówki aż do uzyskania w tych warunkach optimum mocy; następnie mierzono moc, sprawność i długość fali oraz znajdowano zakres oscylacji, t. zn. największą i najmniejszą wartość natężenia pola magnetycznego, przy których moc oscylacji zaczynała spadać już poniżej 10 mW. Kąt między natężeniem pola magnetycznego i osią układu elektrod lampy wynosił około 0° i pozostawał przez cały czas pomiaru stały.

Jak widać z rys. 4, lampa badana posiada dwa za-

*) F. Herriger u. F. Hülster, Telefunken-Röhre, z. 7 i 8. 1936.

kresy oscylacji: pierwszy, w którym optymalne wartości natężenia pola magnetycznego są znacznie większe od pola krytycznego, i drugi, w którym optymalne natężenie pola jest nieco większe od natężenia pola magnetycznego krytycznego. Długość fali dla obu tych zakresów jest prawie równa, natomiast moc i sprawność są zupełnie różne.



Rys. 4.

Zwrócimy tu uwagę na pierwszy z tych zakresów, który może być szczególnie korzystny dla pewnych celów telekomunikacji na falach ultrakrótkich. Jak wynika bowiem z charakterystyk tego zakresu, już przy stosunkowo niewielkich napięciach i polach, a więc stosując np. magnesy stałe, można uzyskać względnie duże moce przy dobrej sprawności generatora. Zakres drugi natomiast jest właściwym zakresem pracy generatora dla dużej mocy: krzywe mocy i sprawności tego zakresu, po przekroczeniu napięcia anodowego 700 V, gwałtownie rosną.

Fizyczne podstawy działania świetlanych stabilizatorów napięcia

Dr. Witold Majewski
(Państwowy Instytut Telekomunikacyjny)

Wstęp.

Coraz większe zastosowanie znajdują ostatnio w technice stabilizacyjne lampy jonowe napełnione gazem rozrzedzonym. Włączone wraz z odpowiednim oporem do źródła prądu stałego umożliwiają pobieranie ze swych elektrod napięcie, zasilających aparaty elektryczne, przy czym pobierane napięcia są w pewnych granicach niezależne od wahań siły elektromotorycznej źródła oraz od wielkości obciążenia. I tak np. przy wahaniami napięcia źródła rzędu 10% napięcie użytkowe ulega zmianom od 0,1% do 0,2%. Różnica napięć na elektrodach lampy bez obciążenia i przy obciążeniu nie przekracza 1%. Lampy te umożliwiają poza tym uzyskiwanie napięć częstokrotnych, które, praktycznie biorąc, są od siebie niezależne (do 0,02%). Również i czas uzyskania ustalonego stanu przebiegów w lampie jest niewielki. Dla małych modeli, znajdujących się na rynku, napięcie maleje podczas pierwszej pół godziny działania o około 1% do 2%. W związku

z próbami stosowania tych lamp Państwowy Instytut Telekomunikacyjny podjął badania, mające na celu bliższe zapoznanie się z ich działaniem. W artykule niniejszym omówione są, w dużym skrócie, zasadnicze zjawiska fizyczne, na których opiera się działanie wspomnianych lamp.

Wyladowania elektryczne w gazach.

Rodzaje wyladowań.

Działanie świetlanych stabilizatorów napięcia polega na zastosowaniu zjawisk, związanych z wyladowaniami elektrycznymi w gazach rozrzedzonych. Nazwą „wyladowania w gazach” (lub „przerwy gazowej”) obejmować będziemy w dalszym ciągu tę część obwodu elektrycznego, w której prąd elektryczny przepływa po przez warstwę gazu lub pary. Z fizyki elementarnej wiemy, że gazy — praktycznie — są izolatorami elektrycznymi. Naładowany elektroskop, znajdujący się w powietrzu, za-

chowie swój ładunek w ciągu dłuższego czasu.*) Badania doświadczalne wykazały, że gaz pod wpływem pewnych czynników zewnętrznych może przewodzić ładunki elektryczne. I tak np. przysunięcie do naładowanego elektroskopu płomienia, źródła promieniowania nadfioletowego lub rentgenowskiego, czy też ciał promieniotwórczych wywołuje szybkie jego rozładowanie. Wskazuje to, iż gaz pod wpływem czynników takich, jak wysoka temperatura, promieniowanie nadfioletowe, rentgenowskie oraz promieniowanie ciał promieniotwórczych staje się przewodnikiem elektryczności. Przewodnictwo to nie jest jednak trwałe: istnieje ono tylko dotąd póki działają odpowiednie czynniki zewnętrzne. Wyładowanie elektryczne tego rodzaju nazywać będziemy wyładowaniem niesamoistnym. Znamy jeszcze inny rodzaj wyładowań elektrycznych w gazach. Gdy w warstwie gazu zostanie wytworzona znaczna różnica potencjałów, wówczas gaz bez wpływu czynników zewnętrznych przestaje być izolatorem. Poprzez warstwę gazu następuje przepływ ładunków elektrycznych. Jest to tak zwane wyładowanie samoistne. Dla wyjaśnienia przepływu elektryczności poprzez warstwę gazu należy przyjąć, iż w gazie powstają pewne nośniki ładunków elektrycznych (jony, elektrony), które poruszając się pomiędzy elektrodami, podtrzymują przepływ elektryczności. Przy rozpatrywaniu zjawisk, zachodzących w wyładowaniach niesamoistnych, możemy brać pod uwagę tylko ruch nośników elektryczności, pomijając procesy ich wytwarzania, gdyż wobec zależności tych procesów od czynników zewnętrznych, możemy obliczyć ilości otrzymywanych nośników tak w czasie jak i w przestrzeni. Bardziej złożonym i mniej przejrzystym jest mechanizm wyładowań samoistnych. Tu bowiem źródłem nośników elektryczności są same wyładowania, co powoduje konieczność uwzględnienia procesów ich powstawania przy rozpatrywaniu zachodzących zjawisk.

W wyładowaniu elektrycznym możemy — podobnie jak i przy przepływie prądu elektrycznego w metalach — odróżnić dwa stany: *nieustalony* i *ustalony*. W pierwszym równowaga zjawisk, zachodzących w wyładowaniu, nie została jeszcze osiągnięta. Jest to stan rozwoju wyładowania, mogący przejść w stan ustalony lub dać w końcowym wyniku jego zanik. W stanie ustalonym, który jest już trwały, istnieje równowaga między zachodzącymi w wyładowaniu procesami elementarnymi.

W wyładowaniach samoistnych występować muszą przynajmniej dwa procesy elementarne, które powodują powstawanie nośników elektryczności. Takimi procesami mogą być np.: jonizacja gazu przez elektrony oraz wybijanie elektronów z katody przez jony dodatnie. Istnieje tu ścisły związek między tymi procesami: elektrony zapewniają powstanie jonów, te zaś elektronów. Przy znacznych gęstościach prądu wyładowań oba te procesy mogą zachodzić jednocześnie, przy małych — mogą być rozdzielone w czasie, a wtedy natężenie prądu wyładowań ulegać będzie okresowym wahaniom. Ażeby stan wyładowań był ustalony, musi być spełniony następujący warunek: *Każdy nośnik elektryczny musi średnio na swej drodze tak silnie gaz jonizować, ażeby bezpo-*

średnio lub pośrednio przez dowolną liczbę procesów elementarnych — po uwzględnieniu wszystkich możliwych strat — mógł zapewnić w wyładowaniu wytworzenie na swe miejsce zastępczego identycznego z nim nośnika.)* W przykładzie wyżej wzmiankowanym każdy elektron musi wytworzyć na swej drodze średnio taką ilość jonów dodatnich, ażeby po odliczeniu wszelkich strat (przez rekombinację, dyfuzję itp.) mogły one zapewnić wybicie z katody jednego elektronu. A więc jeżeli elektron wytwarza na swej drodze ($e^{ad} - 1$) jonów dodatnich, a te przy zderzeniu z katodą wyzwalają z niej $\gamma(e^{ad} - 1)$ elektronów, to warunkiem ustalonego stanu wyładowań będzie równanie:

$$\gamma(e^{ad} - 1) = 1^{**}) \dots \dots \dots (1)$$

Gdy napięcie na elektrodach jest zbyt niskie, tak iż liczba wytworzonych jonów dodatnich jest zbyt mała, aby zapewnić emisję odpowiedniej ilości elektronów z katody dla zastąpienia elektronów wychwytychanych przez anodę, to natężenie prądu wyładowania elektrycznego będzie z czasem spadać. W przypadku zbyt wysokiego napięcia na elektrodach otrzymamy wzrost natężenia prądu. Przy małych napięciach na elektrodach potrzebne jest więc celem uzyskania ustalonych wyładowań elektrycznych w rurce próżniowej działanie jakiegoś czynnika zewnętrznego, wytwarzającego odpowiednią liczbę nośników elektryczności. Przy zwiększaniu napięcia na elektrodach wzrasta energia elektronów, które wywołują coraz silniejszą jonizację. Dla pewnej wartości napięcia, ilość wytworzonych nośników może okazać się już wystarczająca dla podtrzymania w rurce wyładowania samoistnego. Z tą chwilą można wyłączyć działanie czynnika zewnętrznego, a pomimo to wyładowania w rurce będą trwać dalej. To przejście od wyładowań niesamoistnych do samoistnych daje się nieraz zauważyć w lampach specjalnych typu multiplikatora Farnswortha z fotokatodą lub w lampach z katodą żarzoną np. megetronach. Przy odpowiednim doborze napięć możemy przerwać ogrzewanie katody lub przestać ją naświetlać, a pomimo to wyładowania będą trwały dalej.

Napięcie początkowe U_p , jak to wskazują rachunki, zależy od iloczynu ciśnienia gazu (p) i odległości pomiędzy elektrodami (d) $U_p = f(pd)$ (Rys. 1).

A więc dla wszystkich lamp napełnionych tym samym gazem, dla których ten iloczyn jest wielkością stałą, napięcie początkowe będzie takie same. Z krzywej przedstawiającej zależność $U_p = f(pd)$ (rys. 1) wynika, iż dla pewnej wartości pd napięcie pocz. posiada wartość najmniejszą. Istnienie tego minimum z łatwością daje się wytłomaczyć. Założmy $d = \text{const.}$ i zmieniamy p . Dla małych ciśnień droga swobodna jest tak duża, iż wiele elektronów przebiega przez warstwę gazu bez zderzeń z neutralnymi atomami — warunki jonizacji są więc niekorzystne, wskutek czego napięcie na elektrodach musi być większe, aby uzyskać wyładowania ustalone. Przy dużych znów ciśnieniach drogi swobodne elektronów będą bardzo małe, zderzenia z atomami gazu częste. Trzeba więc będzie znów dużych natężeń pola elektrycznego, aby elektrony na tak małych

*) Gazy nie są doskonałymi izolatorami. Wskutek działania promieniowania nadfioletowego, promieni kosmicznych i t. p. w gazie znajduje się prawie zawsze niewielka ilość jonów, elektronów, co powoduje istnienie pewnego niewielkiego przewodnictwa gazów. Zazwyczaj jest ono b. małe, jednak posiada wartość skończoną. Tym też tłumaczy się powolne rozładowywanie się elektroskopu. Doskonałym izolatorem byłaby próżnia.

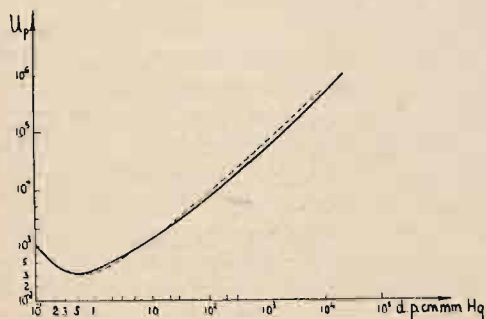
*) Inaczej mówiąc, ilość nośników elektryczności, zapewniających przepływ elektryczności pomiędzy elektrodami musi być stał w czasie $\frac{dN}{dt} = 0$, (N — ilość nośników)

***) α — ilość jonów dod. wytwarzana na drodze 1 cm;

d — grubość warstwy wyładowań;

γ — ilość elektronów powstających przy zderzeniu jednego jonu dodatniego z katodą.

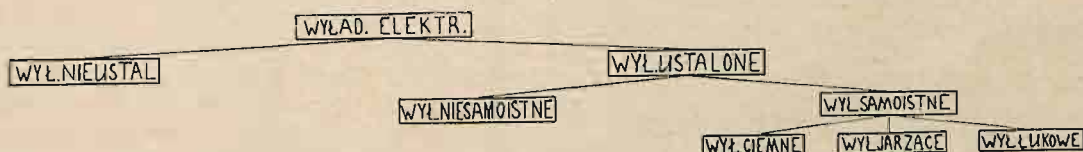
odcinkach swej drogi uzyskiwały potrzebne do jonizacji energie — warunki jonizacji w gazie są więc również niekorzystne. Dla ciśnień gazu pośrednich uzyskać będzie można warunki znacznie korzystniejsze. Minimum krzywej na rys. 1 odpowiada warunkom najbardziej korzyst-



Rys. 1.

nym. Wartość $(U_p)_{min}$ zależy poza tym w pewnym stopniu również od materiału katody oraz rodzaju gazu. W gazach szlachetnych na wartość tę w dużym bardzo stopniu wpływają ilość i rodzaj zanieczyszczeń. Dla mieszaniny helu z neonem przy użyciu katod z metali alkalicznych wartość napięcia początkowego może być znacznie poniżej 100 wolt.

ładowanie ciemne*) (zwane również wyładowaniem Townsend'a), wyładowanie jarzące (luminescencja) i wyładowanie łukowe. Wzrost natężenia światła emitowanego przez warstwę gazu w czasie wyładowań wskazuje na wzrost liczby zachodzących tam elementarnych procesów. W wyładowaniu ciemnym ilość nośników elektryczności jest tak mała, iż nie może tu być mowy o rekombinacji jonów i dyfuzji jak również można zaniedbać istnienie ładunków przestrzennych, powodujących zniekształcenie pola elektrycznego pomiędzy elektrodami. Przykładami takich wyładowań będą np. wyładowania w kamerze jonizacyjnej, ciemny prąd fotokomórek itp. W wyładowaniach jarzących odgrywają już decydującą rolę ładunki przestrzenne, zniekształcające pole elektryczne, panujące w gazie. Elementarnymi procesami wytwarzającymi tu nośniki elektryczności będą: emisja elektronów z katody pod wpływem bombardowania jej przez jony dodatnie, oraz jonizacja cząstek lub atomów gazu przy zderzeniach z elektronami. Jonizacja następuje tu bezpośrednio a nie stopniowo po przez stany meta-trwałe atomów. Przy wyładowaniach łukowych występują jeszcze inne procesy jonizacji niż przez zderzeniach np. jonizacja termiczna. Zazwyczaj w wyładowaniu łukowym katoda jest silnie rozgrzana. Do poprzednio wymienionych procesów elementarnych dochodzą jeszcze: jonizacja termiczna, dysocjacja cząstek gazu oraz stop-

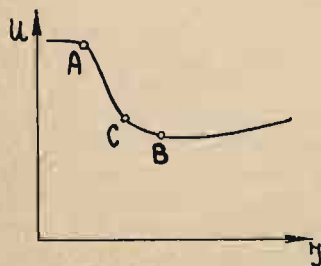


Rys. 2.

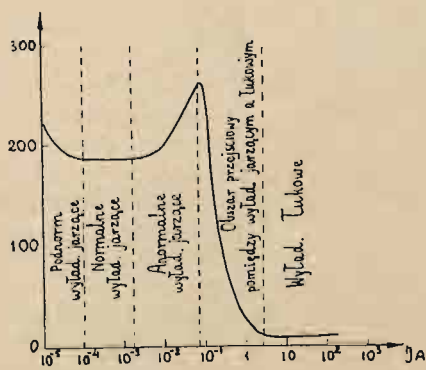
Postacie jakie mogą przyjmować wyładowania w gazach oraz zjawiska im towarzyszące są naogół bardzo różnorodne i złożone. W najprostszych tylko przypadkach przy przyjęciu szeregu założeń upraszczających udaje się ustalić istnienie w tych zjawiskach pewnych prawidłowości oraz powiązać je z elementarnymi procesami. Ilość elementarnych procesów zachodzących pomiędzy nośnikami elektryczności oraz atomami gazu w czasie wyładowań wzrasta wraz z natężeniem prądu wyładowań.

niowa jonizacja i t. p. Przykładem takich wyładowań może służyć lampa rtęciowa, używana w medycynie. W ten sposób wyładowania elektryczne w gazach możnaby zgrubsza sklasyfikować tak jak to wskazano schematycznie na rys. 2. Zastrzec się należy jednak odrazu, iż klasyfikację tę trzeba uważać za podział tylko orientacyjny różnorodnych postaci wyładowań elektrycznych.

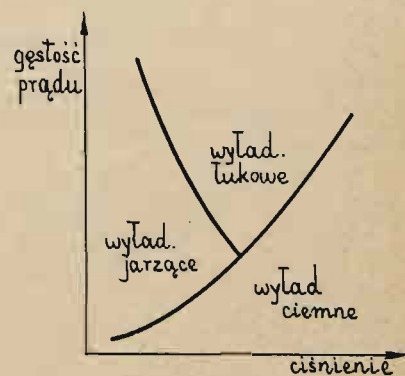
Charakterystyką wyładowań elektrycznych będziemy w dalszym ciągu nazywać krzywą $U = f(I)$, dającą nam napięcie na elektrodach (U) w funkcji natężenia



Rys. 3a.



Rys. 3b.



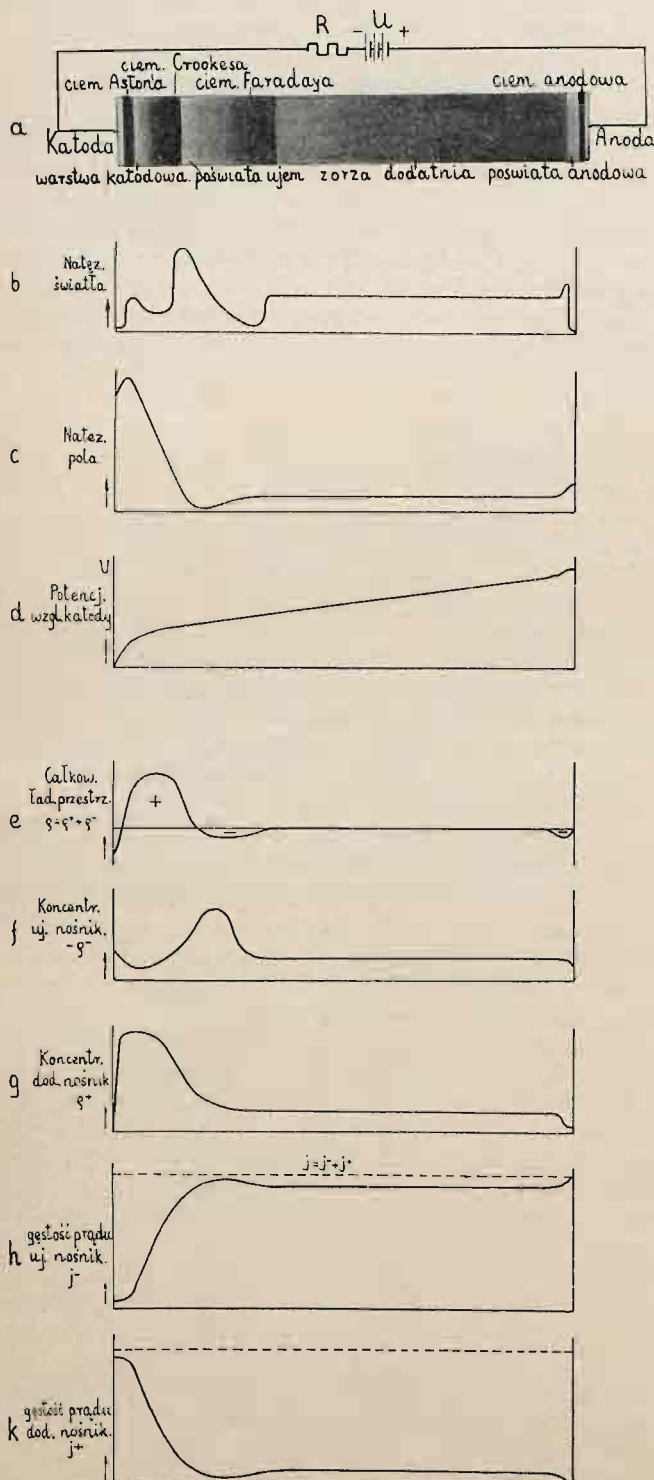
Rys. 3c.

Za podstawę do klasyfikacji różnych postaci wyładowań elektrycznych można, z pewnymi zastrzeżeniami, przyjąć natężenie światła, emitowanego przez warstwę gazu, przez którą przepływa prąd elektryczny. Zgrubsza wtedy można odróżnić trzy rodzaje wyładowań, odgrywających w praktyce najważniejszą rolę. Będą to: Wy-

prądu wyładowań (I). Na rys. 3a przedstawiona jest charakterystyka wyładowania elektrycznego w obszarze

*) Tej postaci wyładowań towarzyszą nieraz zjawiska świetlne, choć o bardzo słabym natężeniu — dlatego nazwa ta nie jest bardzo udana.

prześciowym pomiędzy wyładowaniami ciemnymi a jarzącymi. Ścisłego rozgraniczenia pomiędzy obu tymi postaciami wyładowań przeprowadzić nie można. Spadek napięcia na elektrodach rozpoczyna się już przy małych natężeniach prądu wyładowań (punkt A rys. 3a), co tłumaczy się występującymi tu już odkształceniami pola elektrycznego w gazie, wywołanymi przez ładunki przestrzenne, których wpływ wzrasta stale wraz ze wzrostem natężenia prądu. W punkcie B jest całkowicie sformowane wyładowanie jarzące. Zazwyczaj do wyładowań jarzących zalicza się wyładowania odpowiadające mniejszym natężeniom prądu wyładowań niż to, które odpowiada punktowi B.



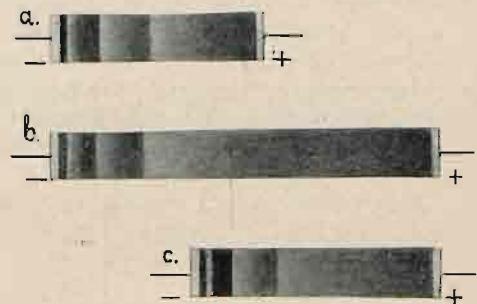
Rys. 4.

W obszarze przejściowym pomiędzy wyładowaniami jarzącymi a łukowymi charakterystyka wyładowań jest dana przez krzywą $V_k = f(I)$ na rys. 3b. Widzimy tu gwałtowny spadek napięcia katodowego, który objaśnia się powstaniem termicznej emisji elektronów z katody, której temperatura stale wzrasta wraz z natężeniem prądu wyładowań. Cała krzywa na rys. 3b wskazuje nam przebieg charakterystyki w obszarze wyładowań jarzących i łukowych. Jej przebieg w obszarze pierwszym omówimy niżej nieco dokładniej.

Powstawanie jednej z wyżej wymienionych postaci wyładowań jest w pewnym stopniu uzależnione od gęstości prądu wyładowań (natęż. pr./przekr. wył.) i od ciśnienia gazu, tak jak to wskazano schematycznie na rys. 3c. Przy małych ciśnieniach gazu ciemne wyładowanie powstaje wtedy, gdy gęstość prądu jest niewielka. Znaczne wartości może osiągnąć gęstość prądu dla wyładowań ciemnych tylko przy znacznych ciśnieniach. Przy małych ciśnieniach obszar wyładowań ciemnych styka się z obszarem wyładowań jarzących, przy wyższych ciśnieniach oba te obszary rozdzielone są przez obszar wyładowań łukowych.

Wyładowania jarzące. Przejdziemy teraz do omówienia pokrótce charakterystycznych własności i cech wyładowań jarzących. Postać wyładowania jarzącego oraz charakterystyczne przebiegi różnych wielkości w tym wyładowaniu wskazano na rys. 4-ym.

W wyładowaniu jarzącym decydującą rolę odgrywają zjawiska, zachodzące w obszarze *spadku napięcia katodowego*. Zorza dodatnia nie jest konieczną częścią wyładowania. Przy zbliżaniu w cylindrycznej rurze wyładowań anody do katody, przy zachowaniu niezmiennych wartości natężenia prądu wyładowań, zauważymy, iż grubość warstwy zorzy dodatniej będzie maleć; przy katodzie żadnych zmian nie zauważymy (rys. 5a). Przy przesuwaniu katody — będzie się z nią bez zmiany przesunąć jednocześnie cały ustrój wyładowań w jej otoczeniu (rys. 5c).



Rys. 5.

Napięcie na elektrodach potrzebne do podtrzymania wyładowania jarzącego (napięcie jarzenia) wzrasta wraz z odległością pomiędzy elektrodami, a więc ze wzrostem grubości warstwy zorzy dodatniej. Przy dostatecznie dużych napięciach zorza dodatnia może być dowolnie rozciągnięta, stając się wtedy głównym źródłem światła w wyładowaniu (wykorzystuje się to np. przy reklamach świetlnych).

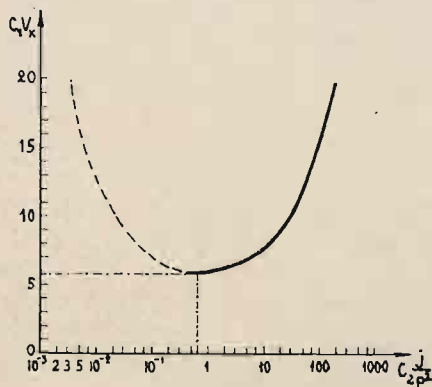
Gdy odległość pomiędzy anodą i katodą jest tak mała, iż anoda znajduje się w obszarze poświaty ujemnej, to w ustroju wyładowań zachodzą pewne zmiany. Część elektronów zostaje wtedy przedwcześnie wychwy-

*) Zamiast napięcia na elektrodach U bierzemy tu wielkość spadku napięcia katodowego. Wielkości te są od siebie zależne.

tana przez anodę wskutek czego zmniejsza się stopień jonizacji gazu, a więc dla podtrzymania wtedy stanu ustalonego wyładowań potrzebne są wyższe napięcia na elektrodach. Przy istnieniu w wyładowaniu zorzy dodatniej zmniejszanie odległości pomiędzy elektrodami powoduje na nich zmniejszanie się napięcia. A więc istnieje pewna odległość elektrod, dla której napięcie jarzenia posiadała będzie wartość najmniejszą.

Przy małych odległościach pomiędzy elektrodami dają się jeszcze odróżnić obszary: pierwszej warstwy i część obszaru ciemni Crookes'a. Zmniejszenie napięcia na elektrodach uzyskuje się również przez zmniejszanie średnicy rury wyładowań poniżej pewnej wartości.

Nie wchodząc w bliższe szczegóły teoretycznego ujęcia zjawisk, związanych z wyładowaniami jarzącymi, zannotujmy tylko, iż przy szeregu założeń upraszczających można na drodze matematycznej uzyskać zależność pomiędzy wartością spadku napięcia katodowego (V_k), a gęstością prądu wyładowań. Z zależności tej przedstawionej na rys. 6 widzimy, iż dla pewnej wartości gęstości prądu spadek napięcia katodowego posiada minimum. Doświadczenia wskazują, iż nie można, zmieniając warunki wyładowań, uzyskać gęstości prądu wyładowań mniejszych od tej wartości.



Rys. 6.

Przy zmniejszaniu natężenia prądu wyładowań, gdy jego gęstość posiada wartość odpowiadającą minimum spadku napięcia katodowego, zauważymy zmniejszanie się na katodzie powierzchni, objętej wyładowaniem, które dotychczas obejmowało całą powierzchnię katody, przyczym gęstość prądu wyładowań będzie pozostawała bez zmiany. W ten sposób w wyładowaniu jarzącym istnieje pewien obszar wyładowań, dla którego spadek napięcia anodowego (a więc i napięcia na elektrodach) jest niezależny od natężenia prądu (rys. 3b). Wyładowania elektryczne w tym obszarze będziemy nazywać normalnymi wyładowaniami jarzącymi. Właściwość normalnych wyładowań jarzących, była już znana Hittorf'owi (1883 r.) oraz Warburg'owi (1887 r.). Jest ona bardzo ciekawa tak z punktu widzenia teoretycznego jak doświadczalnego. Właściwość tę, jak zobaczymy bliżej, wykorzystujemy w zastosowaniach praktycznych (stabilizatory napięć). Z chwilą gdy wymiary powierzchni na katodzie objętej przez wyładowanie, stają się rzędu grubości spadku katodowego dalsze zmniejszanie prądu wyładowań wywołuje powtórny wzrost napięcia na elektrodach (jest to obszar wyładowań podnormalnych — unternormale Glimmentladung rys. 3b), aż dla pewnej wartości natężenia prądu wyładowanie nagle gaśnie lub przechodzi w wyładowanie ciemne. Obszar wyładowań z prawej strony wyładowania normalnego rys. 3b (napięcie wzrasta wraz z natężeniem prądu) nazywa się wy-

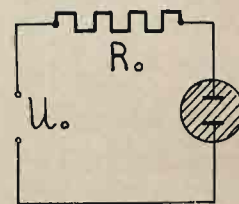
ładowaniem anormalnym lub nadnormalnym (anomale Glimmentladung).

W zakończeniu opisu właściwości wyładowań jarzących należy wspomnieć o prawie podobieństwa (odpowiedniości) wyładowań. Prawo to mówi, iż w rurach wyładowań, napełnionych tym samym gazem oraz posiadających elektrody zrobione z tego samego materiału, o wymiarach geometrycznych rur i elektrod oraz gęstościach gazu proporcjonalnych przy jednakowych napięciach na elektrodach otrzymujemy te same natężenia prądu wyładowań, inaczej mówiąc charakterystyki rur wyładowań są takie same. Wyładowania takie nazywamy podobnymi. Warunkiem koniecznym, aby prawo to miało zastosowanie jest nieobecność niektórych procesów elementarnych (łączenia się jonów z jonami, elektronów z jonami, jonizacji stopniowej) w wyładowaniu. W tablicy I zestawiono zależności różnych wielkości charakterystycznych dla dwu wyładowań podobnych.

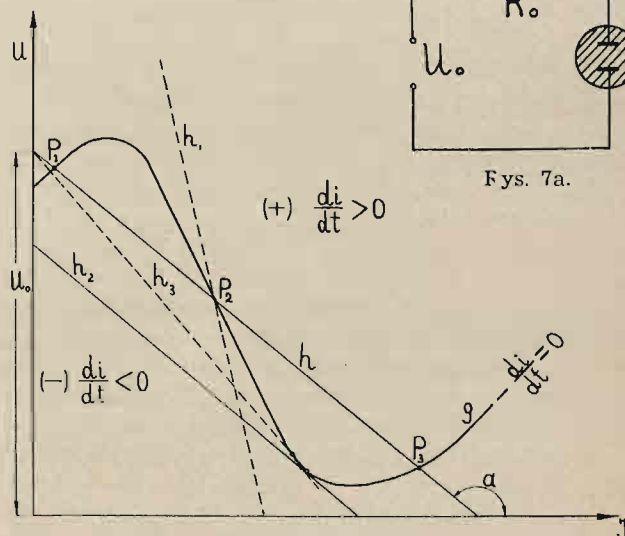
Tablica 1.

	I	II
Wymiary liniowe	a	1
Gęstość gazu	1	a
Natężenie pola elektrycznego . .	1	a^2
Gęstość ładunków przestrz. . . .	1	a^2
Pow. gęstość ładunków przestrz. .	1	a
Ilość gazu	a^2	1
Ilość ładunków elektrycznych . .	1	1
Stosunek zjoniz. cząsteczek . .	a	1
Prędkości nośników elektrycznych	a	1

Warunki równowagi w obwodzie elektrycznym z przerwą gazową. W obwodzie elektrycznym (rys. 7a) mamy włączone w szereg do źródła el. o napięciu U_0 opór R i rurę wyładowań elektrycznych. W obwodzie takim może się ustalić pewien stan równowagi, określony przez



Fys. 7a.



Rys. 7b.

napięcie na elektrodach rury wyładowań (U) oraz natężenie prądu (I), które wtedy muszą spełniać następujące równania:

$$U = U_0 - IR \quad \dots \quad (2)$$

$$U = f(I) \quad \dots \quad (3)$$

Równanie (2) wynika z prawa Ohma i przedstawia linię prostą o nachyleniu:

$$- \operatorname{tg} \alpha = R. \quad \dots \quad (4)$$

Równanie (3) daje nam charakterystykę przerwy gazowej. Założmy, iż jest ona przedstawiona przez krzywą g (rys. 7b). Rozwiązania obu tych równań dane nam będą przez punkty P_1 , P_2 i P_3 , które określają możliwe stany ustalonych przebiegów w obwodzie. W przypadku, gdyby charakterystyka przerwy gazowej była wznosząca się ($\frac{dU}{dI} > 0$) istniałoby tylko jedno rozwiązanie równań (2) i (3), a więc byłyby możliwe tylko jeden stan przebiegów w obwodzie. W przypadku zaś charakterystyki spadającej lub naprzemian spadającej i wznoszącej, jako to przyjęto na rys. 7b, możemy mieć tych stanów kilka. Z tych tylko część odpowiadać będzie stałej równowadze przebiegów w obwodzie. Stanem stałej równowagi wyładowań będziemy nazywać taki stan, przy którym wrazie przypadkowo powstałego niewielkiego zakłócenia w przebiegu wyładowań, powracają one zpowrotem do stanu wyjściowego.

Charakterystyka przerwy gazowej dzieli płaszczyznę $U - I$ na dwa obszary: punkty, leżące nie na charakterystyce, odpowiadają stanom nieustalonym ($\frac{dI}{dt} \neq 0$):

punkty leżące powyżej charakterystyki odpowiadają stanom, dla których natężenie prądu wyładowań wzrasta ($\frac{dI}{dt} > 0$) poniżej zaś — maleje. Przypuśćmy, iż punktem pracy przerwy gazowej jest punkt P_3 . Przy nagłym wzroście natężenia prądu wyładowań wzrasta automatycznie spadek napięcia na oporze R powodując zmniejszenie napięcia na elektrodach, a więc zmniejszenie natężenia prądu wyładowań, co znów powoduje powrót punktu pracy przerwy do punktu P_3 . Przebiegi zjawisk w punkcie pracy P_2 zachodzą będą odwrotnie. Ze wzrostem natężenia prądu wyładowań uzyskamy stały jego wzrost. Punkt P_2 będzie przesuwany ku P_3 — stanowi równowagi stałej. A więc punkty pracy P_1 i P_3 odpowiadają równowadze stałej, zaś P_2 — niestałej. Warunkiem równowagi stałej jest, by prosta h w punkcie przecięcia z charakterystyką przerwy przechodziła z obszaru dodatniego ($\frac{dI}{dt} > 0$) do

obszaru ujemnego ($\frac{dI}{dt} < 0$), czyli żeby nachylenie prostej co do wartości bezwzględnej było większe niż stycznej do charakterystyki w punkcie pracy. Ujmując to matematycznie otrzymamy, iż warunkiem równowagi stałej jest:

$$R + \frac{dU}{dI} > 0 \quad \dots \dots \dots 5)$$

lub $-\operatorname{tg} \alpha > \operatorname{tg} \beta^*$

Chcąc aby punkt pracy P_2 przedstawiał stan równowagi stałej w obwodzie, należałoby zwiększyć nachylenie prostej h co wymagałoby znacznego zwiększenia napięcia źródła (rys. 7b prosta h_2) z jednoczesnym zmniejszeniem wartości oporu R .

Zmieniając napięcie U_0 źródła, utrzymując jednocześnie tę samą wartość R , uzyskujemy na wykresie $U - I$ przesuwanie się prostej równoległe do siebie samej. Dla pewnej wartości U_0 prosta h stanie się styczną do charakterystyki przerwy i wtedy punkt styczności przedstawia nam jedyny możliwy stan ustalony wyładowań w obwodzie. Dalsze zmniejszanie U_0 spowoduje zgaśnięcie wyładowań. Utrzymując teraz $U_0 = \text{const.}$ i zmniejszając wartość R wywołujemy na diagramie $U - I$ obrót prostej naokoło punktu U_0 na osi rzędnych. Punkt styczności prostej do charakterystyki określi znów jedy-

*) β — kąt między styczną do charakterystyki a osią odciętych.

ny możliwy stan przebiegów w lampie. Dalsze zmniejszanie oporu wywoła zgaśnięcie wyładowań. Widzimy stąd, że *minimalne wartości natężenia prądu wyładowań w obwodzie z przerwą gazową zależne są od stałych obwodu elektrycznego* (wartości R w rozpatrywanym przykładzie).

W przypadku charakterystyki wznoszącej się każdy jej punkt może być stanem równowagi stałej przebiegów elektrycznych w obwodzie z przerwą gazową.

Zasada działania stabilizatora napięć.

Dla stabilizowania napięć użytkowych wykorzystuje się normalne wyładowania jarzące, dla których jak to widzieliśmy wyżej napięcie na elektrodach jest niezależne od natężenia prądu wyładowań (rys. 3b). Obszar ten charakteryzuje się najmniejszą wartością spadku napięcia katodowego oraz stałością gęstości prądu wyładowań. Zależność więc $U = f(I)$ powinna być przedstawiona przez linię prostą równoległą do osi natężeń. W rzeczywistości charakterystyka stabilizatora będzie daną przez wznoszącą się krzywą, mało odbiegającą od linii prostej o bardzo małym nachyleniu. Z rozważań nad równowagą przebiegów wyładowań w obwodzie elektrycznym z przerwą gazową wynika, że w przypadku gdy charakterystyka przerwy gazowej jest wznosząca się, każdy punkt tej charakterystyki może posiadać równowagę stałą. Z tych dwóch faktów wyłania się możliwość wykorzystania normalnych wyładowań jarzących do stabilizowania napięć użytkowych.

Stabilizatory używane w technice składają się z kilku przerw gazowych, połączonych w szereg i znajdujących się w jednej bańce. Napięcie ze źródła daje się na elektrody skrajne. Każda elektroda pośrednia jest jednocześnie anodą dla jednej przerwy zaś katodą dla następnej. Dopuszczalna wartość prądu wyładowania w stabilizatorze jest określona przez warunek, ażeby zachodzące w lampie wyładowania były normalnymi lub słabo anormalnymi (rys. 3b). Wartość oporu w obwodzie określa się z warunku, aby spadek napięcia na nim nie był mniejszy niż połowa napięcia stabilizowanego. W ten sposób źródło elektryczne w obwodzie musi posiadać napięcie określone przez nierówność:

$$U_0 \geq \frac{3}{2} (U_1 + U_2 \dots)$$

Zakończenie.

Omawiając wyładowania w gazach poruszono zresztą dość pobieżnie tylko te zagadnienia, które bezpośrednio lub pośrednio wiążą się z działaniem stabilizatorów napięcia. Cały szereg zagadnień ważnych nie tylko z punktu widzenia fizyki lecz i techniki, ze względu na liczne zastosowania praktyczne (prostowniki, specjalne lampy gazowe itp.) pozostał nietknięty. Wyładowania w gazach stanowią dziś już bardzo obszerny dział fizyki, obejmujący wiele zagadnień ciekawych, które są tematem licznych bardzo badań tak w pracowniach naukowych jak i pracowniach firm przemysłowych. Zagadnienia te w polskiej literaturze fachowej dotychczas były mało poruszane.

Bibliografia.

1. Elektrizitätsbewegung in Gasen Handb. d. Phys. t. XIV, Berlin 1927 r.
2. A. v. Engel i M. Steenbeck. Elektrische Gasenbladungen — ihre Physik und Technik, tom 1-y (Berlin 1932) i 2-i (Berlin 1934).

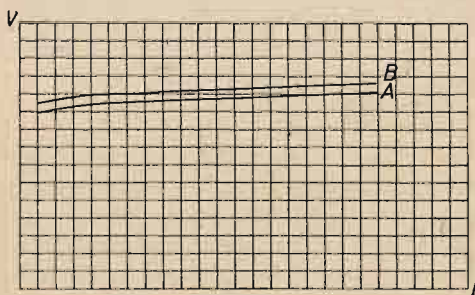
O świetlanych stabilizatorach napięcia

S. Darecki

(Państwowy Instytut Telekomunikacyjny)

Zjawienie się w sprzedaży do użytku technicznego świetlanych stabilizatorów napięcia uprościło i w dość łatwy sposób rozwiązało sprawę zasilania urządzeń elektrycznych napięciem stałym. Istnieje wiele urządzeń, które dla swego prawidłowego działania wymagają napięcia prądu stałego o ustalonej i niezminiającej się wartości, jak np. aparaty pomiarowe, kontrolne, urządzenia odbiorcze specjalne itp. Stosowane dotąd baterie akumulatorów względnie elementów suchych przedstawiały duże niewygody, a mianowicie: występowała duża zależność wielkości napięcia od obciążenia, źródło posiadało duży opór wewnętrzny oraz w przypadku otrzymywania napięcia stałego przez prostowanie prądu zmiennego wahania napięcia zasilającego powodowały odpowiednie zmiany napięcia wyprostowanego. Wszystkich tych niewygód można uniknąć przez zastosowanie świetlanego stabilizatora napięcia, który w dalszym ciągu niniejszego artykułu będzie nazywany w krótkości stabilizatorem.

Stabilizator tego rodzaju składa się z dwóch lub większej ilości elektrod, umieszczonych w jednej bańce szklanej, wypełnionej neonem z domieszką innych gazów; ciśnienie gazu w bańce wynosi parę centymetrów słupa rtęci. Jeśli do takiego stabilizatora przyłożyć między elektrody napięcie stałe o odpowiedniej wielkości, powstanie wyładowanie jarzące w gazie i popłynie prąd, przy czym spadek napięcia na stabilizatorze będzie prawie niezależny od natężenia prądu. Dzięki odpowiedniej konstrukcji można otrzymać stabilizatory, w których zmiany napięcia między elektrodami dla natężeń prądu od około 5 mA aż do maksymalnego obciążenia stabilizatora są do pominięcia. Własność gazów, w których zachodzą wyładowania, jest wykorzystana do stabilizacji napięć stałych dla potrzeb przemysłowych i technicznych. Ustalone napięcie otrzymuje się tu nie tylko między elektrodami skrajnymi, lecz w przypadku stabilizatora o większej ilości elektrod niż dwie również między każdą parą z osobna. W ten sposób stabilizator może służyć równocześnie jako dzielnik napięcia.



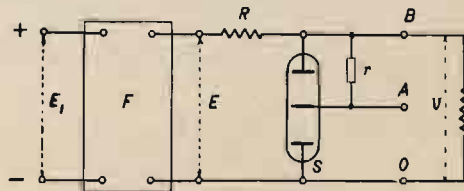
Rys. 1.

Na rys. 1 podano charakterystyki statyczne dwóch stabilizatorów: A — wykonanego w Państwowym Instytucie Telekomunikacyjnym, B — zagranicznego. Przedstawiają one zmiany napięcia na skrajnych elektrodach stabilizatora w funkcji prądu stałego, płynącego przezeń. Pomijając początek, obie charakterystyki mają przebieg prostoliniowy. Stosunek przyrostów

$$\rho = \frac{dV}{dI}$$

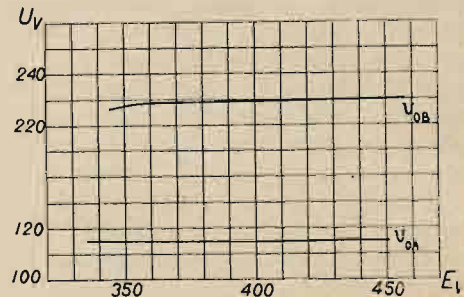
określa się jako opór stabilizatora dla prądu zmiennego. Wielkość ta jest funkcją częstotliwości i dla 50 c wynosi

około 10 — 50 Ω , po czym rośnie, osiągając przy 3 000 — 4 000 c wartość podwójną. Dla częstotliwości wyższych od 50 c można ρ utrzymać prawie stałe, blokując stabilizator kondensatorem o pojemności rzędu kilku lub kilkunastu mikrofaradów. Tak mała wartość składowej zmiennej oporności stabilizatora jest bardzo korzystna, jeśli chodzi o jego własności stabilizacyjne.



Rys. 2.

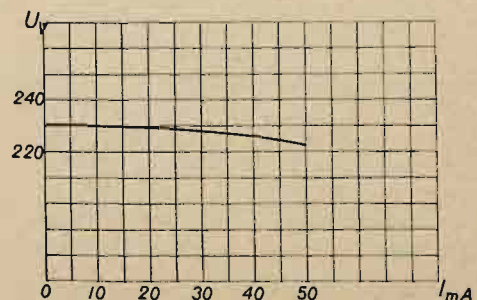
Sposób włączenia stabilizatora do źródła napięcia jest podany na rys. 2. Do źródła napięcia stałego E_1 , które ma być stabilizowane, załączony jest filtr F , zmniejszający tętnienia napięcia wyprostowanego; za filtrem załączony jest dodatkowy opór R stabilizator S , posiadający np. 3 elektrody i dający dwa napięcia OA i OB .



Rys. 3.

Charakterystyki jednego z modelowanych stabilizatorów, wykonanych w P. I. T., podane są na rys. 3. Z przebiegu ich widać, że zmiana napięcia zasilającego E (rys. 2) np. o $\pm 12,5\%$, powodują zmianę napięcia stabilizowanego U o $\pm 0,44\%$ przy stałym obciążeniu między punktami OB , równym 20 mA. Na rys. 4 podana jest charakterystyka obciążenia tegoż stabilizatora czyli zależność napięcia między punktami OB od prądu, pobieranego przez obciążenie, dołączone do tychże punktów. Wielkość oporu R wynosiła 5 000 Ω .

Opór R , który ogólnie można rozważać jako sumę oporności źródła, filtru i oporu dodatkowego, odgrywa



Rys. 4.

ważną rolę w układzie. Gdyby źródło E_1 posiadało bardzo małą oporność wewnętrzną i dużą pojemność, a opór dodatkowy wynosiłby zero, czyli stabilizator byłby załączony wprost do jego zacisków, małe zmiany napięcia E_1 spowodowałyby duże zmiany prądu, płynącego przez stabilizator, co mogłoby spowodować jego uszkodzenie; napięcie na zaciskach stabilizatora zmieniałoby się zgodnie z E_1 , czyli stabilizacja nie miałaby miejsca. Umieszczając natomiast w szereg ze stabilizatorem opór omowy R znacznie większy od oporu stabilizatora dla prądu zmiennego, otrzymamy, iż duże zmiany napięcia E_1 spowodują odpowiednio duże zmiany napięcia na oporze R , a tylko nieznaczne na stabilizatorze. Jak więc widać, stabilizacja napięcia odbywa się kosztem częściowej jego straty na oporze R .

Oznaczając napięcia użytkowe stabilizatora (rys. 2) przez U oraz prąd w oporze R przez I , mamy:

$$I = \frac{E - \Sigma U}{R} \dots \dots \dots (1)$$

Jeśli stabilizator nie jest obciążony, całkowity prąd I płynie przez lampę; po załączeniu obciążenia prąd, płynący przez stabilizator maleje, a jak widać z rys. 1, aby praca odbywała się na prostoliniowej części charakterystyki, nie można przekroczyć pewnej minimalnej wielkości prądu, płynącego przez stabilizator, ze względu na dobroć stabilizacji. Poza tym z drugiej strony nie można przekroczyć maksymalnych wartości prądu, płynącego przez stabilizator w przypadku jak najmniejszych prądów pobieranych. Oznaczmy sumę największej wartości prądu obciążenia, pobieranego z danej pary elektrod i najmniejszej (dopuszczalnej ze względu na możliwość zgaśnięcia lampy) wartości prądu, płynącego przez nią jako I_1 , oraz sumę największej (dopuszczalnej ze względu na przeciążenie) wartości prądu, płynącego przez stabilizator, i średniej wartości natężenia prądu przy minimalnym obciążeniu przez I_2 ; wtedy otrzymamy, iż prąd I płynący przez opór R musi spełniać warunek:

$$I_1 < I < I_2 \dots \dots \dots (2)$$

Oznaczając dalej wahania napięcia zasilającego przez p w procentach ($\pm p\%$) i odchylenia procentowe między sobą wartości napięć użytkowych otrzymywanych z różnych stabilizatorów tego samego typu przez s (zwykle mniejsze od 5%), otrzymujemy z (2) przez pomnożenie przez R i podstawienie zamiast I jego wartości z (1)

$$I_1 R \leq E \cdot \left(1 - \frac{p}{100}\right) - \Sigma U \left(1 + \frac{s}{100}\right) \dots (3)$$

$$I_2 R \geq E \cdot \left(1 + \frac{p}{100}\right) - \Sigma U \left(1 - \frac{s}{100}\right) \dots (4)$$

Stąd można określić najmniejszą dopuszczalną wartość R jako:

$$R \geq \frac{2 \cdot \frac{p+s}{100} \cdot \Sigma U}{\left(1 - \frac{p}{100}\right) I_2 - \left(1 + \frac{p}{100}\right) I_1} \dots \dots (5)$$

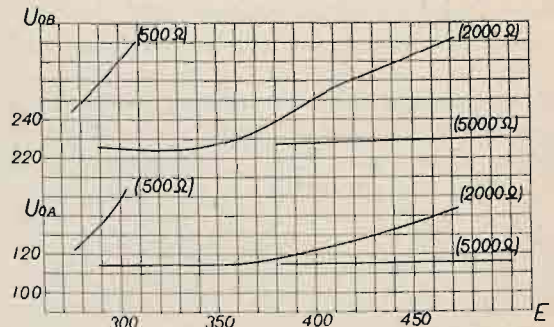
oraz minimalne napięcie zasilające:

$$E = \Sigma U \frac{\left(1 + \frac{s}{100}\right) I_2 - \left(1 - \frac{s}{100}\right) I_1}{\left(1 - \frac{p}{100}\right) I_2 - \left(1 + \frac{p}{100}\right) I_1} \dots (6)$$

Jeśli R przyjęto większe od wartości ze wzoru (5), to z (3) i (4):

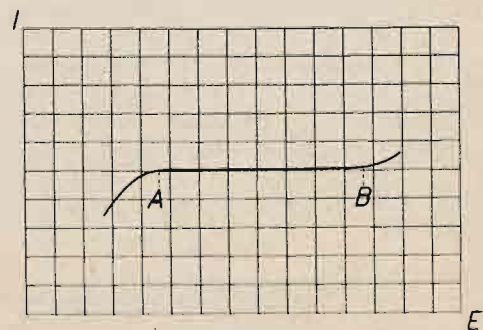
$$E = \Sigma U + R \frac{I_1 + I_2}{2}$$

Na rys. 5 podano przebieg charakterystyk stabilizacji w zależności od wielkości oporności R dla stabilizatora typu, podanego na rys. 2 czyli składającego się z trzech elektrod, z których tylko skrajne są obciążone prądem 20 mA, a środkowa jest połączona z zewnętrzną przez opór $r = 100\ 000 \ \Omega$.



Rys. 5.

Stabilizatory świetlące posiadają tę właściwość, że zapłon następuje przy znacznie wyższym napięciu od napięcia normalnej pracy. Aby ułatwić zapłon, stosuje się bądź oddzielne elektrody zapalające w kształcie pręcika lub płytki przy jednej ze skrajnych elektrod i połączonej nazewnątrz bańki z drugą elektrodą skrajną, bądź między elektrodę o najwyższym potencjale i każdą z pozostałych włącza się opory rzędu 0,1 MΩ (rys. 2 — elektroda środkowa), bądź też obydwa urządzenia łącznie. W ten sposób zapłon następuje kolejno: najpierw zapali się wewnętrzna lub zewnętrzna część lampy, po tym następuje.

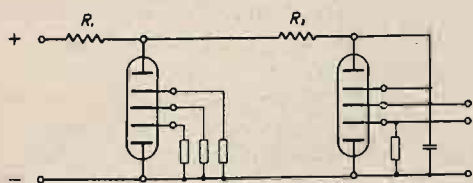


Rys. 6.

Zamiast oporu omowego R można użyć baretera t. j. oporu żelazowodorowego. Jest to zwykły drut żelazny zatopiony w bańce szklanej, wypełnionej rozrzedzonym wodorem. Charakterystyka oporności takiego baretera jest podana na rys. 6, skąd jest widoczne, że dla zakresu napięć między punktami AB wielkość prądu, płynącego przez bareter, nie ulega zmianie. W ten sposób włączając bareter zamiast oporu R w układ na rys. 2, dostaniemy znacznie lepszą stabilizację dzięki temu, iż duża część wahań napięcia przejmie bareter, utrzymując stałą wartość prądu w obwodzie: stabilizator + równolegle dołączone doń obciążenie; resztę wahań pochłonie stabilizator.

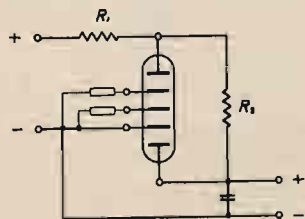
Łączenie stabilizatorów z bareterami ma jeszcze tę zaletę, iż ułatwiony jest bardzo zapłon stabilizatora. W pierwszej chwili po włączeniu napięcia do układu, bareter jest zimny i przedstawia małą oporność, to też prawie całe napięcie zasilające zjawia się na stabilizatorze; po zapaleniu tego ostatniego popłynie przez stabilizator prąd, który sumując się z powstałym już od samego początku jeszcze niestabilizowanym prądem obciążenia znacznie roz-

grzewać drut baretera, co spowoduje wzrost jego oporności do wartości, przy której bareter zacznie działać jako urządzenie, dające stałą wartość prądu w obwodzie, włączonym z nim w szereg.



Rys. 7.

Chcąc otrzymać znacznie lepszą jeszcze stabilizację napięcia, można zastosować kaskadowe połączenie stabilizatorów, jak podano na rys. 7 lub układ refleksowy (rys. 8), w którym jeden stabilizator jest częściowo wy-



Rys. 8.

korzystany jako pierwsza lampa stabilizacyjna, a pozostałe elektrody jako druga lampa. W układach tego rodzaju można otrzymać przy wahaniach sieci zasilającej stałość napięcia rzędu 1 na 10^4 .

Z licznych zastosowań stabilizatorów należy wymienić stabilizację: napięć anodowych czułych odbiorników radiofonicznych, układów pomiarowych, źródeł, dostarczających napięć anodowych i siatkowych w urządzeniach nadawczych i t. p.

Na zakończenie powyższego krótkiego przeglądu danych ogólnych o świetlanych stabilizatorach napięcia i ich roli w technice odbiorczej, należy zaznaczyć, że wszystkie krzywe, za wyjątkiem krzywej A z rys. 1, zostały zdjęte ze stabilizatorów eksperymentalnych, wykonanych w Państwowym Instytucie Telekomunikacyjnym.

Literatura:

J. Frommer. Die Berechnung von Vorschaltwiderstand und Stromquelle für Stabilisatorröhren. E. T. Z., Nr. 35, 1933.

L. Körös, R. Seidelbach. Die Grundlagen der durch Glimmteiler „stabilisierten“ Stromquellen. Arch. für Elektrot., Nr. 8, 1932.

R. Higonnet. Lampe stabilisatrice de tension „stabilovolt“. Rev. Gen. de l'électr., Nr. 7, 1935.

Stabilisierte Stromquellen. Broszura firmy Stabilovolt GMBH.

Materiały magnetyczne

Roman Brykczyński
(Państwowy Instytut Telekomunikacyjny)

SPIS RZECZY.

1) WSTĘP.

2) PODZIAŁ MATERIAŁÓW MAGNETYCZNYCH.

3) MATERIAŁY MAGNETYCZNE LEKKIE.

a) Żelazo.

Wpływ domieszek na własności magnetyczne żelaza.

Sposoby oczyszczania żelaza.

Żelazo stosowane w technice.

Żelazo karbonylowe.

Żelazo elektrolityczne.

Żelazo „Armco”.

Żelazo „szwedzkie”.

Złazo zlewne i stal zlewna.

Żeliwo.

Żeliwo białe.

Żeliwo szare.

Kujna leizna.

b) Żelazo krzemowe.

Wyżarzanie blach żelaza krzemowego.

Zależność pomiędzy wymiarami kryształów, a własnościami magnetycznymi.

c) Stopy żelazo niklowe.

Podział stopów żelazo niklowych.

Grupa 78.

Grupa 50.

Grupa 36.

Przegląd najważniejszych stopów żelazo niklowych produkowanych na użytek techniczny.

Permalloy.

Mu-metal.

Radio-metal.

Rho-metal.

„2129”.

Permenorm.

Megaperm.

Hyperm.

Hypernik.

Nicalloy.

Conpernik.

„1040”.

Perminvar.

Obróbka termiczna stopów żelazo niklowych.

d) Inne stopy magnetycznie miękkie.

Permendur.

Stopy Heuslera.

e) Materiały proszkowe.

Rdzenie do cewek pupinowskich.

Rdzenie do cewek wysokiej częstotliwości.

f) Materiały magnetycznie anizotropowe.

4) MATERIAŁY MAGNETYCZNE TWARDE.

Stal węglowa węglista.

Stal wolframowa.

Stal chromowa.

Stal wolframowa chromowa.

Stal molibdenowa.

Stal kobaltowa.

Stal aluminiowo - niklowa.

Magnesy tlenkowe.

Zestawienie porównawcze materiałów magnetycznie twardych.

5) MATERIAŁY DO CELÓW MAGNETO-MECHANICZNYCH.

Magnetostrykcja.

WSTĘP.

W ciągu ostatnich kilkunastu lat pojawiła się na rynku światowym znaczna ilość materiałów magnetycznych o różnych właściwościach i przeznaczeniu.

Materiały te wyrabiane są pod nazwami, których duża ilość i niezbyt fortunny dobór, utrudniają orientację, oraz wybór najodpowiedniejszego materiału do każdego celu. Naprzykład, zdarza się, że materiały o analogicznych właściwościach wyrabiane są przez różne firmy pod różnymi nazwami i odwrotnie — materiały o różnych właściwościach wyrabiane są pod tą samą nazwą a odróżniane są np. cyfrą dodatkową.

Artykuł niniejszy ma na celu wprowadzenie pewnej klasyfikacji materiałów magnetycznych opartej na ich właściwościach i przeznaczeniu.

Jednocześnie podane są niektóre wiadomości zasadnicze o właściwościach poszczególnych materiałów.

PODZIAŁ MATERIAŁÓW MAGNETYCZNYCH.

Zakładając przenikalność magnetyczną próżni równą jedności, możemy podzielić wogóle wszystkie materiały pod względem magnetycznym na zasadnicze grupy: materiały diamagnetyczne, materiały paramagnetyczne i materiały ferromagnetyczne, które w skróceniu nazywamy właśnie materiałami magnetycznymi.

Materiały diamagnetyczne posiadają przenikalność magnetyczną mniejszą od jedności, a materiały paramagnetyczne — większą od jedności. Jednakże różnice te są bardzo niewielkie, naprzykład dla bizmutu, który jest materiałem wybitnie diamagnetycznym przenikalność wynosi 0,9998, a więc różni się zaledwie o 0,0002 od jedności. Natomiast materiały ferromagnetyczne posiadają właściwości bardzo charakterystyczne i różnią się wybitnie od materiałów paramagnetycznych.

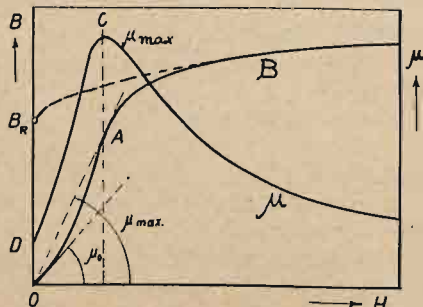
Właściwości charakterystyczne materiałów ferromagnetycznych w odróżnieniu od materiałów paramagnetycznych są następujące:

1) przenikalność magnetyczna jest wielokrotnie większa od jedności a dla niektórych materiałów osiąga nawet wartość kilkuset tysięcy;

2) przenikalność materiałów ferromagnetycznych nie jest stała, a zależy od wielkości pola magnetycznego (rys. 1). Natomiast dla materiałów paramagnetycznych przenikalność w funkcji natężenia pola jest stała;

3) materiały ferromagn. podlegają nasyceniu, to znaczy, że indukcja magnetyczna w tych materiałach nie może przekroczyć pewnej granicy, zależnej od materiału. Dalsze wzrastanie pola nie zwiększa już indukcji;

4) materiały ferromagn. posiadają tak zwaną pozostałość magnetyczną, to jest po usunięciu pola magnetycznego materiał pozostaje jeszcze częściowo namagnesowany (rys. 1);



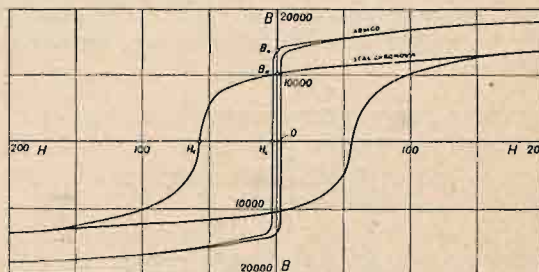
Rys. 1.

Przebieg przenikalności i indukcji w funkcji natężenia pola magnetycznego dla materiałów ferro-magnetycznych.

5) wreszcie wszystkie znane materiały ferromagn. po ogrzaniu powyżej pewnej granicy tracą swe właściwości ferromagn. i stają się paramagnetyczne. Temperaturę krytyczną nazywamy punktem Curie. Temperatura ta np. dla żelaza wynosi średnio 768° C.

Do materiałów ferromagnetycznych zalicza się przede wszystkim żelazo, nikiel i kobalt. Poza tym istnieją jeszcze inne materiały posiadające w pewnym stopniu właściwości ferromagnetyczne jak np. stopy Heuslera. Nie mają one jednak większego zastosowania w praktyce.

Materiały ferromagnetyczne dzielimy na dwie zasadniczo różne grupy: materiały magnetycznie miękkie i materiały magnetycznie twarde. Różnice ich właściwości magnetycznych są bardzo duże i nawet te właściwości, które stanowią zaletę jednych są jednocześnie wadą w drugich, jak np. siła koercyjna (rys. 2).



Rys. 2.

Pętla histerezy materiału magnetycznie miękkiego („Armco”) i magnetycznie twardego (stal chromowa). OB_R — pozostałość magnetyczna. OH_c — siła koercyjna.

1) Materiały miękkie.

Materiały magnetycznie miękkie można zależnie od przeznaczenia podzielić na trzy zasadnicze grupy:

A) Materiały na rdzenie i nabiegunki do elektromagnesów i przekładników. Materiały te powinny posiadać:

1) Małą pozostałość magnetyczną i małą siłę koercyjną (w przeciwieństwie do magnesów stałych), aby po wyłączeniu prądu magnesującego, pole magnetyczne pozostało jak najmniejsze. W przeciwnym wypadku kotwiczka przekładnika ma tendencję do przyklejania się. Straty w rdzeniu nie grają tu dużej roli, ale pomimo to pętla histerezy powinna być jak najwęższa, ze względu na siłę koercyjną.

2) Dużą indukcję nasycenia, umożliwiającą otrzymanie dużej indukcji w szczelinie.

3) Dużą przenikalność magnetyczną, aby przy danym prądzie indukcja była jak największa.

B) Następną grupę stanowią materiały na rdzenie transformatorów i dławików. Powinny one posiadać:

1) Dużą przenikalność, podobnie jak materiały poprzedniej grupy.

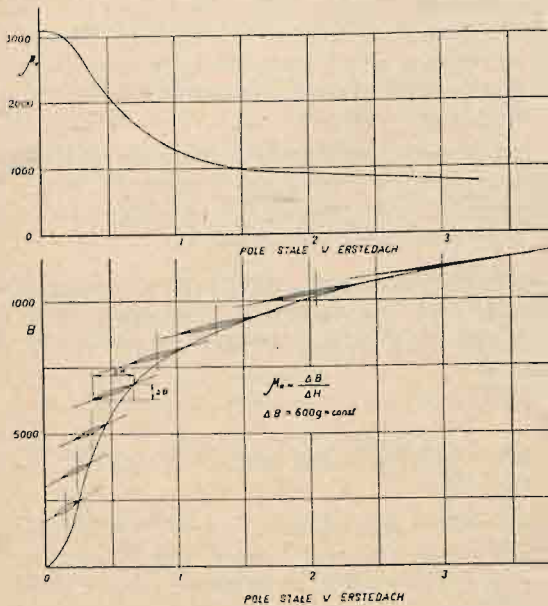
2) Małe straty, a więc:

a) Wąską pętlę histerezy i małą siłę koercyjną.

b) Duży opór elektryczny, przeciwdziałający prądem wirowym.

Należy tu jeszcze dodać, że o ile dla transformatorów silnoprądowych oraz dla t. zw. transformatorów sieciowych potrzebna jest duża przenikalność przy względnie dużych polach magnetycznych (rzędu kilku oerstedów), to dla transformatorów stosowanych w teletechnice i radiotechnice, najważniejszą rolę gra przenikalność początkowa, ponieważ prądy a więc i pola magnetyczne, przy których te transformatory pracują — są bardzo małe.

Specjalną grupę transformatorów stanowią transformatory zasilane prądem tętniącym, a więc prądem posiadającym składową stałą. Składowa stała przesuwa punkt pracy po krzywej $B = f(H)$, wskutek czego może on się przesuwać do punktu w którym przenikalność jest zbyt



Rys. 3.

Przenikalność robocza przy nasycaniu rdzenia prądem stałym. a) Przebieg przenikalności roboczej w funkcji natężenia pola stałego nasycającego. b) Pętlice histerezy dla $B = \text{const.}$ przy nasycaniu prądem stałym.

mała (rys. 3). Przenikalność robocza musi tu więc pozostawać dostatecznie duża nawet przy dużych polach magnetycznych. Dlatego nie nadają się do tych transformatorów stopy niklowe typu Mumetalu i Permalloy'u C, które nasycają się już w bardzo małych polach. Ponieważ transformator lub dławik musi mieć określoną indukcyjność, więc nie możemy zmniejszyć ilości zwojów ani też zastosować szczeliny w celu odsunięcia punktu nasycenia w kierunku dużych pól magnetycznych.

C) Trzecią grupę materiałów magnetycznie miękkich stanowią materiały stosowane do cewek pupinowskich oraz do cewek w filtrach częstotliwości akustycznych itp.

Materiały te powinny posiadać jak najmniejsze straty, a w szczególności straty na histerezę, które wprowadzają zniekształcenia nieliniowe do obwodów teletechnicznych. Drugim warunkiem koniecznym dla tych materiałów jest t. zw. stabilność magnetyczna. Miarą stabilności magnetycznej jest procentowa zmiana przenikalności rdzenia po przepłynięciu przez uzwojenie cewki pewnego określonego prądu stałego. Zmiana ta powinna być oczywiście jaknajmniejsza. Warunek ten jest konieczny ze względu na możliwość przepłynięcia przez linię telekomunikacyjną prądu stałego o dość dużym natężeniu na przykład przy wyładowaniach atmosferycznych, przy pomiarach prądem stałym, przy sygnalizacji itp.

Obecnie stosowane są do pupinizacji dwa rodzaje materiałów, a mianowicie:

a) Rdzenie proszkowe utworzone z drobnych ziarenek żelaza czystego lub stopu żelazo niklowego np. Permalloy'u C, sklejonych przy pomocy materiału izolacyjnego i prasowanych. Dzięki małym wymiarom ziaren, prądy wirowe w takich rdzeniach są nadzwyczaj słabe i wskutek tego materiały te nadają się na rdzenie do cewek, pracujących przy częstotliwościach akustycznych.

b) Rdzenie toroidalne zwijane z taśm bardzo cienkich wykonanych z materiałów specjalnych o bardzo małych stratach na histerezę i o dużym oporze elektrycznym.

Rdzenie proszkowe posiadają mniejszą przenikalność i są znacznie droższe od rdzeni taśmowych. Natomiast rdzenie taśmowe nie nadają się do częstotliwości powyżej około 30 Kc, gdyż pomimo cienkości blachy i dużego oporu, posiadają one przy tych częstotliwościach zbyt wielkie straty na prądy wirowe.

D) Rdzenie proszkowe do cewek wysokiej częstotliwości.

Rdzenie te różnią się dość znacznie od rdzeni proszkowych stosowanych do pupinizacji. Ze względu na prądy wirowe, stosunek zawartości proszku żelaznego do masy izolacyjnej jest znacznie mniejszy niż w rdzeniach pupinowskich. Wybór rodzaju masy izolacyjnej zależy tu nie tylko od własności mechanicznych, ale i od strat dielektrycznych, które przy wysokich częstotliwościach mogą być bardzo duże.

2) Materiały magnetycznie twarde.

Przechodzimy teraz do drugiej zasadniczej grupy materiałów magnet. a mianowicie do materiałów magnetycznie twardych. Materiały te są stosowane do magnesów stałych. Powinny one posiadać:

1) Jak największą pozostałość magnetyczną.

2) Jak największą siłę koercyjną.

3) Pozostałość magnetyczna nie powinna ulegać zmniejszeniu na skutek wstrząsów, oraz dużych zmian temperatury otoczenia (oczywiście do pewnych granic).

MATERIAŁY MAGNETYCZNE MIĘKKE.

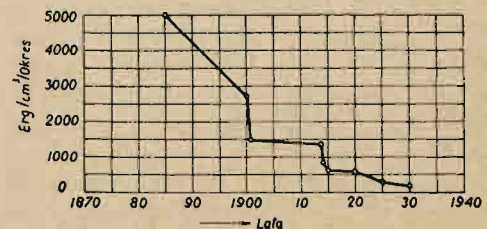
Żelazo.

Najważniejszym materiałem magnetycznym, a jednocześnie podstawowym składnikiem ogromnej większości stopów magnetycznych jest żelazo.

Własności magnetyczne żelaza zależą w bardzo dużym stopniu od ilości zawartych w nim domieszek. Dotychczas nie udało się otrzymać żelaza zupełnie czystego, a więc własności magnetyczne takiego żelaza nie są znane.

Zostało jednak stwierdzone, że w miarę oczyszczania żelaza od domieszek, a szczególnie od domieszek pierwiastków niemetalicznych, własności magnetyczne żelaza raptownie się polepszają.

Postępy w ulepszaniu własności magnetycznych żelaza czystego w ciągu ostatnich kilkudziesięciu lat uwidocznione są na rysunkach 4 i 5.

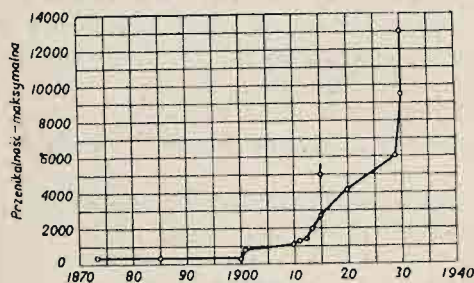


Rys. 4.

Zmniejszanie się strat na histerezę dla żelaza czystego, osiągnięte w okresie od 1870 r. do 1930 r. (ATM. 17 T 172).

Liczne prace T. D. Yensena (1) wykazały, że w żelazie czystym nawet niewielkie zmiany procentowej zawartości domieszek, posiadają ogromny wpływ zarówno na przenikalność, jak i na siłę koercyjną oraz na straty na histerezę. Na rysunku 4-tym podany jest przebieg tych własności w funkcji procentowej zawartości węgla. Jak

wynika z kształtu krzywych, przy zawartości węgla dążącej do zera straty i siła koercyjna dążą również do zera, a przenikalność dąży do nieskończoności. Przy tym krzywe przebiegają bardzo stromo przy zawartości węgla poniżej 0,006%.



Rys. 5.

Zwiększanie się przenikalności maksymalnej osiągnięte w okresie do 1870 r. do 1930 r. (ATM. 17. T 172). Poszczególne punkty wykresów odpowiadają pracom publikowanym w danym roku.

Do prac swych Yensen posługiwał się żelazem elektrolitycznym przetapianym w próżni.

Badania te posunął jeszcze dalej P. P. Cioffi (2), (3), który przez wielogodzinne wyżarzanie bardzo czystego żelaza w temperaturze 1480° w atmosferze wodoru otrzymał następujące wyniki: przenikalność początkowa — 6 000, maksymalna — 190 000, siła koercyjna 0,025 oerstedów.

Wreszcie w roku 1934 Cioffi w podobny sposób otrzymał żelazo czyste o przenikalności początkowej 10 000 i maksymalnej 340 000 (4).

Wyniki powyższych prac a w szczególności przebieg krzywych na rys. 4, stoją w zupełnej zgodności z pewnymi założeniami teoretycznymi, z których wynika, że siatka przestrzenna zbudowana wyłącznie z atomów żelaza posiadałaby przenikalność magnetyczną nieskończenie wielką, a siłę koercyjną, oraz straty na histerezę nieskończenie małe. Materiał utworzony przez takie siatki przestrzenne stanowiłby więc idealny materiał magnetycznie miękki.

Według przyjętych obecnie teorii zjawisk ferromagnetycznych, (5), (6), przyczyną ograniczonych wartości przenikalności magnetycznej, oraz strat na histerezę, są naprężenia wewnętrzne zakłócające równowagę sił międzyatomowych w siatce przestrzennej.

Naprężenia te mogą być spowodowane przez czynniki zewnętrzne lub mechaniczne jak naprzykład walcowanie blachy, sztańcowanie rdzeni, nagłe ochłodzenie itp.

Tego rodzaju naprężenia można usunąć przez wyżarzanie w odpowiedniej temperaturze i powolne ochłodzenie.

Drugą przyczyną naprężeń wewnętrznych są domieszki przeważnie pierwiastków niemetalicznych, najczęściej zaś węgla, tlenu i azotu. Mianowicie atomy pierwiastków niemetalicznych dostają się pomiędzy atomy żelaza, tworząc siatkę przestrzenną i zakłócając równowagę sił międzyatomowych w siatce, tworząc silne naprężenia wewnętrzne. Naprężeń tych nie możemy usunąć przez zwykłe wyżarzanie, a jedynie możemy je zmniejszyć przez jak najdalej posunięte oczyszczenie żelaza od tych szkodliwych domieszek.

Wreszcie trzecią przyczyną pogorszenia własności magnetycznych są t. zw. wtrącenia niemetaliczne wewnątrz lub na granicach ziarn metalu. Do pierwiastków tworzących te wtrącenia należy np. siarka.

Słuszność powyższych założeń potwierdzają przytoczone powyżej wyniki otrzymane z żelazem o bardzo małej zawartości domieszek, oczyszczanym metodami laboratoryjnymi. dów (2), (3).

Wpływ domieszek poszczególnych pierwiastków na własności żelaza.

Pomimo cennych własności magnetycznych posiadanych przez żelazo o bardzo małej ilości domieszek, nie znajduje ono zastosowania praktycznego z powodu wysokich kosztów produkcji.

Żelazo stosowne w technice zawiera zawsze większą lub mniejszą ilość domieszek zależnie od ceny i przeznaczenia.

Poniżej rozpatrzmy wpływ jaki posiadają domieszki poszczególnych pierwiastków na własności magnetyczne żelaza.

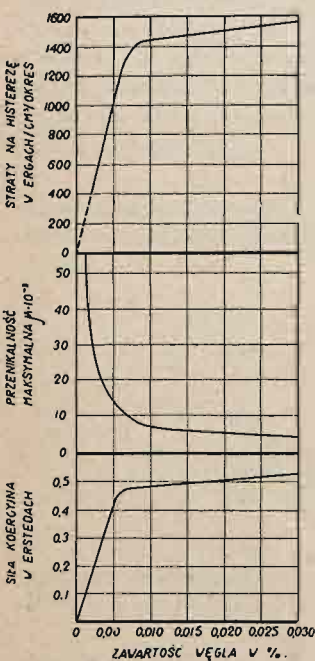
Pierwiastki spotykane najczęściej jako domieszki do żelaza czystego można podzielić na dwie zasadnicze grupy.

Do pierwszej grupy należą pierwiastki, których atomy (w stopach z żelazem) podstawiają się na miejsce atomów żelaza w siatce przestrzennej i powodują stosunkowo niewielkie zakłócenia prawidłowej budowy oraz równowagi sił międzyatomowych w siatce przestrzennej żelaza. Do grupy tej należą: nikiel, kobalt, krzem, mangan i niektóre inne metale. W przeciwieństwie do szkodliwych domieszek niemetalicznych, domieszki niektórych metali mają bardzo korzystny wpływ na własności magnetyczne żelaza. W szczególności stopy żelazne z niklem, krzemem i kobaltem posiadają cenne własności i znalazły szerokie zastosowanie w elektrotechnice prądów słabych. Własności tych stopów omówione będą w dalszej części niniejszego artykułu.

Do drugiej grupy domieszek należą pierwiastki niemetaliczne, a przede wszystkim: węgiel, tlen, azot, fosfor, siarka i szereg innych. O roli tych pierwiastków w siatce przestrzennej żelaza wspominaliśmy już poprzednio. Mianowicie w przeciwieństwie do pierwiastków grupy pierwszej, nie podstawiają się one na miejsce atomów żelaza, lecz ustawiają się w punktach pośrednich pomiędzy nimi. Równowaga sił międzyatomowych w siatce przestrzennej zostaje zakłócona i przy nowym stanie równowagi powstają bardzo silne naprężenia wewnętrzne, będące przyczyną strat na histerezę i obniżające przenikalność magnetyczną żelaza.

Rozpuszczalność tych pierwiastków w żelazie badana była przez szereg osób, jednakże z powodu trudności technicznych wyniki badań są dość rozbieżne.

Wpływ domieszek węgla na własności magnetyczne żelaza miękkiego zbadany został szczegółowo przez T. D.



Rys. 6.

Przebieg własności magnetycznych żelaza czystego w zależności od procentowej zawartości węgla.

Yensena (1) i innych. Wyniki badań Yensena podane już były powyżej.

Obecność węgla wpływa nadzwyczaj szkodliwie na własności magnetyczne żelaza miękkiego. Wraz ze zmniejszeniem procentowej zawartości węgla przenikalność magnetyczna szybko rośnie, a siła koercyjna oraz straty na histerezę — maleją. Zmiany te zachodzą w sposób bardzo raptowny przy zawartości węgla poniżej 0,006%.

Domieszki siarki są również bardzo szkodliwe. Poza to siarka wiąże się z żelazem na siarczki żelaza Fe S, które również wpływają szkodliwie.

Domieszki fosforu i manganu nie posiadają szkodliwego wpływu na własności żelaza bardzo czystego. Odmianami w obecności węgla mangan działa szkodliwie.

Domieszki azotu powiększają straty na histerezę. Według W. Köstersa zjawisko powiększania się strat na histerezę w funkcji czasu w żelazie wyżarzonym, a nieużywanym czyli t. zw. „starzenie się żelaza” tłumaczy się wydzielaniem azotu z roztworu i tworzeniem wtrąceń, co zachodzi nawet w temperaturze pokojowej (7).

Siła koercyjna wzrasta proporcjonalnie do procentowej zawartości azotu.

Domieszki tlenu posiadają duży wpływ na własności magnetyczne żelaza. Tritton i Hanson podają krzywe magnesowania dla żelaza o różnej zawartości tlenu. Z krzywych tych wynika, że powiększanie zawartości tlenu zmniejsza przenikalność i przesuną jej maksimum w kierunku większego pola (8).

Domieszki wodoru dostają się do żelaza na przykład w czasie wyrobu, gdy jest ono w stanie płynnym. W podobny sposób zresztą dostają się również domieszki innych gazów. Wodór tworzy się na skutek rozkładu wilgoci zawartej w powietrzu oraz w gazach spalinowych pieca hutniczego. Wybitnie duży procent wodoru zawiera żelazo elektrolityczne, przyczem własności magnetyczne tego żelaza polepszają się wybitnie po usunięciu wodoru na przykład przez wyżarcie lub przetopienie w próżni. W tym wypadku więc zawartość wodoru jest bardzo szkodliwa.

Natomiast bardzo korzystny wpływ na własności magnetyczne żelaza posiada wodór w zastosowaniu do oczyszczania żelaza metodą stosowaną przez Cioffi.

Dokładniejszy opis tej metody podany jest poniżej.

Sposoby oczyszczania żelaza.

Pomijając ogólnie znane metody przemysłowe oczyszczania żelaza stosowane w hutnictwie, opiszemy tu pokrótce metody oczyszczania żelaza stosowane specjalnie w celu polepszenia własności magnetycznych.

Jedną z najbardziej nowoczesnych metod laboratoryjnych, która doprowadziła do ciekawych wyników, jest metoda wodorowa stosowana przez Cioffi, o której wspominaliśmy już poprzednio. Metoda ta polega na zastosowaniu pierwiastka wiążącego się chemicznie z pierwiastkami szkodliwymi i tworzącego połączenia lotne o dużej prężności i małej rozpuszczalności w żelazie. Związki w ten sposób utworzone w wysokiej temperaturze znajdują się w stanie gazowym i ulatniają się z żelaza. Jest to więc metoda oparta na tej samej zasadzie co ogólnie stosowane metody hutnicze, z tą różnicą, że zamiast tlenu stosuje się wodór. Żelazo wyżarza się w temperaturze zbliżonej do temperatury topliwości i w atmosferze wilgotnego wodoru.

W tych warunkach wodór tworzy z węglem węglowodory (przeważnie metan), z tlenem parę wodną, z azotem amoniak, z siarką siarkowodór, z fosforem fosforki. Wszystkie te związki w postaci gazowej ulatniają się.

W żelazie pozostaje bardzo niewielka część poprzedniej zawartości domieszek, oraz wodór. Nadmiar wodoru usuwa się samodzielnie w miarę ostygnięcia żelaza. Pozostała drobna ilość wodoru nie posiada już szkodliwego wpływu na własności magnetyczne żelaza.

Łatwość, z jaką wodór ruguje domieszki następuje prawdopodobnie wskutek tego, że w wysokiej temperaturze domieszki łatwiej dyfundują, a znajdując się na powierzchni łączą się z wodorem.

Mniej prawdopodobną wydaje się możliwość dyfuzji wodoru do wnętrza masy żelaza i powrotna dyfuzja na zewnątrz po utworzeniu związków.

Inna metoda oczyszczania żelaza polega na przetopieniu w próżni. Węgiel wiąże się z resztkami tlenu na tlenek węgla, azotki żelaza dysocjują, oswobodzając azot.

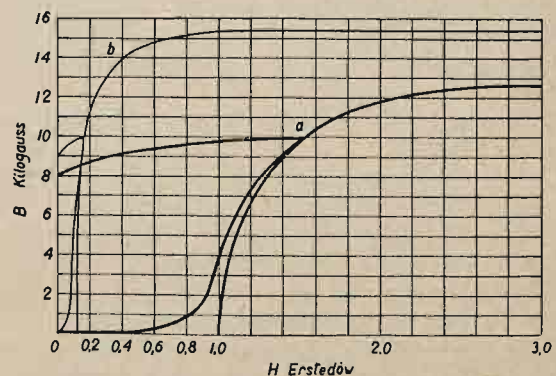
Dla możliwie całkowitego usunięcia tlenu i węgla można sztucznie zrównoważyć ich wzajemny stosunek przez dodanie pierwiastka, będącego w niedomiarze.

Yensen wykonał szereg prób, dodając po trochu węgla do żelaza elektrolitycznego i otrzymał maksimum przenikalności przy dodaniu 0,06% węgla. Należy przypuszczać, że w danym wypadku była to ilość potrzebna dla zrównoważenia całkowitej ilości tlenu zawartego w żelazie. Pomimo to według Yensena metoda próżniowa pozwala usunąć zwykle, tylko około 50% a najwyżej 90%, węgla zawartego w żelazie bardzo czystym (9). Nie jest więc to oczywiście metoda idealna i nie pozwala osiągnąć absolutnej czystości żelaza.

Jednakże od czasu pierwszych publikacji Yensena metoda próżniowa znalazła już dość szerokie zastosowanie nie tylko w praktyce laboratoryjnej, ale i w przemyśle. Pierwszą firmą, która zastosowała metodę próżniową do oczyszczania żelaza na skalę przemysłową była firma „Heraeus Vacuumschmelze” w Hanau a. Main, która posiada obecnie piece próżniowe o pojemności dochodzącej do 5 tonn (10).

Otrzymywanie wytopów wolnych od zanieczyszczeń ma ogromne znaczenie nie tylko w dziale materiałów magnetycznych, ale wogóle dla metalurgii. To też nie ulega wątpliwości, że piece próżniowe będą się rozpowszechniały w przemyśle hutniczym i metalurgicznym i otworzą szerokie możliwości w dziale otrzymywania metali i stopów wysokiej jakości.

Wyniki oczyszczania żelaza metodą próżniową uwidocznione są na rysunku 7-mym. Na rysunku tym widać wybitne zmniejszenie się strat na histerezę oraz siły koercyjnej nawet w porównaniu do bardzo „czystego” żelaza „Armco”. Siła koercyjna zmniejszyła się w tym wypadku 10-krotnie.



Rys. 7.

Krzywe magnesowania: a) Żelazo „Armco” zawierające 0,1% domieszek. b) Żelazo oczyszczane w piecu indukcyjnym próżniowym zawierające 0,01% domieszek. (ATM. 17. T 172).

Trzecią metodą oczyszczania żelaza od szkodliwych domieszek, a właściwie usuwania szkodliwego wpływu tych domieszek, jest dodanie do żelaza niewielkiej ilości krzemu. Powstaje w ten sposób żelazo krzemowe, które znalazło bardzo szerokie zastosowanie w elektrotechnice. Żelazo krzemowemu poświęcimy oddzielny rozdział.

Żelazo stosowane w technice.

Opisane powyżej metody laboratoryjne otrzymywania żelaza bardzo czystego są kosztowne i tylko w niektórych wypadkach żelazo oczyszczane tymi metodami znajduje zastosowanie w technice.

Poniżej podane są różne gatunki żelaza czystego stosowanego w technice i otrzymywanego metodami tańszymi, przemysłowymi.

Poszczególne gatunki podane są w kolejności odpowiadającej stopniowi czystości żelaza.

Najczystszy żelazem stosowanym w technice jest żelazo karbonylkowe, otrzymane drogą chemiczną z sześciokrotnego karbonylku żelaza $Fe(CO)_5$. Otrzymuje się to żelazo w postaci drobnych kuleczek o średnicy około 10 cm, które znajdują zastosowanie do wyrobu rdzeni proszkowych. Do wyrobu blach topi się te kuleczki w próżni albo spieka (sintering) w temperaturze 1100°C, a następnie walcuje się i wyżarza w atmosferze wodoru. W ten sposób otrzymuje się materiał nadzwyczaj czysty w postaci blach i prętów (11) (12).

Żelazo karbonylkowe używane jest do wyrobu wysokich gatunków stopów magnetycznych. Między innymi firma F. Krupp wyrabia żelazo krzemowe 4% z żelaza karbonylkowego pod nazwą „Permax 4” (11).

Najbardziej znanym producentem żelaza karbonylkowego jest firma I. G. Farben-Industrie A. G.

Żelazo elektrolityczne (Fisher, 1906 r.) zawiera dużo wodoru, który powiększa siłę koercyjną do 20 oestédów. Wodór ten usuwa się przez wyżarzanie lub przetapianie w próżni. Żelazo elektrolityczne wyrabiane w Niemczech pod nazwą „Griesheim Electron” posiada około 0,06% domieszek. Siła koercyjna tego żelaza wynosi 0,36 erst. (13).

Na następnym miejscu pod względem czystości stoi żelazo „Armco” (American Rolling Mill Co), które znalazło bardzo szerokie zastosowanie w przemyśle metalurgicznym i elektrotechnicznym. Żelazo to wyrabia się przy pomocy specjalnej metody opracowanej w r. 1890 przez firmę „Armco” w celu otrzymania żelaza nie podlegającego rdzewieniu. Zgodnie bowiem z teorią A. S. Cushman'a z Bureau of Standards, przyczyną rdzenia i korozji jest elektroliza zachodząca w samej masie żelaza. Elektroliza ta powstaje pod wpływem sił elektromotorycznych, tworzących się pomiędzy metalami zawartymi w żelazie w obecności kwasów i zasad znajdujących się w otoczeniu żelaza.

Znacznie później zaczęto stosować „Armco” do celów magnetycznych.

Zawartość domieszek obcych w żelazie „Armco” wynosi od 0,11% do 0,16% z czego najwięcej siarki (około 0,030%), węgla (0,012%) i manganu (0,018%) reszta przypada na fosfor, krzem i inne domieszki.

Obróbka termiczna w celu uzyskania najlepszych własności magnetycznych polega na wyżarzeniu w temperaturze około 930°C i powolnym ostudzeniu z szybkością około 1°C na minutę. Wyżarzanie powinno trwać około 1 godziny w atmosferze beztlenowej np. w wodorze.

Żelazo „szwedzkie” produkowane jest przy pomocy węgla drzewnego zamiast koksu, wskutek czego zawiera ono znacznie mniej siarki niż żelazo zwykłe. Domie-

szka węgla wynosi około 0,03%, a krzemu 0,07%. Żelazo szwedzkie stanowiło najlepszy materiał magnetyczny miękki na schyłku wieku dziewiętnastego, a więc przed pojawieniem się żelaza krzemowego.

Żelazo to podlegało szybkiemu starzeniu się, a mianowicie po paru miesiącach straty w rdzeniu podwajały się, co powodowało silne nagrzewanie się transformatorów. Musiano rozbierać transformatory i wyżarzać blachy rdzenia. Pojawienie się żelaza krzemowego nie podlegającego starzeniu wyrugowało użycie żelaza szwedzkiego na rdzenie transformatorów.

Stal martenowska (stal zlewna). (Flusseisen-Flusstahl, Open-heatr Steel) stosowana jest szeroko w postaci blach t. zw. „dynamowych” do budowy maszyn elektrycznych. Blachy ze stali zlewnej znajdują się w handlu pod różnymi nazwami i o różnych własnościach magnetycznych zależnie od staranności wykonania. Posiadają one często niewielką domieszkę krzemu nie przekraczającą 1%.

Blachy o większej zawartości krzemu zalicza się już do grupy żelaza krzemowego.

Własności magnetyczne podane są w tablicy I. Zależą stali zlewnej jest duża indukcja nasycenia wynosząca około 21 kilogausów.

Stal zlewna posiada stosunkowo dużą zawartość domieszek szkodliwych. Na przykład: 0,1% węgla, 0,07% fosforu, 0,04% siarki, 0,2% manganu.

Żeliwo. (Gusseisen, Cast iron, Fonte) znajduje szerokie zastosowanie w przemyśle elektrotechnicznym dzięki swej niskiej cenie, pomimo dość niekorzystnych własności magnetycznych.

Żeliwo stosowane w elektrotechnice zawiera do 3% węgla i parę procent innych domieszek.

Żeliwo można podzielić na trzy zasadnicze gatunki:

- 1) Żeliwo białe.
- 2) Żeliwo szare.
- 3) Kujna leizna. (Temperguss).

Dla polepszenia własności magnetycznych żeliwa białego i szarego można stosować domieszki. Liczne próby wykonane przez I. H. Partridge i innych (17), (18), (19), (20), wykazały, że domieszka krzemu wpływa korzystnie na własności magnetyczne żeliwa, powiększając wybitnie jego przenikalność oraz indukcję nasycenia. Domieszki aluminium od 1% do 3% również posiadają dodatni wpływ na własności żeliwa. Domieszka kobaltu podnosi indukcję nasycenia. Natomiast domieszki manganu, chromu, wolframu i fosforu pozostają bez wpływu.

Wyżarzanie w temperaturze 875° i powolne ostudzenie wpływa bardzo korzystnie na własności magnetyczne żeliwa. Gumlich podaje następujący przykład: żeliwo o zawartości 3,1% C, 1,3% Si, 0,5% Mn, 1% P, 0,06% S posiadało następujące własności.

	Przed wyżarzeniem	Po wyżarzeniu
Przenikalność przy $H=2,5$ oe	94	360
Przenikalność maksymalna	240	620
Siła koercyjna	11,4	4,6
Pozostałość magnetyczna . .	5 100	5 300

Kujna leizna posiada własności magnetyczne znacznie lepsze zarówno od żeliwa białego jak i szarego.

Rozróżniamy dwa zasadnicze gatunki kujnej leizny, zależnie od sposobu przygotowania i struktury metalograficznej.

a) leizna biała zawierająca około 3,5% węgla zwana „europejską”.

Tabela 1.
Żelazo

Materiał	Skład chemiczny w % (domieszki do żelaza)	Przenikalność (w tysiącach)			Siła koercyjna H _c oc	Indukcja nasyc. w kilogausach	Straty na histerezę Wat/kg. przy 50 ~ i B = 10000 g. b = 0,36 m/m	Pozostałość magnetyczna w kilogausach	Opór elektrycz. μ _l /cm ²	Źródło
		Początkowa μ ₀ oc/g.	Maksymalna							
			μ _{max} oc/g.	przy H oc						
Żelazo handlowe (średnio z 46 próbek (a) do)	Ślady: C, Al, Si, Mn, S, P, Cu, O, N;	—	1 100	—	1	22	6,4	8,3	15	Gumlich
Żelazo szwedzkie	0,03% C; 0,07% Si	250	4 200	1,2	4,5	25	20,0	10,7	19	
Żelazo zlewne	—	250	6 500	1,2	1	21,5	3	—	10,5	Gumlich
Żelazo elektrolityczne	—	500	15 000	—	0,36	—	—	10,5	—	
Żelazo „Armco”	—	250	7 000	1,2	8	—	1,3	—	—	Arnold i Elmern
Żelazo karbonylkowe	—	3 000	15 000	0,9	5,5	0,21	22	0,08	5,5	Keinath
Żeliwo	—	—	500	—	2	4,6	14	—	5,3	100
Żeliwo	—	—	650	—	6	—	—	—	—	—
Kujna leizna biała	—	—	800	5	4	4,5	—	—	7,3	—
Kujna leizna czarna	—	—	—	—	—	1,5	—	—	6,5	30
Żelazo krzemowe 0,5%	0,5% Si	—	2 200	—	2,3	25	3,3	—	—	—
„ „ 1%	1% Si	—	8 400	1	8,5	0,77	25	2,7	—	—
„ „ 2,5%	2,5% Si	—	7 700	1	7,7	0,83	24,5	2,0	—	—
„ „ 4%	4% Si	300	7 800	1	7,8	0,47	24	1,1	—	55
Trancor	—	300	9 000	0,55	5	—	—	1,05	—	55
Permax 4	4% Si	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Hypermax 4	4% Si	1 000	10 000	0,4	4	0,2	20	0,8	—	55
Staloy	4% Si	1 250	6 500	0,8	5	0,5	—	1,4	6,8	56
Lohys	—	450	4 800	1,6	7,7	0,9	—	2,9	8,7	14
Strandynis	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Strantranis	4% Si	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Silcor I; II; III; IV;	Si	—	—	—	—	—	—	—	—	—

b) leizna czarna zawierająca około 2,5% węgla zwaną „amerykańską”.

Jak widać z porównania własności magnetycznych podanych w tablicy I leizna czarna posiada znacznie mniejszą siłę koercyjną i wyższą indukcję nasycenia od leizny białej. Stanowi więc ona najodpowiedniejszy materiał na lane części maszyn elektrycznych.

Żelazo krzemowe.

Własności magnetyczne żelaza krzemowego zostały odkryte przez Hadfield'a w roku 1900 (według źródeł anglosaskich). Natomiast według źródeł niemieckich odkrycia tego dokonał Gumlich w roku 1904. Zastosowanie żelaza krzemowego w przemyśle elektrotechnicznym rozpoczęło się jednak wcześniej w Europie niż w Ameryce.

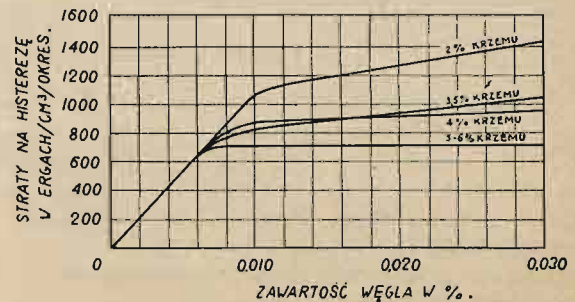
Przez dodanie do żelaza niewielkiej ilości krzemu, otrzymuje się w sposób łatwy i względnie tani materiał magnetyczny o własnościach zbliżonych do własności kosztownego żelaza bardzo czystego, a nawet pod wieloma względami przewyższający to żelazo.

Mianowicie żelazo krzemowe nie podlega starzeniu, które stanowi wielką wadę żelaza czystego, a poza tym poważną zaletą żelaza krzemowego jest jego duży opór elektryczny, pięciokrotnie większy od oporu żelaza. Dzięki temu straty na prądy wirowe są w rdzeniach z żelaza krzemowego kilkakrotnie mniejsze niż w rdzeniach żelaznych.

Dodatek krzemu do żelaza czyni je pod względem magnetycznym znacznie mniej wrażliwym na szkodliwe zanieczyszczenia (Rys. 8). Na przykład domieszka 0,25% węgla pogarsza własności magnetyczne żelaza bezkrzemowego do tego stopnia, że czyni je bezużytecznym. Natomiast dla żelaza krzemowego domieszka taka jest stosunkowo mało szkodliwa.

Pomimo to jednak, własności magnetyczne żelaza krzemowego, podobnie jak i żelaza czystego polepszają się wybitnie przy zmniejszaniu ilości domieszek szkodliwych. Dlatego też do wyrobu najlepszych gatunków że-

laza krzemowego używane jest żelazo bardzo czyste. Między innymi firma F. Krupp wyrabia żelazo krzemowe z żelaza karbonylkowego pod nazwą „Permax 4”, (11).

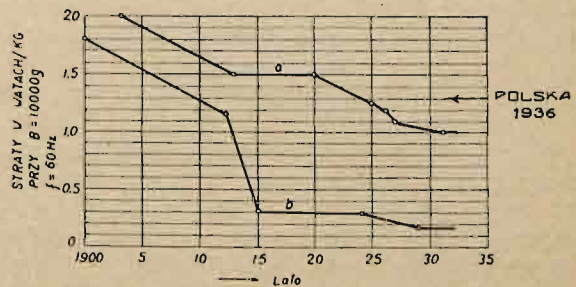


Rys. 8.

Wpływ procentowej zawartości węgla na straty na histerezę dla żelaza krzemowego o różnej zawartości krzemu. (Yensen). (Mess. Kuss. str. 315).

Postępy osiągane w zmniejszaniu strat na histerezę w ciągu ostatnich lat kilkudziesięciu uwidocznione są na rysunku 9-tym.

Najwyższy gatunek żelaza krzemowego otrzymany w laboratorium ma straty 0,18 wata/kg przy B = 10 000 gausów.



Rys. 9.

Stopniowe zmniejszanie się strat na histerezę osiągane w przeciągu od 1870 do 1932 r. Krzywa a: żelazo krzemowe przemysłowe. Krzywa b: wyniki laboratoryjne.

Poniższa tablica pozwala porównać własności magnetyczne różnych gatunków żelaza krzemowego wytwarzanego do celów przemysłowych, w zależności od procentowej zawartości krzemu:

	0,5% Si	1% Si	2,5% Si	4% Si
Przenikalność maksymalna	2 200	8 400	7 700	7 800
Siła koercyjna	2,3	0,77	0,83	0,47
Straty w watach/kg przy $f=50$ okr. $B=10000$ g.	3,3	2,7	2,0	1,2
Straty na histerezę	2,2	1,9	1,6	1,0
Straty na prądy wirowe	1,1	0,8	0,4	0,2

Żelazo krzemowe o większej zawartości krzemu niż 4% nie jest stosowane w elektrotechnice między innymi z powodu zbyt dużej twardości, kruchości i łamliwości utrudniających znacznie obróbkę. Twardość wzrasta raptownie z zawartością krzemu tak, że już 4-ro procentowe żelazo krzemowe posiada twardość 220 jednostek Brinella, podczas gdy twardość żelaza bezkrzemowego jest rzędu 86 jedn. Brinella.

Blachy o zawartości 4% Si stosowane są niemal wyłącznie do wyrobu transformatorów.

Blachy o zawartości 2% do 3% Si stosuje się do wyrobu maszyn elektrycznych. Są one tańsze, mniej kruche i łatwiejsze do obróbki od blach 4-ro procentowych.

Blachy 0,5% do 1% Si są również stosowane do wyrobu maszyn elektrycznych, szczególnie przy stałych polach magnetycznych, oraz do wyrobu dużych maszyn, gdzie cena blachy odgrywa większą rolę.

Produkcja blach krzemowych do celów elektrotechnicznych w Niemczech wynosiła w roku 1927-ym 120 000 tonn.

Wyżarzanie blach stali krzemowej powinno się odbywać po ostatecznym wykończeniu mechanicznym.

Bardzo liczne dane dotyczące wyników wyżarzania blach żelaza krzemowego w różnych warunkach podają w swych pracach Moos, Oertel i Scherer (14) oraz A. Pomp i L. Walther (15).

Z prac tych wynika, że przy częstotliwości 50 okr. i indukcji 10 000 gausów blachy z żelaza krzemowego 4-ro procentowego wykazują najmniejsze straty po wyżarzeniu w temperaturze 900°C przez 4 godziny i powolnym ostudzeniu.

Przy tym żelazo wyżarzone w atmosferze wodoru wykazuje straty tylko o 6% mniejsze od żelaza wyżarzonego w retorcie hermetycznej.

Wyższa temperatura wyżarzania, rzędu 1000°C, jest niepożądana, ponieważ ułatwia ona tworzenie się cementytu, bardzo szkodliwego dla własności magnetycznych (16). Dla uniemożliwienia tworzenia się cementytu można wyżarzać przez dłuższy czas w niższych temperaturach. Jednakże wyżarzanie takie nie daje dobrych wyników, gdyż utrudnia bardzo wydzielanie się szkodliwych gazów i oczyszczanie żelaza z węgla.

Zależność pomiędzy wymiarami kryształów a własnościami magnetycznymi.

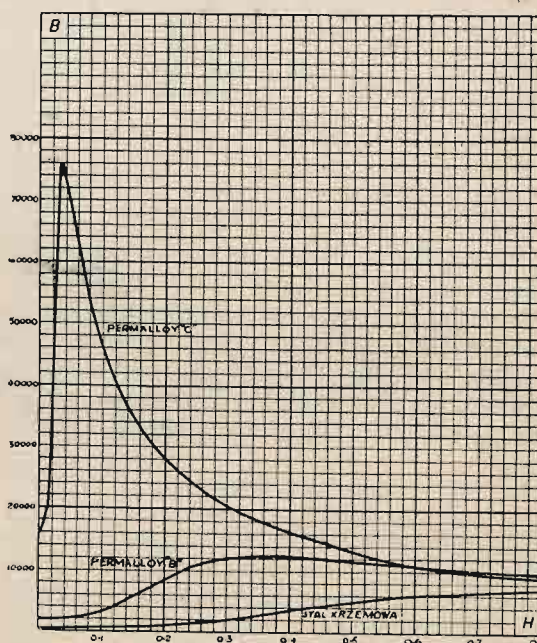
W celu znalezienia związku pomiędzy własnościami magnetycznymi, a ziarnistością w żelazie krzemowym Ruder (21) i . D. Yensen (22) przeprowadzili szereg badań, z których wynika, że straty w rdzeniu są w pewnym zakresie proporcjonalne do ilości ziarn na jednostkę powierzchni. Wobec tego w celu zmniejszenia strat należałoby dążyć do otrzymania możliwie dużych kryształów przez odpowiednią obróbkę termiczną, względnie mechaniczną. Jednakże badania przeprowadzone później

przez Wolmana (23), Sizoo (24) i innych (14) wykazały znacznie mniejszy wpływ ziarnistości na własności magnetyczne. O. v. Auwers (25) twierdzi, że wymiary ziaren mają jedynie drugorzędne znaczenie, wskutek tego, że im drobniejsze jest ziarno, tym większą rolę odgrywają tlenki i karbony tworzące się pomiędzy poszczególnymi ziarnami. Jest on więc zdania, że w żelazie absolutnie czystym wymiary ziaren nie posiadałyby żadnego wpływu na własności magnetyczne.

Stopy żelazo-niklowe.

Stopy żelazo-niklowe stanowią obecnie najważniejszą grupę materiałów magnetycznych w technice prądów słabych, gdzie największą rolę grają: przenikalność początkowa, mała siła koercyjna i duży opór elektryczny.

Natomiast w technice prądów silnych stopy te nie znalazły zastosowania z powodu małej indukcji nasycenia i wysokiej ceny.



Rys. 10.

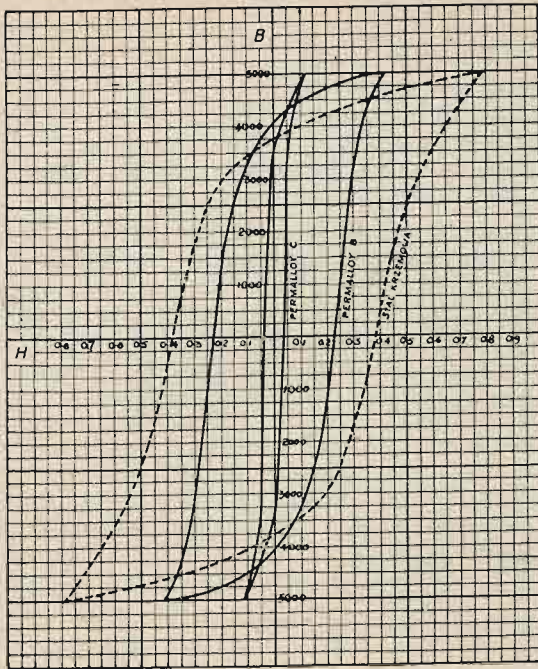
Przenikalność statyczna w funkcji natężenia pola dla Permalloy'u C, Permalloy'u B i żelaza krzemowego (wg danych f. Standard).

Zasadniczymi zaletami stopów żelazo-niklowych są: duża przenikalność (Rys. 10), która pozwala na budowę cewek i transformatorów o stosunkowo małych wymiarach i małej ilości zwojów a więc małych stratach w miedzi, oraz mała siła koercyjna i małe straty na histerezę (Rys. 11).

Natomiast wady stopów żelazo-niklowych stanowią: mała indukcyjność nasycenia, oraz wybitna zależność przenikalności od natężenia pola magnetycznego, (Rys. 10) wskutek czego pracują one korzystnie tylko w niewielkich polach magnetycznych.

Zależność przenikalności od pola magnetycznego związana jest z nasyceniem, które dla stopów żelazo-niklowych następuje już przy stosunkowo małych polach. Ma to specjalnie duże znaczenie przy projektowaniu cewek i transformatorów przez których uzwojenie płynie prąd pulsujący, zawierający składową stałą.

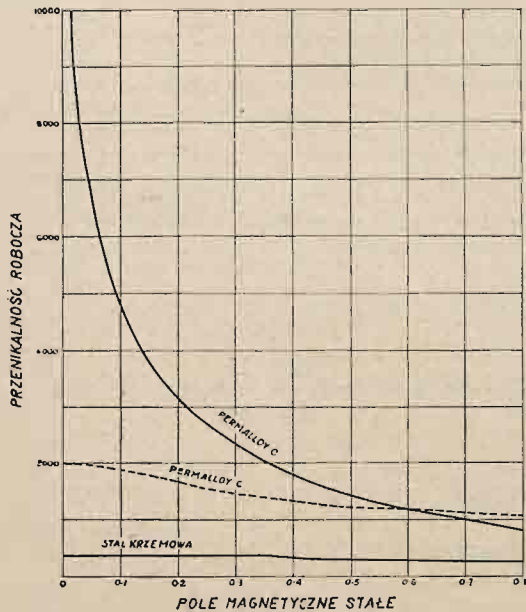
Składowa stała może łatwo przenieść punkt pracy do miejsca, w którym przenikalność jest już niewielka i w ten sposób zniweczyć całą zaletę materiału (Rys. 12).



Rys. 11.

Pętle histerezy dla $B_{max} = 5000$ gaussów dla Permalloy'u C, Permalloy'u B i żelaza krzemowego. (Wg. danych f. Standard).

Własności magnetyczne stopów żelaza z niklem badane były przez Hopkinsona (26) oraz przez Panebianco (27) i innych. Jednakże badania te nie zostały wykorzystane do celów technicznych. Dopiero w roku 1916 G. W. Elmen zgłosił patent na stop żelazo-niklowy, posiadający własności magnetyczne lepsze od wszelkich poprzednio znanych materiałów. Stop ten otrzymał nazwę „Permalloy”.



Rys. 12.

Przebieg przenikalności roboczej Permalloy'u B, Permalloy'u C i żelaza krzemowego w funkcji pola stałego nasycającego. Pole zmienne: 0,005 oerst. = const. Częstotliwość: 50 okr.

W roku 1921 firma Western Electric uzyskała patent na stop o zawartości 78,5% niklu i 21,5% żelaza również pod nazwą „Permalloy”.

W roku 1923 Arnold i Elmen ogłosili (28) szczegółowe wyniki swych badań nad własnościami magnetycznymi stopów żelazo-niklowych. Badania te zostały przeprowadzone w celu znalezienia najlepszego materiału do krupizacji kabli.

W tymże roku Smith i Garnett opatentowali stop o składzie podobnym do Permalloy'u, ale zawierający jeszcze 5% miedzi i 2% chromu. Stop ten otrzymał nazwę „Mumetal”. Posiada on własności magnetyczne bardzo zbliżone do własności Permalloy'u C, wobec czego w tablicy II został on zaliczony do grupy 78.

Odkrycie stopów magnetycznych o własnościach tak wybitnie różnych od własności żelaza czystego i krzemowego otworzyło nowy okres w dziedzinie badań materiałów magnetycznych. Wynikiem tych badań jest szereg stopów wyszczególnionych w tablicy II, z których większość stanowią stopy żelazo-niklowe czyste, lub z różnymi domieszkami.

Domieszki mają przeważnie na celu ułatwienia produkcyjne jak np. odtlnienie, jednorodność, kowalność.

Niektóre z nich jednak mają również korzystny wpływ na własności magnetyczne lub elektryczne.

Na przykład kobalt zmniejsza straty na histerezę, mangan — siłę koercyjną, molibden — powiększa przenikalność początkową i zmniejsza wrażliwość na naprężenia mechaniczne.

Przy fabrykacji proszku do rdzeni proszkowych pożądana jest duża kruchość umożliwiająca mielenie materiału. Kruchość tą otrzymuje się również dzięki specjalnym domieszkom.

Obecność domieszek niemetalicznych jak węgiel, siarka i t. d. wywiera bardzo szkodliwy wpływ na własności magnetyczne stopów żelazo-niklowych podobnie jak i na własności żelaza czystego i żelaza krzemowego. Wskutek tego materiały o tym samym nominalnym składzie chemicznym mogą się różnić dość znacznie swymi własnościami. Cena materiału zależy też w dużej mierze od jego stopnia czystości.

Podział stopów żelazo-niklowych.

Stopy żelazo-niklowe można podzielić na trzy zasadnicze grupy, zależnie od procentowej zawartości niklu. Podział ten wynika z przebiegu krzywych: przenikalności początkowej, przenikalności maksymalnej, siły koercyjnej oraz oporności właściwej w funkcji procentowej zawartości niklu (Rys. 13).

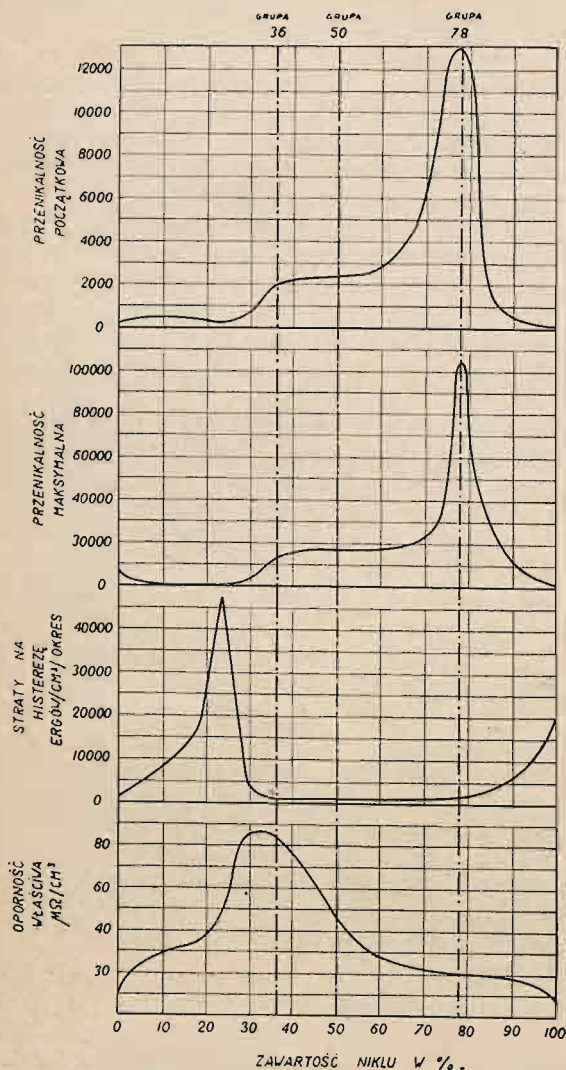
1) Grupa „78”.

Do grupy tej należą stopy zawierające około 78% niklu. Cechą charakterystyczną tej grupy jest bardzo duża przenikalność, zarówno początkowa jak i maksymalna. Poza tym stopy należące do tej grupy posiadają niewielką indukcję nasycenia, małą oporność właściwą, małą siłę koercyjną. Przebieg przenikalności w funkcji pola jest nadzwyczaj stromy (Rys. 10). Przenikalność maksymalna występuje przy bardzo małych polach, rzędu 0,04 oersteda, po czym przenikalność raptownie spada.

Wobec powyższych własności zastosowanie stopów grupy „78” ogranicza się do wypadków w których mamy do czynienia z bardzo małymi polami, a więc np. krupizacja kabli, transformatory wejściowe we wzmacniaczach częstotliwości akustycznych, transformatory międzylampowe w układach o zasilaniu równoległym, ekrany magnetyczne i t. p. W powyższych wypadkach wyzyskuje się nadzwyczaj wysoką przenikalność początkową, a nie odczuwa się raptownych zmian przenikalności w funkcji pola.

Natomiast zmiany te wykluczają stosowanie stopów grupy „78” na rdzenie pracujące w dużych polach, a prze-

de wszystkim na rdzenie do transformatorów lub dławików, przez których uzwojenie przepływa prąd pulsujący zawierający składową stałą (Rys. 12).



Rys. 13.

Przebieg charakterystycznych własności stopów żelaznikowych w zależności od procentowej zawartości niklu.

Bardzo duże zastosowanie znalazły stopy należące do tej grupy przy wyrobie rdzeni proszkowych. W rdzeniach tych nie zachodzi obawa nasycenia, ponieważ średni opór magnetyczny obwodu jest bardzo duży. Duża przenikalność początkowa stanowi tu wielką zaletę w porównaniu do stosowanych poprzednio proszków z żelaza czystego.

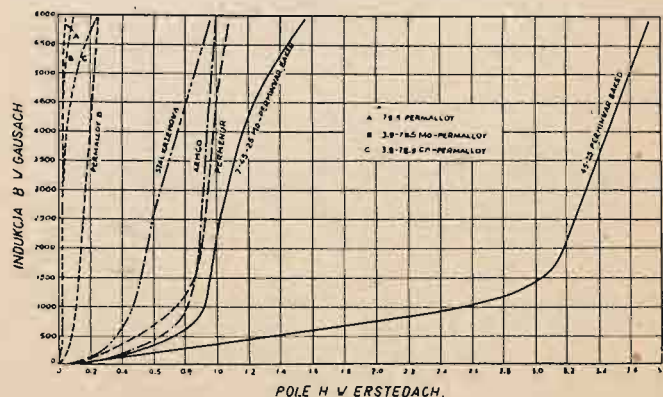
2) Grupa „50”.

Do grupy tej należą stopy zawierające mniej więcej jednakową ilość niklu i żelaza. Zaletę tych stopów stanowi znacznie większa indukcja nasycenia niż w stopach grupy „78”. Przebieg przenikalności w funkcji pola jest znacznie mniej stromy, a przenikalność maksymalna występuje przy większych polach niż w grupie poprzedniej. Wskutek tego stopy te mogą być stosowane na rdzenie do transformatorów t. zw. sieciowych pracujących przy indukcji rzędu 8 000 do 12 000 gausów, ponieważ duża przenikalność pozwala na uzyskanie odpowiedniego strumienia magnetycznego przy znacznie mniejszym przekroju rdzenia, względnie przy mniejszej ilości zwojów niż przy rdzeniach z żelaza krzemowego. Transformatory te mogą być więc mniejsze, posiadają mniejsze rozproszenia i lepszą sprawność.

Korzystnym jest również stosowanie tych stopów na rdzenie do dławików przy filtrach prostownikowych pracujących z dużą składową stałą, a więc tam gdzie stosowanie stopów grupy „78” jest wykluczone.

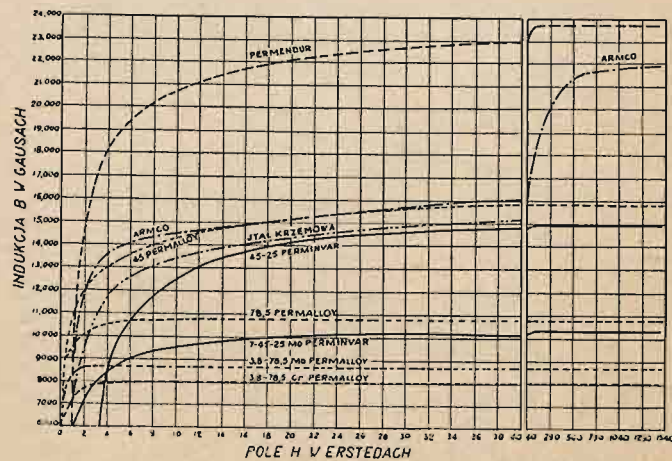
Dzięki powyższym zaletom oraz znacznie większej przenikalności, a mniejszym stratom na histerezę niż żelazo krzemowe, stopy grupy „50” znalazły bardzo duże zastosowanie w tele- i radio-technice i w bardzo wielu zastosowaniach wypierają skutecznie żelazo krzemowe.

Stopy te wyrabiane są przez szereg firm pod różnymi nazwami (Tabl. II) i różnią się głównie czystością materiałów składowych oraz starannością przygotowania. Natomiast różnice w zawartości procentowej niklu i żelaza, oraz stosowanie różnych domieszek nie posiada zasadniczego wpływu na własności magnetyczne.



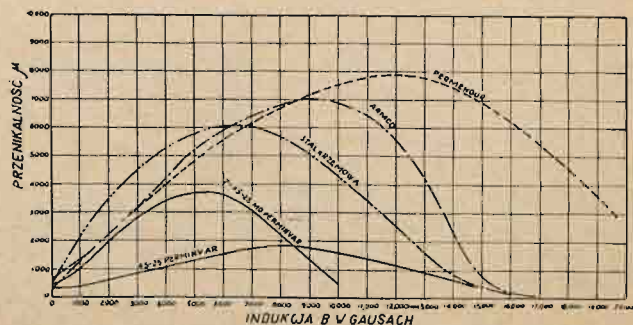
Rys. 14.

Krzywe magnesowania przy małych polach. (G. W. Elmen).



Rys. 15.

Krzywe magnesowania przy dużych polach. (G. W. Elmen).



Rys. 16.

Przenikalność statyczna w funkcji indukcji dla różnych materiałów. (G. W. Elmen).

Tabela II
Stopy żelazo-niklowe

Stopy żelazo-niklowe	Wytwórnia	Skład chemiczny w % (domieszki do żelaza)	Przenikalność (w tysiącach)				Siła koercyjna Hc oe	Indukcja nasy- cenia w kilo- gausach	Straty na histerezę		Opór elektrycz. w $\mu\Omega/\text{cm}^2$	Pozostałość magnet. w kilogausach	Źródło
			Początkowa μ_0 oe/g	Maksymalna		dynam. przy 50 ~ $B_{\text{max}} =$ 10000 g W/kg			statycz. pole petli hister. przy nas. erg/cm ² / okres				
				μ_{max} oe/g	przy H oe					przy B kilo- gaus			
Grupa 36													
Hyperm 36 . . .	Krupp	36 Ni	2,5	20	0,16	2,5	0,25	13			65		A.T.M.
Rhometal . . .	Telcon	36 Ni; 2 Cr; 1,5 Si	0,25	1,2	0,8						95		26, F, 22
Grupa 50													
Permalloy B . .	Intern. Stand.	50 Ni	2	10	0,4	4	0,5	16	0,55		45		
45-Permalloy . .	Bell. Tel. Co.	45 Ni	2,7	23			0,3	16		1200	45	8	
Anhyster D. . .	Acieries d'Imphy	50 Ni		31	0,13		0,1	16					
Permenorm 4801	Intern. Stand. Heraeus	48 Ni	2,6	19	0,24	4,5	0,2	14			58		A.T.M. 1, F. 7
Hipernik	Westinghouse	50 Ni	5	167									
"	I. G. Farben	50 Ni	5	56	0,05	2,8	0,03	16			41		
Conpernik	Westinghouse	50 Ni	1,2	15									
BR 50	Krupp	50 Ni; 1 Mn.	1,5	15	0,35	5	0,35	15			50		A.T.M. 26, F. 22
Hyperm 50 A . . .	"	50 Ni	2	40	0,1	5	0,2	15			40		"
Hyperm 50 B . . .	"	50 Ni	5	100			0,06	15			40		"
Invariant	"	50 Ni											
Nicalloi	Allegheny	47 Ni	5	32	0,12	3,3		16	0,25		45		
Laminic	Joseph Sankey	50 Ni	2,6	19,5	0,25	4,7							
Radiometal	Telcon	45 Ni; 5 Cu	2	10	0,3		0,5	16	1		55		
„2129“	"		1,6	8	0,2	6		12			80		
Grupa 78													
Permalloy C. . . .	Intern. Stand.	78,5 Ni	11,2	40	0,11	5,1	0,05	8,3	0,48	200	16	6	Stand. Heraeus
Mo-Permalloy. . .	Bell. Tel. Co.	3,8 Mo; 78,5 Ni	12	62	0,05	2,8	0,05	8		200	65	4,5	
Cr-Permalloy . . .	Bell. Tel. Co.	3,8 Cr; 78,5 Ni	10	45	0,09	4,5	0,03	8			45		Telcon ATM 1
Mumetal	Telcon Heraeus	76 Ni; 5 Cu; 2 Cr.	12	47	0,09	4,25	0,03	8			45		
"	"										90		
Stop A	"	78 Ni; 8 Cu									56	2,4	A.T.M. 42
„1040“	Siemens Halske	72 Ni; 14 Cu; 3 Mo	40	100	0,02	2	0,012	6	0,12		56		A.T.M. 1, F. F7
Megapem 4510. . .	Heraeus	45 Ni; 10 Mn	2,3	68	0,07	5	0,05	9,3			97		"
Megaperm 6510. .	Heraeus	65 Ni; 10 Mn	4,8	26	0,08	2	0,07	8,5			58		"
Różne													
45-25 Perminvar		45 Ni; 25 Co;	0,4	2			1,2	15,5		2500	19	3	
7-45-25 Mo Per- minvar		45 Ni; 25 Co; 7 Mo	0,55	3,7			0,65	10,3		2600	80	4,3	
Permendur		49 Co; 1,7 V;	0,7	7,9			1,0	24		6000	6	14	

3) Grupa „36”.

Do grupy tej należą stopy zawierające około 36% niklu. Oznaczają się one dużą opornością właściwą i wskutek tego posiadają małe straty na prądy wirowe, a więc nadają się do pracy przy wyższych częstotliwościach.

Stopy należące do tej grupy są jednak obecnie stosunkowo mało używane w praktyce.

Własności magnetyczne stopów żelazo-niklowych wyszczególnione są w tablicy II. W tablicy tej umieszczone są również stopy zawierające poza niklem jeszcze inne składniki. Stopy te zaliczone są również do trzech zasadniczych grup, ponieważ ich własności magnetyczne odpowiadają przeważnie własnościom charakterystycznym dla tych grup.

Krzywe magnesowania podane na rysunkach 14, 15 i 16 pozwalają porównać własności stopów żelazo-niklowych z własnościami innych stopów magnetycznych oraz z żelazem.

Przeгляд najważniejszych stopów żelazo-niklowych produkowanych na użytek techniczny.

Najbardziej charakterystycznymi i najdawniej znanymi stopami żelazo-niklowymi są stopy zwane „Permalloy”. Stosownie do podanego poprzednio podziału stopów magnetycznych żelazo-niklowych rozróżniamy dwie grupy Permalloy'u:

„Permalloy 78,5”, oraz Permalloy 50”: (5) (28) (30) (31) (32) (33).

„Permalloy 78,5” zawiera 78,5% niklu i znany jest również pod nazwą „Permalloy C”. Charakteryzuje go bardzo wysoka przenikalność początkowa: 10.000 g'oe. i maksymalna: 100.000 g'oe. Przenikalność maksymalna występuje już przy bardzo małych polach, rzędu 0,04 oersteda. Jest to więc materiał typowy grupy 78, nasycający się bardzo wcześnie i nie nadający się do pracy ze składową stałą.

Permalloy chromowy: „3,8 - 78,5 Cr-Permalloy” i permalloy molibdenowy: „3,8 - 78,5 Mo Permalloy” należą do tej samej grupy co permalloy 78,5. Posiadają one domieszkę chromu względnie molibdenu w celu zwiększenia oporu elektrycznego, a tym samym zmniejszenia strat na prądy wirowe.

Dzięki tym domieszkom opór permalloy'u wynoszący 18 $\mu\Omega/\text{cm}^2$ wzrasta powyżej 60 $\mu\Omega/\text{cm}^2$.

Przenikalność początkowa tych stopów zależy w bardzo dużym stopniu od procentowej zawartości chromu lub molibdenu. Najwyższa przenikalność początkowa występuje przy zawartości 3,8% molibdenu (powyżej 20 000 g'oe), oraz 3,8% chromu (powyżej 12 000 g'oe), przy czym wartość 3,8% jest bardzo krytyczna. Dotyczy to materiału wyżarzonego. Natomiast dla materiału wy-

grzanego (patrz: Obróbka Termiczna) najwyższą przenikalność początkową osiąga się dla domieszki 1,8% molibdenu (16 000 g/oe) lub 2,3% chromu (17 000 g/oe).

Domieszki chromu i molibdenu zmniejszają przenikalność maksymalną i indukcję nasycenia.

Permalloy należący do grupy „50” nazwano „Permalloy B”, albo „50 Permalloy”. Do grupy tej można zaliczyć również „45 Permalloy” stosowany przeważnie w Ameryce i posiadający 45% niklu i 55% żelaza.

Stopy te posiadają wyszczególnione poprzednio własności grupy „50”.

„45 Permalloy” posiada indukcję około 15 500 gausów przy 20 oerstedach, a więc znacznie większą od „78 Permalloy'u” (10 800 gausów) i zbliżoną do indukcji żelaza „Armco”. Przenikalność początkowa wynosi 2 700 g/oe a maksymalna 23 000 g/oe.

Stop ten jest bardzo odpowiedni dla rdzeni pracujących przy indukcji 8 000 do 12 000 gausów, a więc np. dla transformatorów sieciowych, które mogą posiadać znacznie mniejsze wymiary i straty niż przy zastosowaniu żelaza krzemowego.

Oporność elektryczna $45 \mu\Omega/\text{cm}^3$ zapewnia małe straty na prądy wirowe.

Firma „Telcon” (Telegraph Construction and Maintenance Co. Ltd) w Greenwich pod Londynem wyrabia cztery następujące stopy żelazo-niklowe: (34).

„Mu-metal” odpowiadający „78 Permalloy” lecz zawierający domieszkę 5% miedzi, 1,6% chromu i 0,5% manganu.

Stosuje się do krapupiacji kabli, na rdzenie do przekładników telegraficznych, oraz do transformatorów bez składowej stałej, na ekrany magnetyczne np. przy oscylografach katodowych i t. p.

„Radio-metal” odpowiadający „45 Permalloy” ale zawiera jeszcze 5% miedzi; należy do grupy „50”

„Rho-metal” zawiera 36,5% niklu, 1,3% krzemu, 2% chromu i 0,5% manganu, odznacza się dużym oporem elektrycznym około $95 \mu\Omega/\text{cm}^3$ i stosuje się w postaci cienkiej taśmy na rdzenie toroidalne przeznaczone do pracy przy wyższych częstotliwościach. Należy do grupy „36”.

„2129” przeznaczony specjalnie do ekranowania magnetycznego, znacznie tańszy od „Mu-metalu”.

Firma „Heraeus Vacuumschmelze” w Hanau am Main wyrabia szereg stopów wytapianych w próżni, a więc odznaczających się czystością. Między innymi wyrabia ona również: Permalloy C, Mu-metal, Permenorm 4801, odpowiadający Permalloy'owi B a więc należący do grupy „50”, oraz analogiczny stop z niklu i żelaza karbonylkowego — najczystszy obecnie stop żelazo-niklowy znajdujący się w handlu.

Firma ta wyrabia również stopy Megaperm 6510 i Megaperm 4510 zawierające 65%, względnie 45% niklu i 10% manganu. Własności tych stopów zostały odkryte przez Gumlicha i stanowią własność Deutsch-Atlantische Telegraphengesellschaft (32).

Firma Krupp w Essen wyrabia stopy grupy „50”: BR 50 oraz w lepszym gatunku Hyperm 50 A i B. poza tym firma ta wyrabia jeszcze stopy grupy 36: Hyperm 36. (35) *).

Nazwę Hypernik zastosował po raz pierwszy do stopów żelazo-niklowych Dr. T. D. Yensen z firmy Westinghouse Electric Co. (33).

*) Firma Krupp wyrabia również żelazo krzemowe w najwyższym gatunku z żelaza karbonylkowego pod nazwą Permax 4.

Nazwa ta jest stosowana w Ameryce do stopów grupy „50”.

Również firma Interessen Gemeinschaft Farben (I. G. Farben A. G.) w Opawie wyrabia stopy grupy „50” z żelaza i niklu karbonylkowego.

Firma Allegheny Steel Co. w Pensylwanii wyrabia stop grupy „50” pod nazwą Nicaloi. Jest to stop stosunkowo tani przeznaczony na szeroki zbyt i nie odznaczający się specjalną czystością materiału. (37).

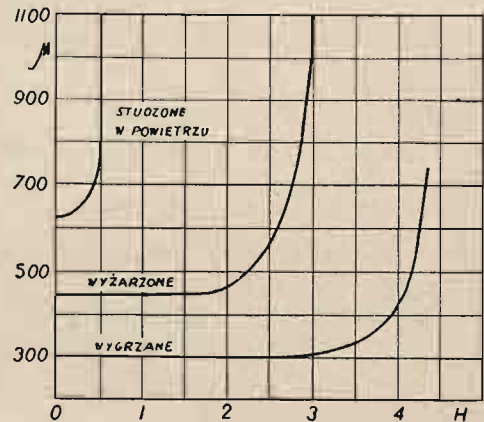
Conpernik wyrabiany w Stanach A. P. posiada ten sam skład chemiczny co Hipernik, ale dzięki odpowiedniej obróbce termicznej przebieg przenikalności w funkcji indukcji jest bardziej równomierny i straty na histerezę są znacznie mniejsze. (33).

Firma Siemens i Halske wyrabia stop posiadający największą przenikalność początkową osiągniętą obecnie dla materiału wyrabianego na skalę przemysłową. Stop ten odznaczony jest liczbą „1040”; jego przenikalność początkowa osiąga nadzwyczaj wysoką wartość — 40.000 g/e. Inne własności podobne są do własności Mu-metalu.

Daje się on łatwo walcować i nie podlega starzeniu. Skład chemiczny stopu „1040” jest następujący: 72% Ni; 11% Fe; 14% Cu; 3% Mo; (39).

Perminvar jest to nazwa stosowana do grupy stopów potrójnych żelazo-niklowo-kobaltowych o własnościach odmiennych niż stopy opisywane poprzednio. (29) (30) (31) (38).

Charakterystyczną cechą tych stopów jest stałość przenikalności w funkcji pola w zakresie od 0 do około 3 oerstedów (Rys. 17), a więc w zakresie, w którym przenikalności wszystkich innych stopów podlegają bardzo dużym zmianom, przechodząc przez maksimum i opadając do małych wartości.



Rys. 17.

Przenikalność Perminvaru w funkcji pola przy różnych rodzajach obróbki termicznej.

Następną zaletą Perminvaru są niezmiernie małe straty na histerezę w zakresie od 0 do 2,5 oerstedów, co odpowiada zakresowi indukcji od 0 do 800 gausów. Pętla histerezy w tym zakresie tworzy linię prostą. (Rys. 18).

Dopiero przy polach większych od 2,5 oe. gałęzie pętli zaczynają się rozchodzić i pojawia się właściwa pętla, której powierzchnia rośnie bardzo szybko w funkcji pola. (Rys. 18).

Bardzo charakterystyczną cechą Perminvar'u jest niezwykle, zwężony w środku, kształt pętli histerezy dla większych pól.

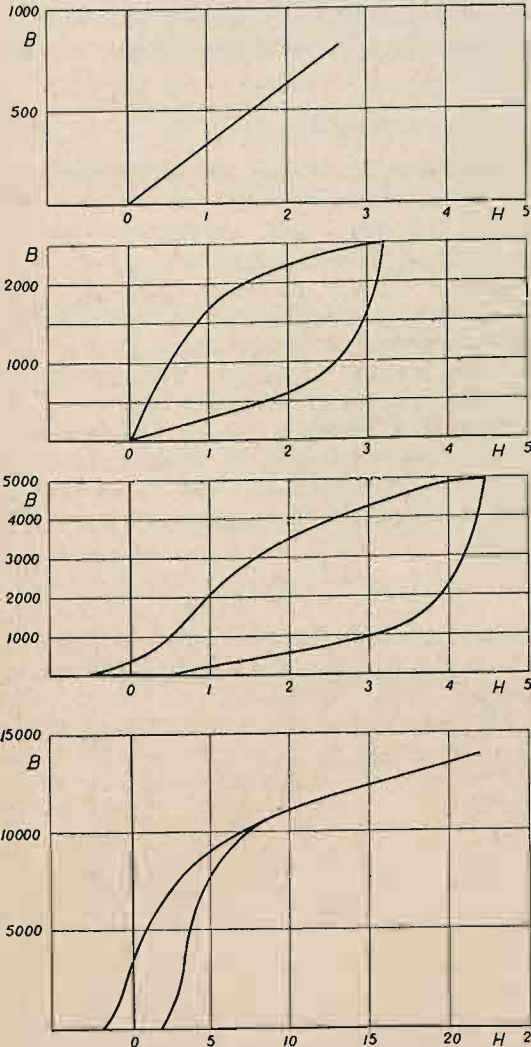
Dla pętli odpowiadających $B_{\max} \leq 5000$ gausów, oraz $H_{\max} \leq 32$ oerstedów obydwie gałęzie pętli stykają

się jeszcze w środku i przechodzą przez 0 układu. Siła koercyjna jest więc praktycznie równa zeru.

Dla pól powyżej 3,2 oe krzywe $B = f(H)$ nie przechodzą już przez 0 układu.

Własności Perminvar'u zależą bardzo od obróbki termicznej. Powyższe dane dotyczą materiału „wygrzanego” przez 24 godziny w temp. 425°C.

Najlepiej zbadanymi stopami z grupy Perminvar'u są: „45-25 Perminvar” zawierający 45% niklu i 25% kobaltu, posiadający powyżej opisane własności oraz „7-45-25 Mo-Perminvar” zawierający 7% molibdenu, 45% niklu i 25% kobaltu.



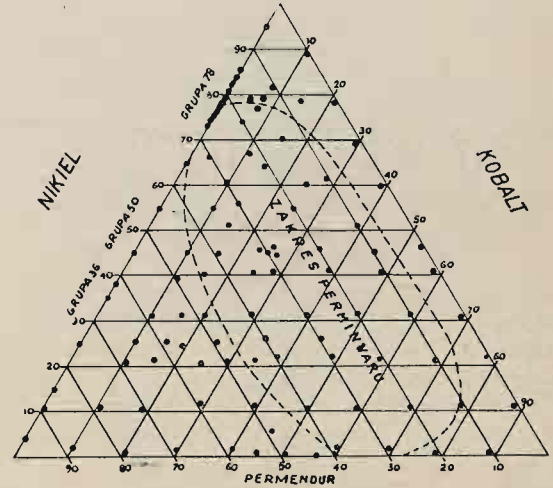
Rys. 18.

Pętle histerezy Perminvaru „wygrzanego” dla różnych wartości H_{max} .

Dodatek molibdenu stosuje się w celu powiększenia oporu elektrycznego. Opór ten dla Perminvar'u 45-25 wynosi 18 Ω/cm^2 , a dla Perminvar'u 7-45-25 powiększa się do 80 Ω/cm^2 . Natomiast inne własności ulegają nieznacznym zmianom. (30) (38).

Własności Perminvar'u zostały odkryte i zbadane przez G. W. Elmena z Bell Teleph. Co. (28) (38) w roku 1921. Niezwykły kształt pętli histerezy przy większych polach i wyjątkowo małe straty na histerezę przy małych polach wzbudziły zainteresowanie zarówno w świecie techniki, jak i w świecie naukowym, ponieważ były to nowe, niewyjaśnione jeszcze teoretycznie, własności ferro-magnetyczne.

Rozmiary badań przeprowadzonych przez Elmena nad własnościami stopów żelazo-nikielowo-kobaltowych dowodzą jak duże znaczenie przywiązywano do własności tych stopów. Wykonano około 125 próbek stopów o różnych zawartościach poszczególnych składników (Rys. 19). Większość z tych próbek powtórzono dla zbadania

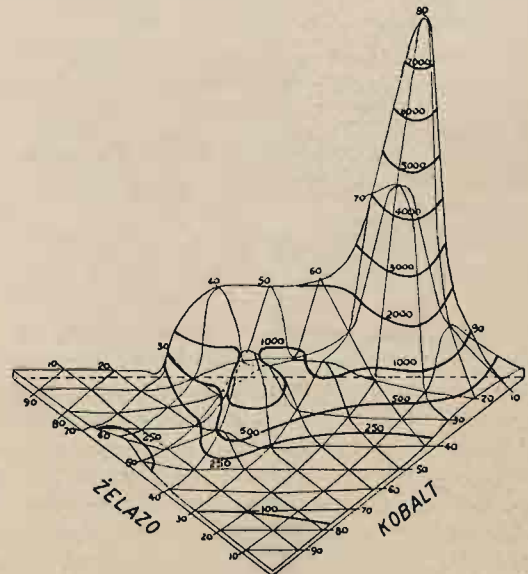


ŻELAZO

Rys. 19.

Trójkąt stopów żelazo-nikiel-kobalt. (29). Punktami oznaczono próbki wykonane przez Elmena.

ich własności przy różnych obróbkach termicznych. Wreszcie zmierzono własności magnetyczne każdej próbki i wykonano trójwymiarowe wykresy przebiegu każdej z tych własności w zależności od składu chemicznego.



Rys. 20.

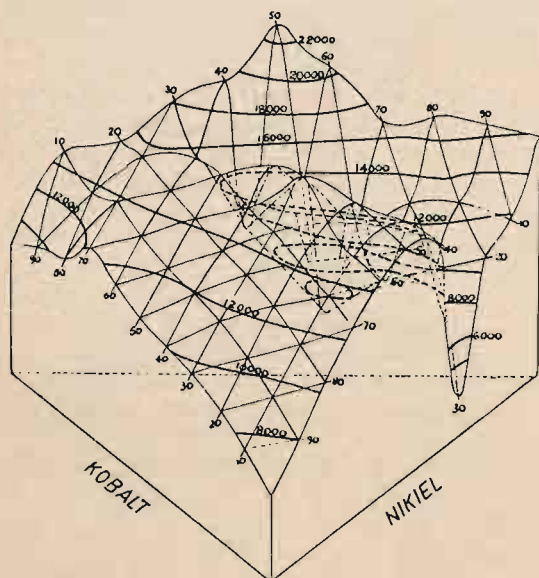
Przenikalność początkowa stopów żelazo-nikiel-kobalt. (29).

Dla przykładu podajemy dwa takie wykresy (Rys. 20) (Rys. 21).

Obróbka termiczna stopów żelazo-niklowych.

Przy badaniu stopów żelazo niklowych G. W. Elmen wypróbował wiele rodzajów obróbki termicznej i w wyniku tych prób wybrał trzy rodzaje obróbki, dające najlepsze wyniki zależnie od warunków. (29).

Wszystkie trzy rozpoczynają się od wyżarzenia w retorcie z nichromu w temperaturze 900° — 1000°C w przeciągu 1 godziny. Następnie piec wyłącza się i pozostawia do ostygnięcia. Szybkość stygnięcia wynosi około 1,5°C na minutę. Czas stygnięcia — około 10 godzin.



Rys. 21.

Indukcja magnetyczna przy $H = 50$ erst. stopów żelazo-nikiel-kobalt. (29).

Materiał poddany tylko temu procesowi będziemy nazywali wyżarzonym.

Materiał wyżarzony, poddany ponownemu ogrzewaniu w temperaturze 600° przez 16 minut, potem wyjęty z pieca, umieszczony na chłodnej płycie miedzianej i szybko ostudzony w powietrzu, będziemy nazywać „studzony w powietrzu”.

Wreszcie materiał wyżarzony umieszczony na przeciąg 24 godzin w piecu o temperaturze 425° będziemy nazywali „wygrzanym”.

Powyższe trzy rodzaje obróbki termicznej z nieznacznymi odmianami stosowane są ogólnie do stopów żelazo niklowych.

Bardzo korzystnie wpływa stosowanie do wyżarzania pieców wypełnionych wodorem, oraz pieców próżniowych.

Wybór rodzaju obróbki termicznej zależy od stopu oraz od własności jakie chcemy uzyskać. Rysunek 22-gi wskazuje w jak dużym stopniu przenikalność początkowa zależy od rodzaju obróbki termicznej, szczególnie dla stopów grupy 78. Z rysunku tego widać, że studzenie w powietrzu jest bardzo korzystne jeżeli chodzi o uzyskanie jak największej przenikalności początkowej. Natomiast dla uzyskania możliwie równomiernego przebiegu przenikalności w funkcji pola należy stosować samo wyżarzanie.

INNE STOPY MAGNETYCZNIE MIĘKKIE.

Permendur.

Jest to stop zawierający 50% żelaza i 50% kobaltu, który odznacza się bardzo dużą indukcją nasycenia, dochodzącą do 23 500 gausów. Drugą zaletą tego stopu jest stosunkowo duża przenikalność w zakresie dużych indukcji. Na przykład przy $B = 20\ 000$ g przenikalność wynosi około 2 500 g/oe, podczas gdy nawet żelazo „Armco” posiada przy tej indukcji przenikalność 70 g/oe, a ze-

lazo krzemowe i wszystkie inne materiały — znacznie mniejszą.

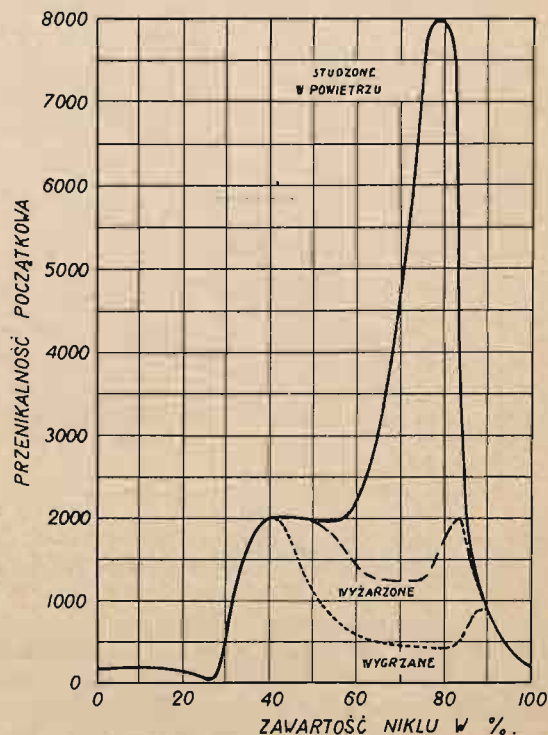
Stop ten utrzymuje również stosunkowo wysoką przenikalność roboczą przy nasycaniu składową stałą. Naprzykład przy nasyceniu do 10 oerstedów pola stałego przenikalność robocza permendur'u wynosi jeszcze około 200 g/oe., a więc jest 8 razy większa od przenikalności roboczej żelaza „Armco” przy tym nasyceniu. Stąd też pochodzi nazwa „Permendur” od słowa „endur” — wytrzymać.

Permendur czysty jest bardzo kruchy, co ogromnie utrudnia walcowanie na blachy. Wadę tę usuwa domieszka 1,7% wanadu, która nie ma szkodliwego wpływu na własności magnetyczne stopu, a natomiast podnosi czterokrotnie jego oporność właściwą, mianowicie z 6 na 24 $\mu\Omega/\text{cm}^3$ (30).

Stopy ferromagnetyczne ze składników niemagnetycznych

W roku 1898 Fr. Heusler odkrył, że stop manganu z cyną posiada wyraźne własności ferromagnetyczne. Dalsze badania Heuslera i jego współpracowników wykazały, że cały szereg stopów manganu posiada własności ferromagnetyczne, które najsilniej występują w stopach: mangan - aluminium - miedź, oraz mangan - miedź - cyna. Stopy te nazywane są zwykle stopami Heuslera. Indukcja nasycenia dochodzi w nich do 5 000 gausów, a więc wynosi około $\frac{1}{4}$ indukcji nasycenia żelaza.

Według Mac Taggarta (40) najsilniejsze własności ferromagnetyczne występują w stopie o następującym składzie: Mn — 28,6%; Al — 14,3%; Cu — 57,1%. Natomiast według Heuslera najsilniejsze własności ferroma-



Rys. 22.

Przenikalność początkowa stopów żelazo-niklowych w funkcji procentowej zawartości niklu przy różnych rodzajach obróbki termicznej (29).

gnetyczne posiada stop: Mn — 25%; Al — 12,5%; Cu — 62,5%; który zawiera poszczególne składniki w stosunku odpowiadającym ich ciężarom atomowym. (41).

Własności magnetyczne stopów Heuslera zależą bardzo od obróbki termicznej. Naprzykład stop mangan-

aluminium-miedź po zahartowaniu z temperatury 600° nie posiada własności magnetycznych; po długotrwałym odpuszczeniu w temperaturze 100° nabiera własności materiału magnetycznie miękkiego ($H_c = 0,5 \text{ e}$) a po odpuszczeniu w temperaturze 150° staje się materiałem magnetycznie twardym: ($H_c = 200 \text{ e}$) (43).

Stopy Heuslera nie znalazły dotychczas zastosowania praktycznego w elektrotechnice.

MATERIAŁY PROSZKOWE

Rdzenie proszkowe stosowane są zasadniczo do dwóch celów, a mianowicie: do cewek lub transformatorów wysokiej częstotliwości, używanych w radiotechnice, oraz do cewek pupinowskich. Zależnie od przeznaczenia rdzenie te muszą odpowiadać następującym warunkom:

Rdzenie do cewek wysokiej częstotliwości muszą posiadać możliwie małe straty na prądy wirowe, oraz małe straty dielektryczne, natomiast straty na histerezę i opóźnienie magnetyczne nie grają tu prawie żadnej roli, ponieważ stanowią one zaledwie ułamek procentu całkowitych strat w cewce.

W rdzeniach do cewek pupinowskich straty na histerezę odgrywają zasadniczą rolę nie tylko ze względu na stratę mocy, a więc zwiększanie tłumienia obwodów, ale również z powodu wprowadzania nieliniowości, która jest ściśle związana z kształtem pętli histerezy. Nieliniowość wprowadzana przez rdzenie cewek pupinowskich jest bardzo szkodliwa, gdyż powoduje ona zniekształcenia, przesłuchy na liniach symultanizowanych w postaci t. zw. „zjawiska trzepotania” (Flattereffekt) i t. p.

Straty na prądy wirowe przy częstotliwościach akustycznych są dla większości materiałów stosowanych do cewek pupinowskich znacznie mniejsze od strat na histerezę.

Dodatkowym warunkiem stawianym rdzeniom na cewki pupinowskie jest stabilność magnetyczna, wyrażająca się procentową zmianą indukcyjności cewki przed i po przepuszczeniu przez jej uzwojenia prądu stałego o pewnym określonym natężeniu. Straty dielektryczne w rdzeniach cewek pupinowskich nie grają prawie żadnej roli.

Jak widać — różnice własności pomiędzy powyższymi dwoma rodzajami rdzeni są dość znaczne. Wskutek tego zarówno sposób fabrykacji jak i stosunek zawartości cząstek metalicznych do masy izolacyjnej dla rdzeni pupinowskich i dla rdzeni do celów radiotechnicznych — różnią się znacznie pomiędzy sobą.

Pomysły stosowania rdzeni magnetycznych z materiałów ferromagnetycznych sproszkowanych i zmieszanych z materiałem izolacyjnym sięgają końca dziewiętnastego wieku. Wzmianki o takich rdzeniach spotyka się już w roku 1870, a w latach 1886 i 1900 udzielone były patenty na podobny materiał. Rozwój produkcji rdzeni proszkowych rozpoczyna się od roku 1900 w związku z rozwojem produkcji cewek pupinowskich. Rdzenie stosowane do tych cewek zawierały sproszkowane miękkie żelazo, którego cząstki pokrywano szelakiem przez zanurzenie w roztworze szelaku w spirytusie i wysuszeniu. Następnie proszek ten prasowano w odpowiednich formach pod ciśnieniem 14 000 kg/cm w celu otrzymania rdzeni żądanego kształtu (55). Inna metoda polegała na izolowaniu powierzchniowym cząstek przez utlenienie, a następnie zmieszaniu ich z materiałem wiążącym izolacyjnym i prasowaniu.

Dużym krokiem naprzód było zastosowanie do produkcji tych rdzeni proszków z Permalloy'u C, co pozwo-

liło na wybitne zmniejszenie wymiarów cewek wraz z polepszeniem ich własności magnetycznych. Rdzenie takie posiadają przenikalność rzędu 100 g/e i odpowiadają całkowicie warunkom wymaganym przy wyrobie cewek pupinowskich. Są one obecnie bardzo szeroko stosowane do tego celu.

Dopiero od paru lat niektóre firmy zaczęły stosować rdzenie taśmowe z materiałów anizotropowych, znacznie tańsze od rdzeni proszkowych.

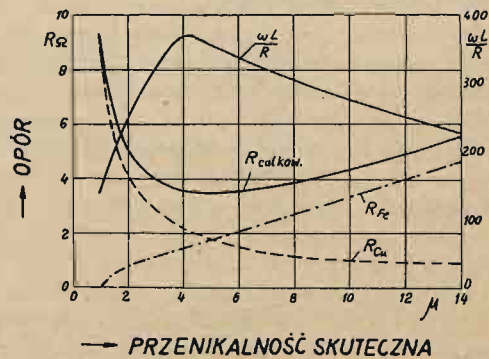
Rdzenie stosowane do cewek pupinowskich, wykazują silny wzrost strat na prądy wirowe w funkcji częstotliwości z powodu stosunkowo dużej zawartości żelaza. Wskutek tego nie mogą one być stosowane do cewek wysokiej częstotliwości.

Rdzenie do cewek wysokiej częstotliwości.

Jedną z podstawowych korzyści zastosowania rdzeni do cewek wysokiej częstotliwości jest znaczne zmniejszenie ilości zwojów i połączone z tym zmniejszenie strat w miedzi. Straty na prądy wirowe w rdzeniu muszą być więc wielokrotnie mniejsze od uzyskanego zmniejszenia strat w rdzeniu, gdyż w przeciwnym wypadku zastosowanie rdzeni proszkowych nie miałyby racji bytu. Ponieważ zaś straty na prądy wirowe rosną z kwadratem częstotliwości, więc przy częstotliwościach rzędu megacykli cząstki żelaza muszą posiadać bardzo małe wymiary i muszą być doskonale izolowane pomiędzy sobą.

Dla określonego gatunku proszku przenikalność skuteczna rdzenia będzie tem większa im większa jest zawartość proszku w stosunku do masy wiążącej. Jednocześnie jednak wzrastają straty na prądy wirowe wskutek większej masy żelaza.*) Wobec tego istnieje pewne optimum zawartości żelaza zależne od wymiarów jego cząstek oraz od przenikalności magnetycznej i oporu elektrycznego. Optimum zawartości żelaza odpowiada z kolei pewnemu optimum przenikalności magnetycznej skutecznej rdzenia.

Zależność strat w rdzeniu i w miedzi od przenikalności skutecznej rdzenia, a więc i od procentowej zawartości żelaza w rdzeniu przedstawiona jest na rysunku 23-cim dla rdzeni „Sirufer”. Optimum przenikalności wynosi w tym wypadku 4. Jak widać, wartość ta jest dość krytyczna dla współczynnika przepięcia, który osiąga wartość: $Q = \frac{\omega L}{R} = 370$, a mniej krytyczna dla oporu rzeczywistego. (44) (45).



Rys. 23.

Przebieg strat w miedzi, strat w rdzeniu, sumy tych strat, oraz współczynnika przepięcia cewki nawiniętej na rdzeniu proszkowym z „Siruferu” typu H licą 20 × 0,05 mm. przy L = 0,2 mH. i f = 1 000 Kc. (wg. Weisa).

*) Aby straty na prądy wirowe były dostatecznie małe opór elektryczny rdzenia powinien wynosić conajmniej 50 MΩ/cm³

Indukcyjność cewek z rdzeniami proszkowanymi powinna ulegać jaknajmniejszym zmianom pod wpływem składowej stałej płynącej przez cewkę. W przeciwnym wypadku naprzykład zmiany płynącego przez uzwojenia cewki prądu anodowego lampy powodowałyby zmiany indukcyjności cewek i rozstrajanie obwodów.

W cewkach obecnie używanych maksymalne zmiany przenikalności przy nasycaniu prądem stałym są rzędu około 0,2%, przytem przenikalność najprzód wzrasta, a następnie maleje przechodząc przy pewnej wartości prądu stałego ponownie przez wartość początkową. W warunkach pracy odbiorników radiowych zmiany przenikalności nie przekraczają zwykle 0,05%, co w większości wypadków jest bez znaczenia. (44)

Spółczynnik cieplny przenikalności posiada duże znaczenie przy wszystkich niemal zastosowaniach cewek. Zależy on przede wszystkim od współczynnika cieplnego rozszerzalności masy izolacyjnej, od którego zależą zmiany wzajemnej odległości cząstek żelaza. Należy więc stosować masy wiążące o jaknajmniejszym cieplnym współczynniku rozszerzalności. W cewkach obecnie używanych współczynnik cieplny przenikalności jest zwykle ujemny i wynosi około: $\Delta \mu / \mu = 0,05\%$ na każde 10°C

Trwałość rdzeni i wytrzymałość na zmiany temperatury zależy również od materiału wiążącego. Nie może on ulegać zmianom chemicznym w czasie i musi być chemicznie neutralny w stosunku do żelaza. Poza tem nie może być higroskopijny, nie może podlegać zmianom strukturalnym w czasie i powinien być dość wytrzymały mechanicznie. Pożądana jest możliwość obróbki mechanicznej i wytrzymałość na temperatury rzędu 70°C .

Straty w dielektryku i pojemność własna cewki zależą w pewnym stopniu od materiału rdzenia. Wyrabiane są obecnie rdzenie, w których jako masa wiążąca zastosowane są materiały ceramiczne o bardzo małych stratach w dielektryku.

Większą rolę od rdzenia gra tutaj szpulka, na której nawinięte jest uzwojenie cewki. Szpulki te wyrabiane są zwykle z trolitulu, mającego jak wiadomo bardzo małe straty dielektryczne przy wysokich częstotliwościach. Szpulki będące w handlu posiadają przegródki umożliwiające nawijanie sekcyjne w celu zmniejszenia pojemności własnej uzwojeń. Naprzykład cewka której wartości podane są na rysunku 23 posiada pojemność własną około $4 \mu\text{F}$, a kął stratności tej pojemności wynosi około 10^{-3}

Wyrób rdzeni proszkowych.

Próby wyrobu rdzeni proszkowych do cewek wysokiej częstotliwości prowadzone były od dość dawna. Jednakże produkcję takich rdzeni na szerszą skalę rozpoczęto dopiero w roku 1932. Firma Görler zaczęła produkcję rdzeni według bardzo pomysłowej metody wynalezionej przez Hansa Vogt'a, a wkrótce potem szereg firm rozpoczął wyrabiać cewki innymi metodami.

Obecnie stosowane są trzy zasadnicze sposoby wyrobu rdzeni proszkowych:

a) **Prasowanie rdzeni:** Proszek żelazny wymieszany z płynnym materiałem izolacyjnym suszy się w odpowiedni sposób w celu otrzymania mieszaniny złożonej z cząstek żelaza pokrytych izolacją i materiału izolacyjnego, również w postaci proszku. Mieszaninę tę prasuje się w formach stalowych pod ciśnieniem 10 do 20 ton/cm², otrzymując rdzenie żadanego kształtu. Jako materiał izolacyjny stosuje się różne gatunki laki, oraz szkło wodne.

Do rdzeni prasowanych stosowane bywają również materiały izolacyjne nierozpuszczalne jak np. proszki

szklane, kwarcowe, a nawet drewniane w postaci bardzo drobnego pyłu. Materiały te wymieszane zostają z proszkiem żelaznym oraz z masą wiążącą np. z klejami organicznymi lub nieorganicznymi, jak dekstryna, guma arabska i t. p.

Bardzo często stosowane są do wyrobu rdzeni proszkowych żywice sztuczne np. bakelit. W tym wypadku rdzenie są po wykonaniu ogrzewane w temperaturze około 180° w celu nadania bakelitowi trwałej postaci C. Rdzenie takie są bardzo wytrzymałe mechanicznie, ale dają się z trudnością obrabiać.

b) **Odlewanie rdzeni:** Jest to proces znacznie łatwiejszy i tańszy od poprzedniego gdyż nie wymaga stosowania kosztownych pras i form. Proszek żelazny miesza się z materiałem izolacyjnym o dostatecznie niskim punkcie topliwości, ogrzewa się powyżej tego punktu i płynną masę wlewa się do form. Formy te mogą być wykonane w sposób tani, podczas gdy do prasowania rdzeni niezbędne są bardzo kosztowne formy stalowe mogące wytrzymać wielkie ciśnienia stosowane przy tym procesie. Jako materiał izolacyjny przy rdzeniach odlewanych stosuje się woski o odpowiednio dobranym punkcie topliwości. Tak zwane woski twarde nadają się bardzo dobrze do tego celu. Punkt topliwości tych wosków znajduje się około 130°C ., co zapewnia rdzeniom dostateczną wytrzymałość na temperaturę w której one zwykle pracują.

Przy odlewaniu rdzeni cząsteczki żelaza, znacznie cięższe od materiału izolacyjnego, mogą opaść na dno formy, powodując niejednorodność rdzenia i wzrost strat na prądy wirowe. Dla uniknięcia tego, stosuje się formy chłodzone, w których masa wlewana bardzo prędko ostyga.

Ze względu na płynność masy w chwili odlewu, musi ona zawierać stosunkowo dużą ilość materiału izolacyjnego. Z tego powodu rdzenie odlewane posiadają mniejszą przenikalność od rdzeni prasowanych. (44).

c) **Metoda Hansa Vogta.** Metoda ta pozwala na równomierne rozłożenie cząstek żelaznych w całej masie rdzenia. Proszek żelazny nasypuje się bardzo cienką warstewką na taśmę papierową powleczoną rzadkim roztworem materiału izolacyjnego. Taśma ta przesuwa się wewnątrz solenoidu zasilanego prądem stałym. Cząstki żelaza magnesuują się w zgodnym kierunku i odpychają się wzajemnie, co zapobiega tworzeniu się zwartych grudek żelaza. Nakładając na siebie większą ilość takich taśm i sprasowując je razem otrzymuje się płyty dające się obrabiać. Materiał magnetyczny otrzymany w powyższy sposób otrzymał nazwę: „Ferrokart”. Wyrób tego materiału rozpoczęła firma Görler w roku 1932. (46).

Poza opisanymi powyżej metodami wyrobu rdzeni wyrabiane są również rdzenie, w których jako masa wiążąca stosuje się materiały ceramiczne o bardzo małych stratach dielektrycznych. (51).

Rdzenie ukazujące się na rynku w stanie gotowym do użytku wyrabiane są w postaci walców, szpułek, kubków, cylindrów i t. d. i dostarczane przez firmy razem ze szpulką z materiału izolacyjnego, na której nawija się uzwojenie. Większość rdzeni zaopatrzona jest w śrubę prasowaną z tego samego materiału magnetycznego pozwalającą na dokładną regulację indukcyjności cewki w granicach $\pm 10\%$.

Przenikalność tych rdzeni wynosi od 4 do 20 zależnie od stosunku zawartości żelaza do materiału wiążącego.

Najbardziej znane na rynku polskim są rdzenie „Ferrokartowe”, oraz rdzenie wyrabiane przez firmę Siemens

pod nazwą „Sirufer” oraz przez firmę Dralowid pod nazwą „Draloperm”.

Proszki stosowane do rdzeni są wyrabiane albo z żelaza czystego, albo ze stopów żelazo-niklowych np. grupy 78, jak Permalloy C. W celu otrzymania dostatecznie małych cząstek żelaza stosuje się różne sposoby mechaniczne lub chemiczne.

Jeden ze sposobów mechanicznych polega na zastosowaniu dwóch wentylatorów bardzo dużej mocy skierowanych przeciwsobnie. Wentylatory te umieszczone są po dwóch stronach komory, do której wsypuje się drobno pokrajany drut żelazny. Kawałki drutu porwane przez bardzo silne wiry powietrzne tworzące się w komorze zderzają się i miażdżą wzajemnie, dzięki czemu unika się obcych przymieszek, które są nieuniknione w młynie kulowym lub walcowym. (49).

Bardzo szeroko stosowane jest mielone żelazo elektrolityczne. Dla otrzymania możliwie kruchego żelaza stosuje się odpowiednią gęstość prądu. (1,3 Amp dm^2), oraz utrzymuje się kwaśność elektrolitu przez dodawanie kwasu siarczanego w czasie elektrolizy (49).

Proszki otrzymywane w młynach posiadają cząstki o ostrych brzegach, które przy prasowaniu rdzenia mogą przeciąć warstwę izolacji i zwierać się z sąsiednimi cząstkami. W ten sposób mogą powstać zamknięte obwody prądów wirowych, powiększając straty w sposób nie-dopuszczalny.

Wady tej nie posiadają proszki otrzymywane przy pomocy procesu karbonylkowego.

Jest to najbardziej nowoczesny sposób otrzymywania proszku żelaznego lub niklowego, stosowany mniej więcej od roku 1927.

Karbonylek żelaza $\text{Fe}(\text{CO})_5$, w temperaturze pokojowej ma postać żółtego gazu, który paruje w temperaturze 103° , a przy dalszym ogrzewaniu dysocjuje na tlenek węgla i żelazo metaliczne wydzielające się w postaci kuleczek o średnicy od $0,5 \mu$ do 5μ .

Tak małe wymiary i kształt kulisty cząstek są nadzwyczaj pożądane przy wyrobieniu rdzeni proszkowych, a ponieważ żelazo otrzymywane w ten sposób jest bardzo czyste, więc proces karbonylkowy stanowi idealny sposób otrzymywania proszku na rdzenie magnetyczne.

Przy pomocy procesu karbonylkowego można również otrzymywać proszki niklowe i żelazo-niklowe. (49).

MATERIAŁY MAGNETYCZNE ANIZOTROPOWE.

Własności magnetyczne materiałów ferromagnetycznych „miękkich” nie są na ogół zależne od kierunku pola magnetycznego. Można bowiem przyjąć, że materiały te składają się z wielkiej ilości elementarnych cząstek magnetycznych rozmaicie zorientowanych, wobec czego w sumie posiadają one jednakowe własności magnetyczne we wszystkich kierunkach.

Dotyczy to jednak tylko materiałów, w których nie występują żadne naprężenia mechaniczne, a więc np. materiałów starannie wyżarzonych.

Z chwilą pojawienia się naprężeń mechanicznych, występujących w pewnym określonym kierunku, — własności magnetyczne również stają się kierunkowe — materiał staje się magnetycznie anizotropowy.

Blachy ze stopów magnetycznych przed wyżarzeniem, posiadają na ogół dość wyraźną anizotropię, wskutek naprężeń wywołanych przez walcowanie. Przenikalność magnetyczna tych blach jest w kierunku walcowania inna niż w kierunku prostopadłym. Po wyżarzeniu różnica ta zanika.

Anizotropia występuje tem wyraźniej im bardziej prawidłowa jest budowa krystaliczna materiału. Dlatego też w celu uzyskania silnej anizotropii należy przede wszystkim uzyskać jak najbardziej prawidłową budowę krystaliczną materiału. Uzyskuje się to przez odpowiednią obróbkę termiczną i mechaniczną, dzięki której materiał rekrytalizuje w postaci równomiernych, drobnych kryształków o osiach wzajemnie równoległych.

Jeżeli teraz w materiale takim wywołać jednokierunkowe naprężenie, na przykład przez walcowanie — to wystąpi bardzo silna anizotropia. Przenikalność w kierunku walcowania w niektórych wypadkach może być 20-krotnie mniejsza niż przenikalność w kierunku poprzecznym do walcowania.

Fakty te były znane od dłuższego czasu, ale dopiero około roku 1930 zauważono, że niektóre materiały silnie anizotropowe posiadają cechy bardzo pożądane przy wyrobieniu cewek pupinowskich, a mianowicie: nadzwyczaj małe straty na histerezę i wystarczającą stabilność magnetyczną*). Przenikalność magnetyczna tych materiałów jest niewielka (rzędu 100 g'er.).

Wobec powyższych własności materiały te nadają się bardzo dobrze na rdzenie do cewek pupinowskich. Materiałach proszkowych, więc i koszt rdzeni z materiałów anizotropowych jest mniejszy niż rdzeni proszkowych.

Cewki pupinowskie z materiałów anizotropowych produkowane są dopiero od paru lat. Jednym z pierwszych krajów, w których zaczęto jest stosować jest Polska (1934 r.).

Do materiałów anizotropowych stosuje się stop żelazo-nikiel 50/50 czysty, lub z dodatkami innych metali.

Pierwsze publikacje dotyczące materiałów anizotropowych pojawiły się w Niemczech, gdzie materiał ten został opatentowany pod nazwą „Isoperm” przez firmę A. E. G. (64) (65) (66) (67) (68), oraz w Holandii, gdzie patenty należą do firmy „Philips” (69) (70) (71).

MATERIAŁY MAGNETYCZNE TWARDE.

Materiały magnetyczne twarde stosowane są do wyrobu magnesów stałych, których przeznaczeniem jest najczęściej wytwarzanie pewnego określonego strumienia magnetycznego w szczelinie o określonych wymiarach.

Rozważając własności magnetyczne materiałów twarde w chronologicznym porządku ich ukazywania się na rynku, zauważymy wzrastanie siły koercyjnej, z jednoczesnym zmniejszaniem się pozostałości magnetycznej (rys. 24). Ponieważ im większa jest siła koercyjna, tym mniejsza długość magnesu potrzebna jest dla uzyskania danej siły magnetomotorycznej przy określonej szczelinie, więc dawny, wydłużony w formie podkowy, kształt magnesu ustępuje miejsca magnesom krótkim, zaopatrzonym w nabiegunki.

Natomiast z powodu mniejszej pozostałości magnetycznej, a więc i indukcji w żelazie, przekrój magnesów, dla uzyskania określonego strumienia musiał ulec zwiększeniu.

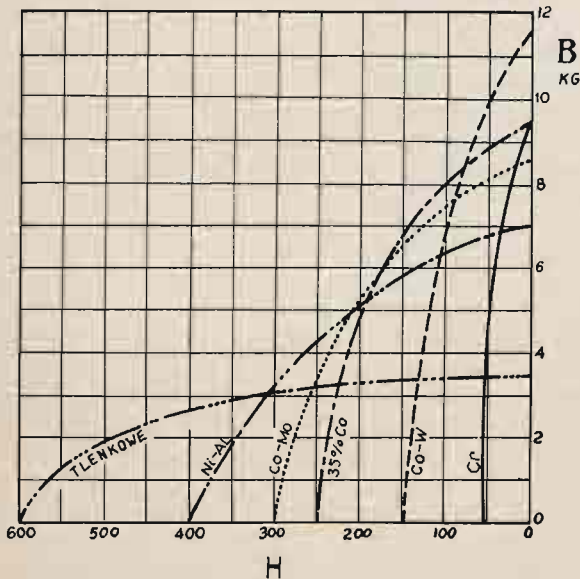
Nowoczesne magnesy mają więc kształt zwarty, pekaty, i składają się z bryły stopu magnetycznego z przymocowanymi do niej nabiegunkami (rys. 25).

Magnesy stałe pracują najwydatniej przy pewnym określonym strumieniu magnetycznym, zależnym od materiału, od wymiarów szczeliny i od wymiarów magnesu.

*) Miarą stabilności magnetycznej cewki pupinowskiej jest procentowa zmiana indukcyjności cewki po przepłynięciu przez jej uzwojenie prądu stałego o natężeniu 2 amperów:

$$S\% = \frac{L_1 - L_2}{L_1} \cdot 100$$

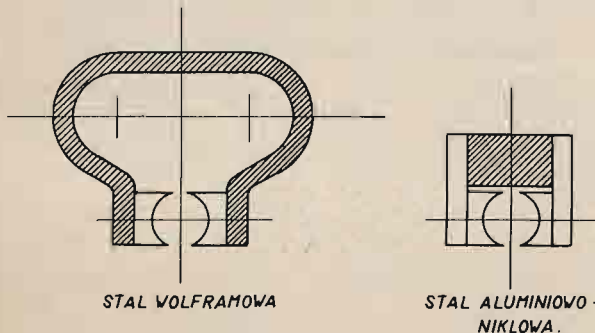
Innymi słowy dla najekonomiczniejszego wykorzystania materiału należy dobrać wymiary magnesu tak, aby uzyskać w szczelinie maksimum energii magnetycznej osiągalne przy danym ciężarze magnesu.



Rys. 24.

Krzywe odmagnesowywania dla różnych materiałów magnetycznie twardych. El. Eng. 55 (1936) s. 19.

Maksimum energii magnetycznej odpowiada punktowi krzywej magnesowania, dla którego iloczyn $B \times H$ osiąga swą największą wartość (rys. 26). Wynika stąd, że dla racjonalnego wyzyskania materiału wymiary magnesu muszą być ściśle obliczone na podstawie krzywej magnesowania tego materiału.



Rys. 25.

Przybliżone wymiary dwóch magnesów o tej samej energii magnetycznej i tych samych wymiarach szczeliny.

Wobec tego zastępowanie magnesów z pewnego stopu magnesami o tych samych wymiarach z innego stopu, chociażby znacznie lepszego pod względem magnetycznym, jest zupełnie bezcelowe i może spowodować zmniejszenie indukcji w szczelinie z powodu niewyzyskania materiału.

Przejdziemy teraz do kolejnego omawiania materiałów magnetycznych twardych w kolejności w jakiej ukazywały się one na rynku światowym.

Stal węglista.

Najtańszym i najdawniej znanym materiałem magnetycznym twardym jest stal węglista.

Własności tej stali zależą w bardzo dużym stopniu od procentowej zawartości węgla. Oczywiście zależą one również od innych domieszek, od obróbki termicznej, a przede wszystkim od struktury metalograficznej.

W stanie wyżarzonym, ze wzrostem procentowej zawartości węgla siła koercyjna rośnie, indukcja nasycenia,

oraz przenikalność początkowa i maksymalna zmniejszają się, a pozostałość magnetyczna nie ulega zmianie.

W stanie zahartowanym zmiany powyższe przebiegają w tym samym kierunku, z wyjątkiem pozostałości magnetycznej, która silnie zmniejsza się ze wzrostem zawartości węgla. Np. dla stali hartowanej w temperaturze 850°, pozostałość magnetyczna wynosi 13 000 gausów przy zawartości 0,15% C a 6 500 gausów przy 1,5% C.

Hartowanie stali węglistej, bez względu na zawartość węgla, najlepiej jest wykonywać w wodzie o temperaturze ok. 10° C po ogrzaniu jej w ciągu 5 minut do temperatury 770° C. Otrzymuje się w ten sposób wartość: $(B \cdot H)_{\max} \cong 540 \cdot 10^3$ przy sile koercyjnej 50 do 60 oerstedów i pozostałości magnetycznej rzędu 9 000 gausów.

Poważną wadą magnesów ze stali węglistej stanowi wrażliwość na zmiany temperatury, na wstrząsy, oraz starzenie się nawet przy spokojnym przebywaniu w temperaturze pokojowej. Stosowanie takich magnesów do przyrządów pomiarowych jest więc niemożliwe.

Stal wolframowa.

Badania mające na celu usunięcie wad i polepszenie własności magnetycznych stali węglistej doprowadziły do odkrycia własności stali wolframowej. Własności te odkryli Remy i Böhrler w roku 1883.

Stal wolframowa zawiera ok. 5 do 6% wolframu oraz 0,6 do 0,8% węgla. Zawartość węgla jest bardzo krytyczna, a optymalna zawartość węgla wynosi 0,74%.

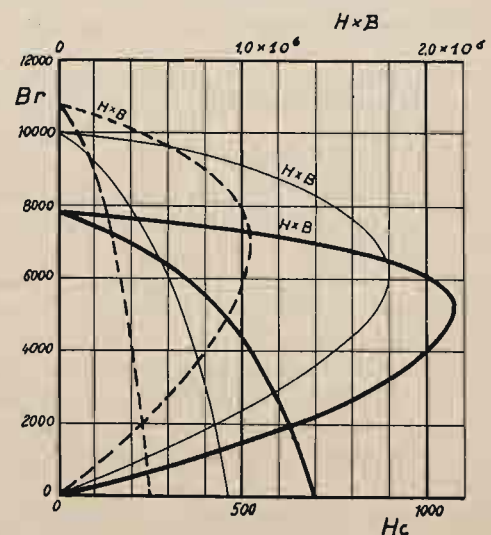
Zawartość innych domieszek nie ma dużego wpływu na własności stali wolframowej.

Hartowanie stali wolframowej w celu otrzymania największego spódczynnika $(B \times H)_{\max}$ należy wykonać w wodzie, po ogrzaniu stali w kąpieli olejowej w przeciągu 5 minut do temperatury 850° C.

Temperatura hartowania nie jest zbyt krytyczna, natomiast należy unikać pozostawiania stali w wysokiej temperaturze przez czas dłuższy niż parę minut. Wywołuje to bowiem zmiany strukturalne pogorszające własności magnetyczne.

Starzenie stali wolframowej przebiega najszybciej w okresie 10 godzin po hartowaniu, ale nawet po kilku latach odbywa się zmniejszenie siły koercyjnej.

Sztuczne starzenie polega na wygotowaniu w wodzie w przeciągu 10 godzin. Następuje wtedy zmiana struktury



Rys. 26.

Krzywe odmagnesowywania, oraz krzywe $B \times H$ dla trzech różnych gatunków stali aluminiowo-niklowej. (ATM. 34).

metalograficznej (część martenzytu przekształca się na troostyt) i siła koercyjna spada np. z 65 oe. do 61 oe.

Wartości osiągane w praktyce dla magnesów wolframowych są: siła koercyjna — 65 — 70 oerstedów. Poziomość magnetyczna 10 500 — 11 000 gausów.

$$B_r \times H_c = 720 \cdot 10^3; \quad (B \times H)_{\max} = 300 \cdot 10^3;$$

Stal wolframowa stanowiła przez kilkadziesiąt lat najlepszy i niemal wyłącznie używany materiał na magnesy stałe. Własności jej zostały bardzo dokładnie poznane i dlatego też obecnie, pomimo ukazania się w międzyczasie szeregu stopów o własnościach znacznie lepszych od stali wolframowej — stosowana jest ona nadal w wielkich ilościach. Dopiero od paru lat rozpoczęło się stopniowe wypieranie stali wolframowej przez stal aluminiowo-niklową.

Stal chromowa.

Stal chromowa stosowana była do celów konstrukcyjnych już od roku 1820. Dopiero jednak w czasie wojny światowej wskutek braku wolframu w Niemczech, zaczęto stosować tą stal do celów magnetycznych zamiast stali wolframowej. Z powodu niskiej ceny, stal chromowa stosowana jest obecnie, pomimo pewnych wad.

Obszerne prace E. Gumlich'a i innych pozwoliły znaleźć optymalne zawartości chromu i węgla w stali chromowej przeznaczonej na magnesy stałe, a mianowicie: 3% chromu i 1% węgla. W praktyce jednak ze względu na łatwość hartowania stosuje się najczęściej stal o zawartości 2% chromu i 1% węgla.

Hartowanie stali chromowej odbywa się w oleju po ogrzaniu przez 5 minut w temperaturze 850°C. Temperatura hartowania jest dla tej stali bardzo krytyczna.

Podobnie do stali wolframowej — stal chromowa jest również wrażliwa na zbyt długie ogrzewanie w temperaturze hartowania. Naprzykład przy zahartowaniu po ogrzewaniu przez 30 minut iloczyn $B_r \times H_c$ jest o kilkadziesiąt procent mniejszy niż przy ogrzewaniu przez 5 lub 10 minut.

Stabilność własności magnetycznych stali chromowej jest równie dobra jak stali wolframowej, a znacznie lepsza niż stali węglistej. Na przykład zmniejszenie się momentu magnetycznego magnesu ze stali chromowej pod wpływem długotrwałego ogrzewania wynosi od 0,5% do 4%, i jest 20 razy mniejsze niż dla magnesu ze stali węglistej.

Domieszki wpływają niekorzystnie na własności stali chromowej. Naprzykład domieszką ok. 0,5% krzemu zmniejsza iloczyn $B_r \times H_c$ o kilkanaście procent. (Gumlich).

Wartości charakterystyczne stali chromowej wynoszą średnio:

$$\begin{aligned} B_r &= 9.300 \text{ gausów} \\ H_c &= 60 \text{ cerstedów} \\ B_r \times H_c &= 580.000 \\ (B \times H)_{\max} &= 255.000 \end{aligned}$$

Stale wolframowo-chromowe.

Stale te o różnej zawartości procentowej wolframu i chromu posiadają własności nieco lepsze zarówno od stali wolframowej jak i chromowej. Jednakże z powodu trudniejszej produkcji i wyższej ceny są one bardzo mało stosowane.

Stal molibdenowa.

Własności magnetyczne stali molibdenowej badane były przez Curie w roku 1898. Badania te wypadły na niekorzyść tej stali, co zostało poparte wynikami badań French'a i Mathews'a i innych.

Jednakże A. F. Stogoff i W. S. Messkin znaleźli, że stal o zawartości 0,9% węgla i 2% molibdenu posiada bardzo dobre własności magnetyczne.

Stal taka po zahartowaniu w wodzie przy temperaturze 800 do 825°C posiada następujące średnie wartości charakterystyczne:

$$\begin{aligned} B_r &= 1.050 \text{ g.} \\ H_c &= 75 \text{ oe.} \\ B_r \times H_c &= 780.000 \\ (B \times H)_{\max} &= 330.000 \end{aligned}$$

Stal kobaltowa.

Własności magnetyczne stali kobaltowej odkryte zostały przez Honda w roku 1917. Zawartość kobaltu wpływała na wzrost siły koercyjnej, która rośnie mniej więcej liniowo wraz z procentową zawartością kobaltu i przy 35% Co wynosi ok. 240 oerstedów, a więc czterokrotnie więcej niż siła koercyjna stali wolframowej lub chromowej.

Stale kobaltowe stosowane w technice zawierają po za kobaltem jeszcze inne domieszki. Na przykład skład stali podany przez Honda w roku 1917 był następujący:

$$0,2\% \text{ do } 2\% \text{ C, } 0,5\% \text{ do } 20\% \text{ W, } 0,2\% \text{ do } 15\% \text{ Mo i } 20\% \text{ do } 60\% \text{ Co.}$$

W roku 1920 Honda i Saito podali nieco inny skład stali kobaltowej, a mianowicie: 0,4% do 0,8% C, 1,5% do 3% Cr, 5% do 9% W, i 30% do 40% Co.

Stop ten otrzymał nazwę „Stal K-S” od inicjałów przemysłowca japońskiego K. Sumitomo.

Stal K-S jest mieszaniną poprzednio podanych stali: wolframowej i chromowej, oraz kobaltu.

E. H. Schultz podał skład podobny do stali K-S lecz zawierający jeszcze krzem, mangan, fosfor i siarkę.

Wreszcie E. Gumlich zbadał własności szeregów stopów zawierających mangan, chrom i kobalt, które wyrabiane są obecnie w Niemczech pod nazwą „Koerzit'u”. Skład ich jest mniej więcej następujący: 1,1% C, 3,5% Mn, 4,8% Cr, 36% Co.

Istnieje cały szereg stali magnetycznych zawierających obok innych składników większy lub mniejszy procent kobaltu. Stale te jednak przeważnie posiadają własności magnetyczne gorsze od wyszczególnionych poprzednio, a natomiast posiadają inne zalety jak np.: niższa cena, łatwiejsze odlewnie i hartowanie i t. p.

Przegląd tych stali można znaleźć w obszernej pracy Watson'a.

Stal kobaltowa K-S hartuje się w oleju po ogrzaniu jej do temperatury 950°C. Temperatura ta jest dość krytyczna. Przy niższej temperaturze hartowanie nie jest wystarczające, zaś przy wyższej — następuje przegrzanie polegające na tworzeniu się austenitu. Austenit jest niemagnetyczny i powiększa ogromnie opór magnetyczny stali, wskutek czego pozostałość B_r maleje szybko w miarę wzrastania zawartości austenitu.

Koerzit zawiera mangan, bardzo sprzyjający tworzeniu się austenitu. Wskutek tego obawia się on bardzo przegrzania i wymaga hartowania w niższej temperaturze, a mianowicie w 850°C.

Kayser podaje sposób hartowania dający dobre wyniki dla stali o dużej zawartości chromu i kobaltu. Hartowanie odbywa się tu w trzech etapach oddzielonych dwunastogodzinnymi przerwami.

Pierwszy etap polega na 5 do 10-cio minutowym ogrzewaniu w temperaturze 1 150°C i ochłodzeniu w powietrzu. Drugi etap — na 30-sto minutowym wyżarzeniu w temperaturze 750°C. Wreszcie trzeci i ostatni — na ogrzaniu do 950°C i zahartowaniu w oleju lub wodzie zależnie od składu stopu.

Sposób powyższy ma oczywiście na celu uzyskanie najkorzystniejszej struktury metalograficznej.

Stal kobaltowa podlega starzeniu się znacznie więcej niż stal wolframowa i chromowa. Po trzech latach siła koercyjna zmniejsza się o 10%. Po jednogodzinnym ogrzewaniu w temperaturze 100° C siła koercyjna spada o 25%. Pod wpływem uderzeń pozostałość magnetyczna zmniejsza się o 5% (po 100 uderzeniach).

Obróbka stali kobaltowej jest ze względu na jej twardość i kruchość bardzo trudna, lecz możliwa.

Wartości charakterystyczne stali kobaltowej wynoszą:

$$\begin{aligned} B_r &= 9.310 \text{ g.} \\ H_c &= 225 \text{ oe.} \\ B_r \times H_c &= 2.115.000. \\ (B \times H)_{\max} &= 900.000. \end{aligned}$$

Odkrycie własności stali kobaltowej stanowiło duży krok naprzód w dziedzinie materiałów magnetycznych twardych. Jednakże z powodu wysokiej ceny stosowanie stali kobaltowej było dość ograniczone. Wysoka cena tej stali spowodowana jest ceną kobaltu wynoszącą 36 zł/kg.

Z chwilą odkrycia własności magnetycznych stali aluminium-niklowej, znacznie tańszej od stali kobaltowej, a jednocześnie przewyższającej pod niemal wszelkimi względami poprzednio znane materiały — stal kobaltowa straciła rację bytu.

Stal aluminium-niklowa.

Stal aluminium-niklowa, zwana również stalą Mishima lub stalą magnetyczną MK, posiada niezwykle korzystne własności magnetyczne, odkryte przez Dr. Inż. Tokuhichi Mishima z Uniwersytetu w Tokio i ogłoszone w roku 1933.

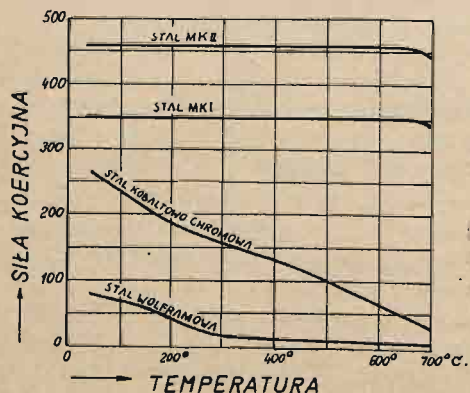
Skład tej stali jest następujący:

60% do 70% żelaza, 5% do 40% niklu, 1% do 20% aluminium i 0,5% do 40% miedzi. Średnio można przyjąć: 63% żelaza, 25% niklu i 12% aluminium.

Stale aluminium-niklowe wyrabiane są pod nazwą stali MK w Japonii oraz w niektórych innych krajach. W Anglii stale te są znane pod nazwą „Alnico”, a w Niemczech pod nazwą „Oerstit”.

Stale te posiadają siłę koercyjną od 250 do 700 oerstedów, pozostałość magnetyczną od 8 000 do 11 000 gausów, oraz iloczyn ($B \times H$): od 10⁶ do 2,1 · 10⁶; (rys. 26).

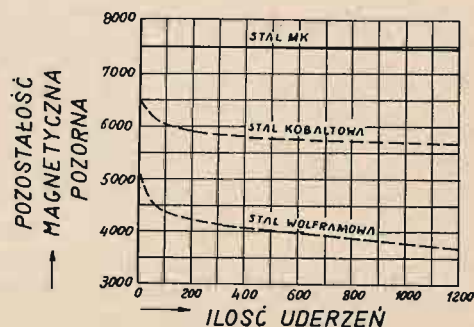
Wobec tak wielkiej wartości tego iloczynu magnesy ze stali aluminium-niklowych mogą być znacznie mniejsze i lżejsze od magnesów z dawniej stosowanych gatunków stali. Jednocześnie są one tańsze od innych stopów, a w szczególności od bardzo kosztownej stali kobaltowej.



Rys. 27.

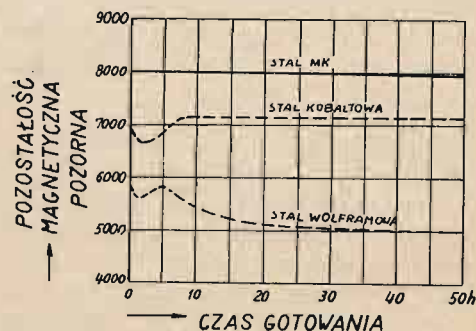
Wpływ temperatury na siłę koercyjną magnesów z różnych gatunków stali. (ATM.34).

Wreszcie magnesy ze stali aluminium-niklowej przewyższają wszelkie inne magnesy pod względem odporności na wpływy zewnętrzne. Rysunki 27, 28, 29, 30 i 31 pozwalają porównać odporność magnesów ze stali aluminium-niklowej, oraz z innymi stali na temperaturę, na wstrząsy, na gotowanie w wodzie, oraz na rozmagnesowujące pole zmienne.



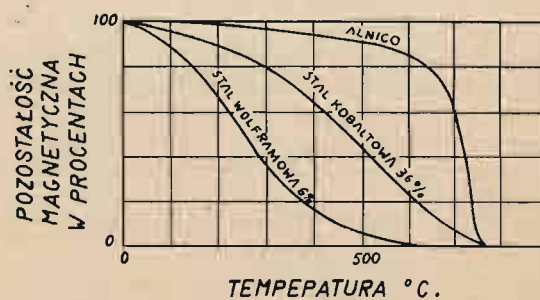
Rys. 28.

Wpływ wstrząsów na pozorną pozostałość magnetyczną magnesów z różnych gatunków stali. (ATM. 34).



Rys. 29.

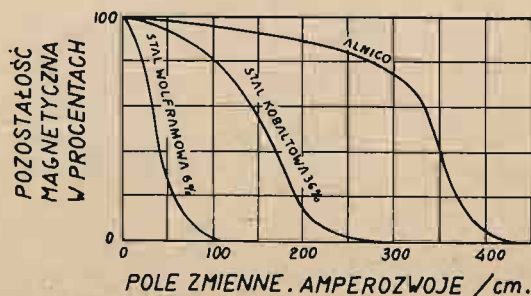
Wpływ temperatury 100° C. w funkcji czasu na pozorną pozostałość magnetyczną magnesów z różnych gatunków stali. (ATM. 34).



TEMPERATURA °C.

Rys. 30.

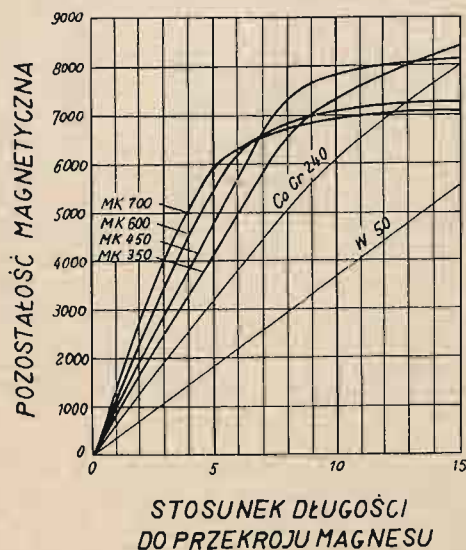
Wpływ temperatury na pozostałość magnetyczną magnesów z różnych gatunków stali. (J. S. I. Nr. 10. 1936).



Rys. 31.

Wpływ rozmagnesowującego pola magnetycznego zmiennego na pozostałość magnetyczną magnesów z różnych gatunków stali. (J. S. I. Nr. 10. 1936).

Na rysunku 32-gim podane są dla różnych stali przebiegi pozornej pozostałości magnetycznej w funkcji stosunku długości do przekroju magnesu. Na przykład dla otrzymania pozostałości pozornej 6 000 gausów stosunek ten dla stali MK 700 wynosi 5, dla stali kobaltowo-chromowej — 10, a dla stali wolframowej — 16.



Rys. 32.

Przebieg pozostałości magnetycznej pozornej w zależności od stosunku wymiarów dla różnych materiałów magnetycznych. (ATM. 34).

Tak znaczne różnice spowodowane są wyjątkowo dużą siłą koercyjną stali MK, co pozwala na uzyskanie silnego pola przy stosunkowo niewielkiej długości magnesu. Natomiast pozostałość magnetyczna tych stali nie jest duża, a więc dla otrzymania pewnego strumienia przekrój magnesu musi być większy niż dla innych gatunków stali magnetycznych.

W rezultacie kształt magnesów ze stali aluminio-wolframiowych różni się bardzo od magnesów ze stali używanych poprzednio. (rys. 25).

Stal MK jest nadzwyczaj twarda i daje się obrabiać tylko przez szlifowanie. Nie wymaga ona obróbki termicznej i może być magnesowana bezpośrednio po odlaniu, dzięki czemu unika się błędów zachodzących często przy hartowaniu.

Magnesy ze stali MK składają się zwykle z nabiegunków z żelaza miękkiego, przylegających ściśle do oszlifowanych powierzchni odlewu ze stali MK. Odlew ten wykonany jest w kształcie najodpowiedniejszym do danego celu, i zawiera otwory lub występy potrzebne do przymocowania nabiegunków. Całość ściągnięta jest śrubami mosiężnymi.

W ostatnich czasach pojawiły się odlewy ze stali MK zawierające wtopione tuleje z miękkiej stali lub mosiądzu. Tuleje te mogą być wiercone i gwintowane w celu przymocowania nabiegunków. Wyrabiane są również magnesy pokryte galwanicznie warstwą metalu w celu umożliwienia przylutowania nabiegunków, oraz magnesy z wtopionymi nabiegunkami.

Z powodu dużej twardości i kruchości stali MK magnesy często pękają samorzutnie pod wpływem ogromnych naprężeń wewnętrznych powstających przy ostygnięciu odlewu. Dla zaradzenia temu stosuje się wzmocnianie magnesów przez sztabki z miękkiej stali lub z innego odpowiedniego metalu. Sztabki te umieszcza się w formie odlewniczej przed odlaniem magnesu.

Przeprowadzane są obecnie prace badawcze w celu otrzymania stali o własnościach równie korzystnych jak stal MK, a przy tym dającej się obrabiać. Badania te doprowadziły już do dobrych wyników i magnesy ze stali aluminio-wolframiowej dającej się obrabiać zaczynają być stosowane w praktyce.

Odkrycie własności stali aluminio-wolframiowej pozwoliło na stosowanie magnesów stałych w wypadkach, w których przedtem można było stosować tylko elektromagnesy jak np. w urządzeniach pracujących w wyższej temperaturze. Poza tym z powodu niewielkich wymiarów, ciężaru i ceny magnesów ze stali MK względy konstrukcyjne i ekonomiczne pozwalają obecnie na znacznie szersze zastosowanie magnesów stałych i połączone z tym niezależnienie się od źródeł prądu, oraz ekonomiczniejsze działanie aparatury.

Magnesy tlenkowe.

Własności magnesów tlenkowych zostały opublikowane przez Kato i Takei w roku 1933. Magnes te prasowane są z proszku składającego się z tlenków żelaza i kobaltu. Mogą być również stosowane azotki żelaza i kobaltu. (81).

Wyrób magnesów polega na prasowaniu proszków połączonych ze spiekaniem w wysokiej temperaturze. Spiekanie to nie jest przeprowadzone całkowicie, wskutek czego magnesy są bardzo kruche. Dla zabezpieczenia ich od uszkodzeń mechanicznych pokrywa się gotowe magnesy warstwą metalu galwanicznie, lub przez napylenie. Prasowanie magnesów odbywa się przed ostatecznym spiekaniem i w tym stanie magnes może być obrabiany mechanicznie. Po ostatecznym wykończeniu magnesy mogą być poddane tylko bardzo prostej obróbce jak np. wiercenie otworów i to z zachowaniem dużej ostrożności.

Magnesowanie magnesów tlenkowych odbywa się w temperaturze 300° C, a sposób magnesowania zależy od kształtu magnesu.

Przybliżony skład chemiczny magnesów tlenkowych jest następujący:

CoO — 16%; Fe₂O₃ — 34%; Fe₃O₄ — 50%.

Siła koercyjna magnesów tlenkowych dochodzi do 1 100 oerstedów, pozostałość magnetyczna — do 5 000 gausów. Iloczyn ($B \times H$)_{max} wynosi około 2 · 10⁶. (81).

Jellinghaus próbował w zakładach Krupp'a wykonać magnesy tlenkowe według patentu Kato i Takei i doszedł do wniosku, że wartości powyższe są zbyt wielkie i nieosiągalne w praktyce. W artykule swym wnioskuje on, że magnesy tlenkowe posiadają szereg wad, które uniemożliwiają ich szersze zastosowanie.

Zestawienie porównawcze własności magnesów stałych z różnych materiałów.

Dla oceny i porównania zalet poszczególnych materiałów należy wziąć pod uwagę nie tylko ich własności magnetyczne, ale również fizyczne i ekonomiczne.

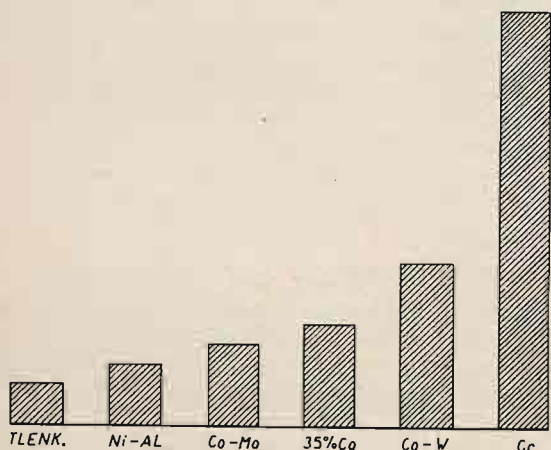
Zależnie więc od poszczególnych własności materiałów magnetyczne układają się w różnej kolejności.

Rysunki 33, 34, 35 i 36 przedstawiają w sposób przejrzysty kolejność, w jakiej ustawiają się te materiały, zależnie od długości, przekroju, ciężaru, kosztów materiału i kosztów gotowego magnesu (83).

Przy porównywaniu kosztów magnesów należy brać pod uwagę stosunek ceny magnesu do ilości energii magnetycznej w szczelinie, natomiast stosunek ceny do objętości lub ciężaru jest bez znaczenia. Na przykład stal kobaltowa jest sześciokrotnie droższa od stali chromowej pod względem ciężaru, a tylko o 50% droższa pod względem

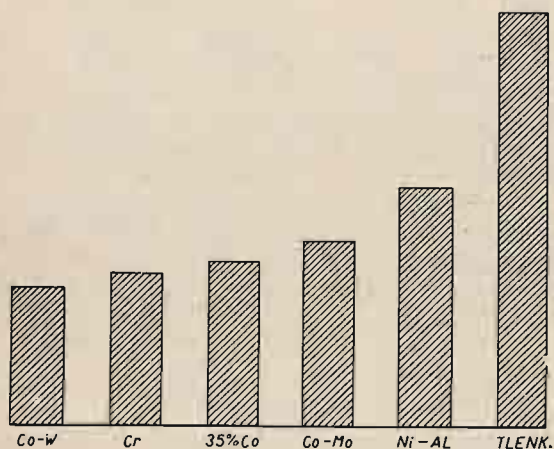
energii magnetycznej, gdyż iloczyn $(B \times H)_{\max}$ jest dla stali kobaltowej czterokrotnie większy niż dla stali chromowej.

Na rys. 36-tym podany jest oddzielnie koszt stosunkowy materiału i gotowych magnesów. Różnice wynikają z powodu niejednakowych kosztów wykonania magnesów z różnych materiałów.



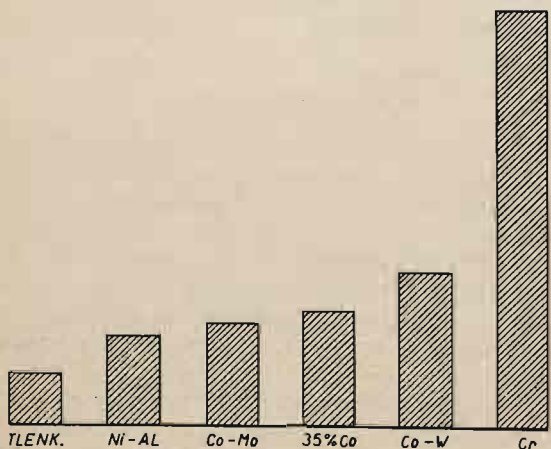
Rys. 33.

Stosunek długości magnesów z różnych materiałów potrzebne dla uzyskania tej samej siły magnetomotorycznej.



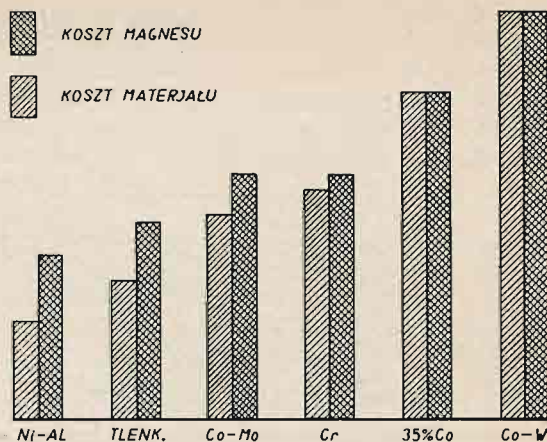
Rys. 34.

Stosunek przekroju magnesów z różnych materiałów potrzebnego dla uzyskania tego samego strumienia magnetycznego.



Rys. 35.

Stosunek ciężaru magnesów z różnych materiałów potrzebnego dla uzyskania tej samej energii magnetycznej w szczelinie.



Rys. 36.

Stosunek kosztu magnesów z różnych materiałów przy tej samej ilości energii magnetycznej.

MATERIAŁY DO CELÓW MAGNETO-MECHANICZNYCH.

Zjawisko magnetostrykcji polega na wpływie pola magnetycznego na wymiary przedmiotu metalowego umieszczonego w tym polu.

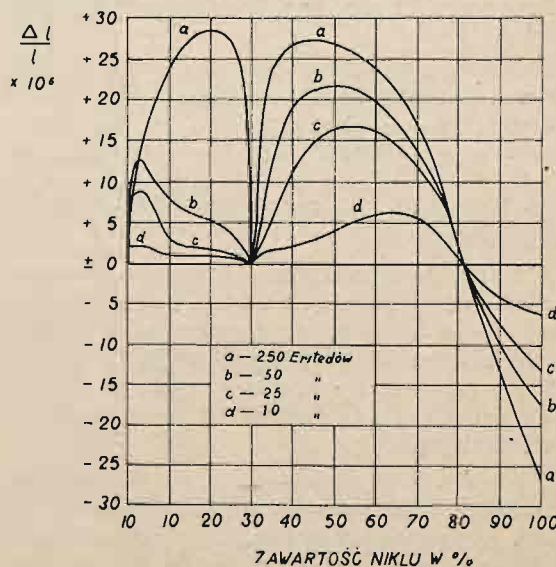
Na przykład długość pręta niklowego umieszczonego wewnątrz cewki cylindrycznej będzie się zmieniała pod wpływem pola wytwarzanego przez prąd przepływający przez cewkę. Zmiany te są bardzo niewielkie — rzędu 0,015% długości pręta.

Zjawisko magnetostrykcji wykorzystywane jest do podobnych celów jak zjawisko piezoelektryczne, a więc np. do stabilizacji generatorów lampowych, do nadawania ośrodkom płynnym drgań częstotliwości nadakustycznych i t. p.

Materiałem, w którym według danych z roku 1935 zjawisko magnetostrykcji występuje najsilniej jest stop żelazo-kobaltowy o zawartości 60% Co.

Dla stopu tego: $\frac{\Delta l}{l} = 10^{-4}\%$ przy $H = 250$ erstedów.

Własności magnetostrykcyjne wykazują również: żelazo, nikiel, chrom, oraz stopy żelaza z niklem, żelaza z kobaltem i niklu z miedzią.



Rys. 37.

Magnetostrykcja stopów żelazo-niklowych dla różnych wartości natężenia pola magnetycznego w funkcji procentowej zawartości niklu.

Rysunek 37-my przedstawia własności magnetostrykcyjne stopów żelaza z niklem w zależności od procentowej zawartości niklu dla różnych natężeń pola magnetycznego. Widzimy, że magnetostrykcja jest bardzo niewielka dla żelaza czystego, a dla stopu 30% Ni oraz 81% Ni jest równa zero. Największą magnetostrykcję dodatnią wykazują stopy: 20% Ni oraz 45% Ni, natomiast czysty nikiel posiada magnetostrykcję ujemną.

Pod względem stałości częstotliwości własnej dobre własności wykazuje stop Wiggins'a zwany „Glowray” zawierający: 65% Ni, 20% Fe i 15% Cr.

Prace Pierce'a (88) wykazały, że bardzo trudno jest połączyć dużą magnetostrykcję ze stałością w funkcji temperatury.

Zakres częstotliwości w jakim mogą pracować materiały o własnościach magnetostrykcyjnych sięga mniej więcej od 2 Kc do 300 Kc. Dla przykładu podane są poniżej długości pręta niklowego i częstotliwości im odpowiadające (wg. Vincent'a) (87):

Długość w cm	Częstotliwość w Kc	Długość w cm	Częstotliwość w Kc
100	2,57	3	83,6
50	5,14	2,5	104,0
25	10,5	1,5	167,0
12,5	20,4	1	257,0
6,25	40,7	0,9	270,0

Panu Dr. Inż. Z. Jasiewiczowi za cenne uwagi wyrażam niniejszym uprzejmie podziękowanie.

BIBLIOGRAFIA.

Żelazo.

1. T. D. Yensen. Journ. Amer. Inst. El. Eng. 43. (6), 558-67. (1924).
2. P. P. Cioffi. Nature. 126, 200, (1930).
3. P. P. Cioffi. Phys. Rev. 39, 363, (1932).
4. P. P. Cioffi. Prys. Rev. 45, 742, (1934).
5. W. C. Ellis i Earle S. Schumacher. Bell Syst. Techn. J. XIV. Nr. 1. (1935) str. 8.
6. R. M. Bozorth. Bell Syst. Techn. J. XV. Nr. 1. (1936). str. 63.
7. W. Köster. Arch. Eisenhütt. 3, 637. (1930).
8. Tritton i Hanson. J. Iron Steel Inst. 110. 110. (1924).
9. T. D. Yensen. Journ. Frankl. Inst. 206, str. 504. (1928).
10. W. Rohn. Heraeus Vacuumschmelze 1923 — 1933.
11. T. D. Yensen. A. T. M. 17. T. 172.
12. Duftschmidt, Schlecht, Schubart. Z. S. für Elektrochemie 37 (1931). str. 485 — 492. Stahl und Eisen 52. (1932) str. 845 — 849. (Żelazo karbonylowe).
13. M. Breslauer. E. T. Z. 1913. str. 671 — 74 i str. 705 — 07 Stahleisen. 1914. 34. str. 113.

Żelazo krzemowe.

14. M. Moos, W. Oertel i R. Scherer. Stahl-eisen 48. (1926). str. 477 — 485.
15. A. Pompei L. Walter. Mitt. Eisenforsch. 11. Lfg. 2. 25. (1929).
16. J. Iron. Steel Inst. 41. 276. (1915). 112. 2. (1925).
17. I. H. Partridge. Engineering. 120. (1925). 402.

18. J. Iron Steel Inst. 2. (1935). 191.
19. Stahleisen 46. (1926). 112.
20. E. T. Z. 39. (1927). 1428.
21. Ruder J. Ind. Engg. Chem. 5. (1913). 452.
22. T. D. Yensen. Trans. Am. Inst. El. Engg. 43. (1924). 145.
23. Wolman. Arch. Elektr. 19. (1928). 385.
24. Sizoo. ZS. f. Phys. 51. (1928). 557.
25. O. v. Auwers. Wiss. Veröff. Siemens Konz. 7. (1929). 1917.

Stopy żelazo niklowe.

26. B. Hopkins. Proc. of. Royal Soc. (1889-90). 47. str. 23 i 48. str. 7.
27. Panebianco. Rend. d. Napoli 16. (1910). 216.
28. H. D. Arnold, G. W. Elmen. Journ. Frankl. Inst. Vol. 195. (1923). str. 630.
29. H. D. Arnold, G. W. Elmen. Journ. Frankl. Inst. Vol. 207. (1929). str. 583.
30. G. W. Elmen. Bell Syst. Techn. J. XV. (1936). Nr. 1. str. 113.
31. J. C. Chaston. Electr. Comm. Vol. 15. Nr. 1. 1936. str. 38.
32. A. T. M. 1. F. 7.
33. A. T. M. 4. T 63.
34. „Telcon” Katalog firmowy.
35. A. T. M. 26. F 22.
36. A. T. M. 17. T 173.
37. Allegheny Steel Co. Pennsylvania. Katalogi firmowe.
38. G. W. Elmen. Journ. Frankl. Inst. Vol. 206. (1928). str. 317.
39. A. T. M. 42. T 168. (1934).

Stopy Heuslera.

40. Mc. Taggart. Univ. of. Toronto Studies. 1908. Nr. 23.
41. H. Heusler. Verh. d. dt. Phys. Ges. 5. 1903.
42. v. Auwers. Z. anorg. Chem. 108. 49. 1919.
43. E. Take. Gött. Abh. (N. F.). 8. Nr. 2. 1911.

Materiały proszkowe.

44. A. Weis. ATM. 52. 1935. T. 139.
45. A. Weis. ENT. 12. 1935. str. 47.
46. H. Vogt. Wir. World. XXXI. s. 272. Sept. 1932.
47. A. Schneider. Wir World. str. 203. March. 1933.
48. H. Schwarz. ATM. 58. 1936. T. 53.
49. J. C. Chaston. El. Comm. XIV. Nr. 2. str. 133. Oct. 1935.
50. F. M. Colebrook. Dept. of. Sc. a. Ind. Res. Radio Research Nr. 14. H. M. Stat. Off. 1934.
51. H. L. Crowley. Radio Eng. XVI. Nr. 10. Oct. 1936. str. 15.
52. B. Speed i G. W. Elmen. J. amer. Inst. El. Eng. 40. 1921. str. 596.
53. G. Keinath. ATM. Z. 913-3.
54. W. Wolman. Z techn. Physik 10. 1929. S. 595. 598.
55. W. Deutschmann. Elektr. Nachr.-Techn. 6. 1929. S. 80. 86.
56. H. Faulhaber. Elektr. Nachr.-Techn. 11. 1934. S. 289. 292.
57. F. Preisach. Z. Physik. 94. 1935. S. 277. 302.
58. F. Ollendorff. Arch. Elektrotechn. 25. 1931. S. 436 — 447.

59. A. Clausung und A. Jaumann. Veröff. Gebiet Nachr. Techn. 4. 1934. S. 123 — 127.

60. W. J. Polydoroff. Proc. Inst. Radio Engr. 21. 1933. S. 690.

61. H. Frühauf Z. Hochfrequenztechn. 40. 1932. S. 214 — 217.

62. A. Schneider. Exp. Wirel. 10. 1933. S. 183 — 185.

63. H. Nottebrock und A. Weis. Veröff. Gebiet Nachr.-Techn. 5. 1935. 2. Folge.

Materiały magnetyczne anizotropowe.

64. O. Dahl, J. Pfaffenberger. ZS. f. Phys. 71. 1931. 93.

65. O. Dahl, J. Pfaffenberger. H. Sprung. ENT. 8. 1933. str. 317.

66. O. Dahl, J. Pfaffenberger. ZS. f. Techn. Phys. 15. 1934. Nr. 3. str. 99.

67. O. Dahl, J. Pfaffenberger. Metallwirtschaft. 30, 31, 32. 1934.

68. O. Dahl, J. Pfaffenberger. Metallwirtschaft. 2. 1935.

69. W. Six, J. L. Snoek, W. G. Burgers. De Ingenieur. 49. 1934.

70. W. G. Burgers, J. L. Snoek. ZS. f. Metallkunde. 1935.

71. J. L. Snoek. Physica. II. Nr. 4. 1935. str. 403.

Materiały magnetyczne twarde.

72. Magnetic properties of Iron-Nickel-Aluminium alloys T. Mishima.

73. New Magnet Steel. J. A. Rabbit, T. Fujiwara. Far Eastern Revue. October 1932. str. 451.

74. Das System Eisen Nickel Aluminium. W. Köster. Archiv für das Eisenhüttenwesen. V. 7. 1933. str. 257.

75. Neue Entwicklung der Dauermagnetstähle. W. Steinhaus and A. Kussmann. Phys. ZS. V. 35. 1934. str. 377.

76. Nickel Aluminium Magnetstahl. Archiv für Techn. Messen. V. 3. T. 56. 1934.

77. Eigenschaften von Nickel-Aluminium Magnetstahl. W. S. Messkin., B. Somin. Archiv für Eisenhüttenwesen. V. 8. 1935. str. 315.

78. Magnetic and Mechanical Hardness of Dispersion hardened Iron Alloys. K. S. Seljesater, B. A. Rogers. A. S. S. T. Trans. V. 19. 1932. str. 315.

79. Mechanische und Magnetische Ausscheidungshärtung der Eisenkobaltwolfram und Eisenkobaltmolybdänlegierungen. W. Köster. ZS. für Elektrochemie V. 38. 1932. str. 549.

80. Dauermagnetwerkstoffe auf der Grundlage der Ausscheidungshärtung. W. Köster. Stahl und Eisen V. 53. 1933. str. 849.

81. Permanent Oxide Magnet. V. Kato and T. Takei I. E. E. (Japan) II. V. 53. 1933. str. 408.

82. On New K. S. Permanent Magnet. K. Honda, H. Masumoto, Y. Shirakawa. Sc. Reports. Tohoku Imp. Univers. V. 23. 1934. str. 365.

83. C. W. Williams. Permanent Magnets Materials. El. Eng. 55. Nr. 1. 1936. str. 19.

84. New magnetic alloy. J. Sc. Instr. XIII. Nr. 10. str. 336.

85. Nickel-Aluminium Magnetstahl (Mishima Stahl). ATM. 34. T. 56.

86. Werkstoffe für Dauermagnete. H. Neuman. ATM. 69. Z. 912. 1. T. 38. 1937.

Magnetostrykeja.

87. J. H. Vincent. Electrician 101. 1928. str. 729.

88. G. W. Pierce. PIRE. 17. 1929. str. 42.

89. Giebe i Blechschmidt. Ann d. Phys. 11. 1931. str. 905.

Wydawnictwa książkowe.

1) Th. Spooner. Properties and Testing of Magnetic Materials. Mc. Grow-Hill. Book Co. 1927.

2) W. S. Messkin und A. Kussmann. Die Ferromagnetische Legierungen und ihre Behandlung. Julius Springer. 1932.

O możliwości zastosowania fotokomórki gazowej do celów telewizji

L. Kędzierski i W. Janczuk
(Państwowy Instytut Telekomunikacyjny)

1. Warunki pracy fotokomórki w urządzeniu telewizyjnym.

W nadawczych systemach telewizyjnych o mechanicznym wybieraniu, impulsy świetlne odpowiadające średnim jasnościom wybieranych elementów przetwarzane są zapomocą fotokomórki na impulsy elektryczne, które następnie wzmacnia się do amplitudy potrzebnej do zmodulowania źródła światła w odbiorniku.

Wartość strumienia świetlnego, z pojedynczego elementu obrazu, padającego na powierzchnię światłoczułą fotokomórki jest bardzo mała. Wynosi ona, naprzykład, dla tarczy Nipkowa o średnicy $D = 60$ cm, przy rozkładaniu obrazu na $n = 10\,900$ elementów (90 linii), przy otworze obiektywu $L = 0.5$, oświetleniu obrazu $E = 10^4$ luksów i spójczynniku odbicia światła $k = 0.5$:

$$\Delta \Phi = k \times E \times \left(\frac{\pi D}{2}\right)^2 \times \left(\frac{L}{n}\right)^2 \times 10^{-4} = 0.095 \times 10^{-4} \text{ lumenów}$$

a po uwzględnieniu strat przy przejściu przez układ optyczny — około 5×10^{-6} lumenów.

Wartość ta odpowiada białym częściom obrazu, a

więc jest największą z możliwych. Dla dobrego odtworzenia obrazu wymaga się, aby poziom czarnego znalazł się w skali barw o 30 db poniżej białego. W tym samym więc stosunku znajdują się napięcia na wejściu układu wzmacniającego. Poza tym najniższa amplituda sygnałów elektrycznych przenoszonych z fotokomórki na pierwszą lampę wzmacniacza telewizyjnego winna przewyższać amplitudy szumów w oporze wejściowym, w lampie i w samej fotokomórcie. Pierwszym więc warunkiem, któremu ma czynić zadość fotokomórka, jest duża czułość; drugim zaś — mały szum.

Uzupełnić je należy przez postawienie warunku posiadania przez fotokomórkę charakterystyki czułości spektralnej odpowiadającej charakterystyce czułości oka ludzkiego.

Jak wiadomo, układ telewizyjny winien conajmniej przenosić i wzmacniać, bez zniekształceń amplitudy i fazy, pasmo częstotliwości od $f_{\min} = N$ — liczbie obrazów na sekundę do

$$f_{\max} = \frac{k \times z^2 \times N}{2} \times \sigma,$$

gdzie k — współczynnik kształtu obrazu (stosunek szerokości do wysokości), z — liczba linii, N — liczba obrazów na sekundę, $\sigma = \text{ok. } 0.65$ — współczynnik wprowadzony w U. S. A., o który można praktycznie zmniejszyć maksymalną częstotliwość, po odrzuceniu, wg. Ryftin'a, wpływu wyższych harmonicznych. Przy wybieraniu 90-liniowym mamy więc $f_{\max} \cong 100$ kc

Prąd fotoelektryczny winien więc zawierać wszystkie częstotliwości wstęgi telewizyjnej o amplitudach i fazach odpowiadających amplitudom i fazom modulowanego strumienia świetlnego.

Na przeskodzie temu stać może: 1) bezwładność przebiegów fotoelektrycznych, a mianowicie czas upływający od chwili nadejścia sygnału świetlnego do osiągnięcia przez prąd fotoelektryczny pełnej odpowiadającej mu amplitudy, oraz 2) własna pojemność fotokomórki.

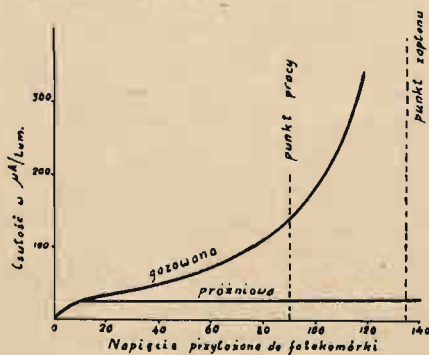
Stąd warunki następne: minimalna bezwładność i pojemność fotokomórki.

2. Wybór typu fotokomórki.

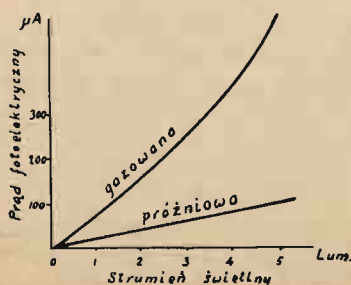
Na podstawie tych wymagań odrzucić musimy fotokomórki selenowe, pomimo ich dużej czułości, lecz posiadające zbyt dużą bezwładność i pojemność, kuprytowe — mniej czułe, lecz pracujące ze specjalną korekcją najwyżej do 20 kc, talofidy — pracujące tylko do 2 kc i posiadające maximum czułości przy świetle o $\lambda = 10000 \text{ \AA}$.

W telewizji stosujemy jedynie fotokomórki emisyjne i z tych najlepszymi do naszych celów są cewowe.

W próżniowej fotokomórze cewowej, wobec jej dużej oporności wewnętrznej (rzędu $10^7 \div 10^8 \Omega$) nie da się osiągnąć maksymalnej sprawności transformacji fotoelektrycznej, gdyż wymagałoby to znacznych oporności obciążenia fotokomórki powodujących zniekształcenia sygnału. Koniecznym więc jest, aby fotokomórka pracowała na niski opór, co powoduje obniżenie czułości urządzenia telewizyjnego oraz pogorszenie się stosunku sygnału do szumu.



Rys. 1a.



Rys. 1b.

Wprowadzenie do fotokomórki gazu pod niskim ciśnieniem zwiększa, jak wiadomo, jej czułość, gdyż do prądu fotoelektrycznego dodaje się prąd powstały skutkiem zjonizowania gazu. Przy tym całkowity prąd fotokomórki znacznie przewyższa jej prąd fotoelektryczny i rośnie nieliniowo wraz z napięciem przyłożonym do jej elektrod i strumieniem świetlnym według charakterystyk rys. 1a i b, lecz jednocześnie maleje z częstotliwością na skutek wzrostu bezwładności*), osiągając wartość prądu fotoelektrycznego przy częstotliwości kilkuset kc.

Nasuwa się więc możliwość zastosowania fotokomórki gazowanej do celów przesyłania obrazów przy wykorzystaniu jej dużej czułości i jednoczesnym skorygowaniu jej charakterystyki częstotliwości.

3. Charakterystyki dynamiczne fotokomórki gazowej.

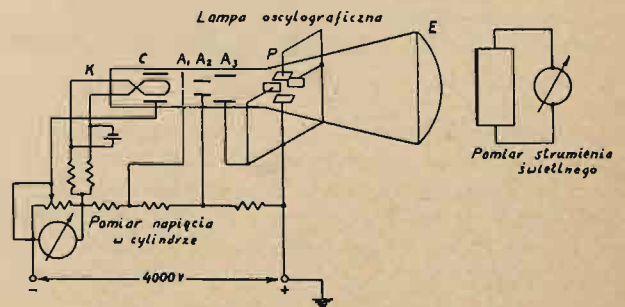
Ponieważ do obliczenia korekcji niezbędnym było posiadanie dokładnej charakterystyki częstotliwości danego egzemplarza fotokomórki, w całym zakresie częstotliwości występujących w danym urządzeniu telewizyjnym, należało więc zdjąć ową charakterystykę dla częstotliwości od 25 kc do 100 kc.

Przy tego rodzaju pomiarach największą trudność sprawia znalezienie właściwej metody modulacji światła. Ogólnie znane metody posiadają szereg niedogodności.

Metoda mechaniczna, w której na drodze wiązki promieni światła wiruje tarcza z otworami, wymaga dokładnego, a więc kosztownego wykonania dużej ilości drobnych otworków na obwodzie dużej tarczy. Maksymalnie osiągalna przy tym częstotliwość modulacji jest względnie niska. Pierwotnie używana metoda modulowania neonówki pozwala na osiągnięcie maksimum 50 kc, oraz charakteryzuje się bardzo małą głębokością modulacji i małym strumieniem świetlnym o niekorzystnej długości fali. Najdoskonalsza ze znanych — metoda modulacji światła przy pomocy komórki Kerr'a wymaga dość skomplikowanego układu, wysokich napięć oraz znacznych amplitud napięcia modulującego; wprowadza przy tym zniekształcenia nieliniowe.

Opracowana przez nas metoda modulacji strumienia świetlnego polega na wykorzystaniu własności lampy oscylograficznej. Jak wiadomo, jasność fluoryzującego ekranu tej lampy, przy niezmiennych wartościach potencjałów innych elektrod, zależy od potencjału cylindra Wehnelt'a. Używając więc lampy o bardzo krótkiej persystencji ekranu, możemy otrzymać modulację świetlną, przykładając napięcie zmienne na cylinder Wehnelt'a.

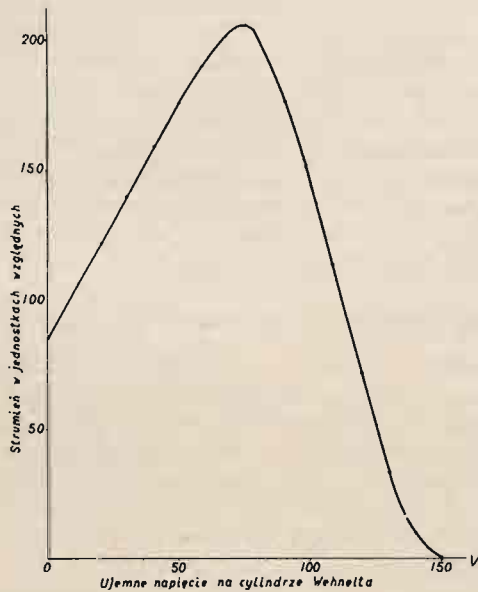
Zapomocą układu wg. rys. 2 sprawdziliśmy zależność strumienia świetlnego ekranu lampy, firmy A. C. Cossor typ 3276 J, o bezwładności ekranu poniżej $1 \mu \text{ sek.}$,



Rys. 2.

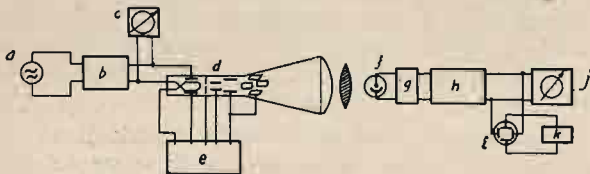
*) Szczegółowe badanie bezwładności fotokomórki gazowanej zawiera praca I. F. Kwarcczawa i P. W. Timofiejew, Żurnal Tiechn. Fiziki, IV, str. 1698, (1934).

od napięcia na cylindrze, i z otrzymanej krzywej (rys. 3) mogliśmy wnioskować o możliwości 95%-wej modulacji strumienia przy bardzo małych zniekształceniach amplitudy, oraz przy stosunkowo małym napięciu zmiennym.



Rys. 3.

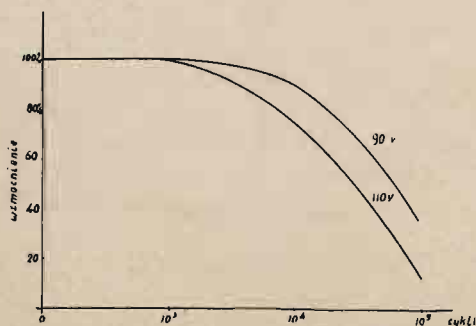
Układ do zdjęcia charakterystyki częstotliwości fotokomórki gazowanej przedstawiony jest schematycznie na rys. 4 i zawiera: a) generator na zakres 25 c — 100 kc, b) wzmacniacz, c) woltomierz lampowy dla kontroli napięcia modulującego, d) lampę oscylograficzną z zasilaniem e), f) fotokomórkę, g) przedwzmacniacz, h) wzmacniacz szerokostęgowy o wzmacnieniu do 200 000



Rys. 4.

i) oscylograf elektroniczny do kontroli kształtu i amplitudy napięcia na wyjściu, j) woltomierz lampowy do pomiaru amplitudy wyjściowej i k) układ odchylający do oscylografu i).

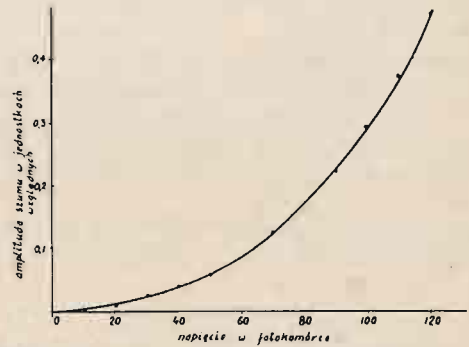
Zależność amplitudy napięcia na wyjściu wzmacniacza od częstotliwości modulującej światło zmierzono dla fotokomórki próżniowej Cetron CE7V, oraz dla gazowanej CE7 przy napięciach roboczych 90 i 110 V. Na rys. 5 podane są wyniki w postaci charakterystyki częstotli-



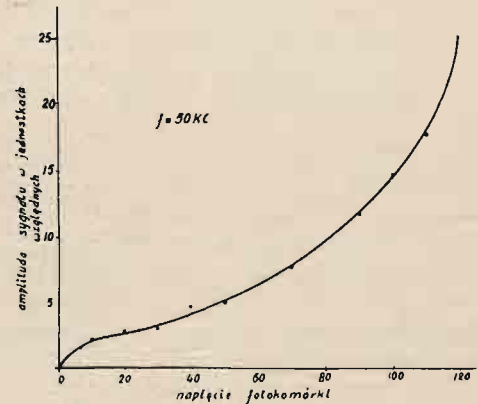
Rys. 5.

wości fotokomórki gazowanej w odniesieniu do próżniowej. Wyeliminowano w ten sposób wszelkie uboczne wpływy na dokładność pomiarów.

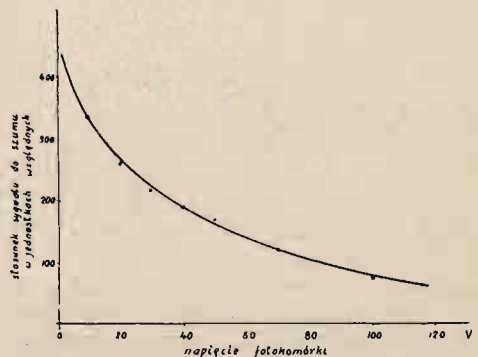
Dla ustalenia punktu pracy fotokomórki, a mianowicie jej napięcia roboczego, zbadano zależność szumu fotokomórki od napięcia, dla stałego niewielkiego jej oświetlenia. Z otrzymanej krzywej (rys. 6a) i krzywych rys. 6b i c wynika, że przy małych wartościach strumienia świetlnego — stosunek sygnału do szumu fotokomórki maleje ze wzrostem jej napięcia roboczego. Z drugiej strony, zagadnienie dobrania optymalnych warun-



Rys. 6a.



Rys. 6b.



Rys. 6c.

ków pracy fotokomórki należy rozpatrywać z punktu widzenia wyników ostatecznych, interesuje nas bowiem przede wszystkim stosunek sygnału do szumu na wyjściu układu wzmacniającego. Wielkość tę można oznaczyć

$$\frac{U_{\text{sygn}}}{U_{\text{sz}}} = \frac{U_{\text{sygn}}}{U_{\text{sz}}' + U_{\text{sz}}'' + U_{\text{sz}}'''},$$

gdzie U_{sz}' — amplituda szumu fotokomórki, U_{sz}'' — szum w oporze obciążającym fotokomórkę, będącym zazwyczaj oporem siatkowym pierwszej lampy wzmacniacza, U_{sz}''' — szum lamp wzmacniacza.

Amplituda wzmocnionych szumów powstałych wskutek ruchów cieplnych w oporze na który pracuje fotokomórka, wg. wzoru Nyquist'a

$$U_{sz}'' = \sqrt{\frac{2 \delta T}{\pi} \int_0^{\infty} \bar{R}(\omega) d\omega \times k^2(\omega)}$$

(gdzie δ — stała Boltzmanna, T — temperatura w $^{\circ}K$, $R(\omega)$ — składowa rzeczywista oporu przy częstotliwości ω i $K(\omega)$ — wzmocnienie przy tejże częstotliwości) — jest proporcjonalna do $\sqrt{\bar{R}}$, podczas gdy amplituda sygnału

$$U_{sygn} = I \cdot R \cdot K.$$

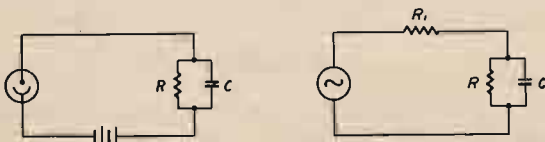
(gdzie I — prąd fotoelektryczny, R i K — jak wyżej) — jest proporcjonalna do R . Stosunek tych amplitud jest więc proporcjonalny do $\sqrt{\bar{R}}$. Zważywszy, że wartość szumu własnego fotokomórki U_{sz}' przy niezbyt wysokim napięciu roboczym jest mała w stosunku do sumy $U_{sz}'' + U_{sz}'''$ należy wybrać wysoką wartość R i umiarkowanie wysokie napięcie robocze fotokomórki. Pozwoli to otrzymać dużą czułość układu i dobry stosunek amplitud sygnału i szumu.

4. Metoda korekcji.

Korekcję charakterystyki częstotliwości dla fotokomórki gazowanej przeprowadzić możemy metodą kompensacyjną przez użycie przedwzmacniacza o wzmocnieniu rosnącym z częstotliwością. Układ fotokomórki i lampy wzmacniającej traktujemy jako całość, stawiając ogólny warunek, aby amplituda napięcia wyjściowego z przedwzmacniacza była niezależną od częstotliwości modulacji światła. Zakładamy przy tym stałą amplitudę strumienia świetlnego i stałą głębokość modulacji światła.

Postawienie zagadnienia w ten sposób zmusza nas do jednoczesnego uwzględnienia innych czynników wpływających na przebieg charakterystyki układu: fotokomórka-lampa. Są to: pojemność wejściowa lampy oraz pojemność obwodu anodowego występująca równolegle na oporze obciążenia lampy.

Wpływ tych czynników uwzględnimy kolejno, przeliczając dla dwu częstotliwości odpowiednio wybranych stopień zniekształcenia, który będzie punktem wyjścia przy projektowaniu obwodu korygującego.



Rys. 7.

Fotokomórkę gazowaną, ze względu na kształt jej charakterystyki częstotliwości, można z pewnym przybliżeniem uważać za idealną fotokomórkę próżniową, która pracuje na oporność zespoloną (rys. 7)

$$\bar{Z} = \frac{R}{1 + j\omega CR}$$

Fikcyjne wartości R i C określają kształt omawianej charakterystyki. Jeśli

$$|\bar{Z}_1|_{\omega_1} = \xi_1 R \text{ i } |\bar{Z}_2|_{\omega_2} = \xi_2 R, \text{ gdzie } \xi_2 < \xi_1 < 1$$

$$\text{oraz } \xi_2 = \frac{|\bar{I}_2|_{\omega_2}}{|\bar{I}|_{\omega_0}} : \xi_1 = \frac{|\bar{I}_1|_{\omega_1}}{|\bar{I}|_{\omega_0}}$$

zaś $\bar{I}, \bar{I}_1, \bar{I}_2$ — prądy fotoelektryczne przy pulsacjach $0, \omega_1, \omega_2$, to

$$\frac{R}{\sqrt{1 + \omega_1^2 R^2 C^2}} = \xi_1 R : \frac{R}{\sqrt{1 + \omega_2^2 R^2 C^2}} = \xi_2 R,$$

$$\xi_1^2 (1 + \omega_1^2 R^2 C^2) = \xi_2^2 (1 + \omega_2^2 R^2 C^2);$$

$$R^2 C^2 (\xi_1^2 \omega_1^2 - \xi_2^2 \omega_2^2) = \xi_2^2 - \xi_1^2;$$

$$RC = \sqrt{\frac{\xi_1^2 - \xi_2^2}{\xi_2^2 \omega_2^2 - \xi_1^2 \omega_1^2}} \dots \dots \dots (1)$$

Rozdział otrzymanej wielkości między R i C mógłby być dokonany dowolnie; mając jednak na uwadze maksymalną czułość aparatury dobieramy je ze względu na dopuszczony poziom szumów w stosunku do poziomu sygnału użytecznego.

Jak było wyżej powiedziane, stosunek poziomu sygnału do poziomu szumu staje się tym korzystniejszy im większą jest wartość oporu na który pracuje fotokomórka. Jeśli przyjmiemy opór obciążenia fotokomórki $R_1 = R$, to całkowita pojemność bocznikująca wyniesie $C_1 = C + C_0$, gdzie C_0 — sumaryczna pojemność fotokomórki, przewodów i pojemność wejściowa lampy wzmacniającej.

Nowa charakterystyka określona będzie iloczynem $R_1 C_1$, przy czym szybciej będzie opadać w funkcji częstotliwości. Dla pulsacji ω_1 i ω_2 otrzymamy nowe współczynniki ξ_3 i ξ_4 przy czym $\xi_3 < \xi_1$ i $\xi_4 < \xi_2$, gdzie

$$\xi_3 = \frac{|\bar{Z}_3|_{\omega_1}}{R} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega_1^2 R_1^2 C_1^2}} \dots \dots \dots (2)$$

$$\text{i } \xi_4 = \frac{|\bar{Z}_4|_{\omega_2}}{R} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega_2^2 R_1^2 C_1^2}} \dots \dots \dots (3)$$

Korekcja polegać będzie na tym, aby zaprojektować przedwzmacniacz, którego wzmocnienie dla pulsacji ω_1 wynosiłoby

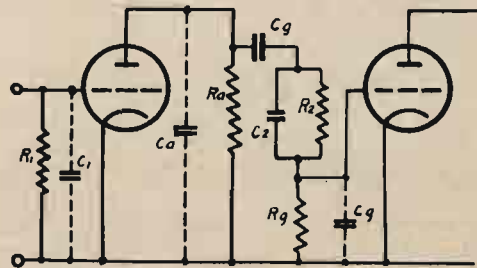
$$K_1 = \frac{K_0}{\xi_3},$$

a dla ω_2 :

$$K_2 = \frac{K_0}{\xi_4},$$

gdzie K_0 — wzmocnienie dla zakresu częstotliwości, w którym charakterystyka jest pozioma.

Warunki powyższe można spełnić przy pomocy kilku metod jak np. przez włączenie w obwód siatkowy, lub anodowy lampy — indukcyjności lub obwodów rezonansowych. Jednakże skorygowanie wzmacniacza tą metodą w szerszym zakresie i przy silnie opadającej charakterystyce jest trudnym.



Rys. 8.

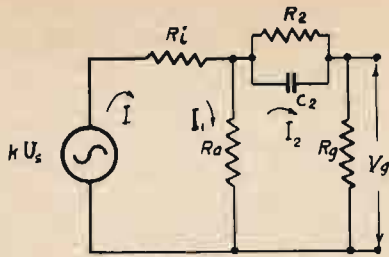
Znacznie lepsze rezultaty osiągnąć można przez użycie filtru złożonego z oporności i pojemności, jak na rys. 8. Układ ten dostarcza, na siatkę lampy następnej, amplitudy napięć rosnące z częstotliwością, skutkiem wpływu pojemności C_2 na opór R_2 . Jeśli

$$R_g \ll \frac{1}{\omega_2 C_g} ; R_a \ll \frac{1}{\omega_2 C_a},$$

to układ można przedstawić jak na rys. 9, przy czym

dla ω_1 można napisać:

$$k \bar{U}_s = \bar{I} (R_i + \bar{Z}_1');$$



Rys. 9.

$$\bar{U}_g = \bar{I}_2 R_g;$$

$$\bar{I} = \bar{I}_1 + \bar{I}_2;$$

$$\bar{I}_2 \bar{Z}'_2 + \bar{I}_2 R_g - \bar{I}_1 R_a = 0;$$

gdzie k — współczynnik amplifikacji lampy,

$$\frac{1}{\bar{Z}'_1} = \frac{1}{R_a} + \frac{1}{\bar{Z}'_2 + R_g}; \quad \bar{Z}'_2 = \frac{R_2}{1 + j\omega_1 C_2 R_2}$$

Jeśli R_a dobierzemy tak, aby dla pulsacji ω_1

$$R_a \ll R_g + |\bar{Z}'_2|(\omega_1),$$

to można z pewnym przybliżeniem napisać:

$$k \bar{U}_s = \bar{I}(R_i + R_a).$$

Ponieważ

$$\bar{I}_2 = \frac{\bar{I} R_a}{\bar{Z}'_2 + R_g + R_a},$$

więc

$$\bar{K}_1 = \frac{\bar{U}_g}{\bar{U}_s} = \frac{\bar{I}_2 R_g k}{\bar{I}(R_i + R_a)} = \frac{R_a R_g \times k}{(\bar{Z}'_2 + R_g + R_a)(R_i + R_a)} = \frac{k}{(\bar{Z}'_2 + R_g + R_a) \alpha}, \quad \text{gdzie } \alpha = \frac{R_i + R_a}{R_a R_g}$$

Analogicznie dla pulsacji ω_2

$$\bar{K}_2 = \frac{R_a R_g \cdot k}{(\bar{Z}''_2 + R_g + R_a)(R_i + R_a)} = \frac{k}{(\bar{Z}''_2 + R_g + R_a) \alpha}$$

Dla częstotliwości niskich

$$\omega^2 R_2^2 C_2^2 \ll 1, \text{ więc}$$

$$K_0 = \frac{R_a R_g k}{(R_2 + R_g + R_a)(R_i + R_a)} = \frac{k}{(R_2 + R_g + R_a) \alpha}$$

Ponieważ

$$\frac{1}{\xi_3} = \frac{|\bar{K}_1|}{K_0}; \quad \frac{1}{\xi_4} = \frac{|\bar{K}_2|}{K_0}, \text{ więc z (2)}$$

$$\sqrt{1 + \omega_1^2 R_1^2 C_1^2} = \frac{R_2 + R_g + R_a}{|\bar{Z}'_2 + R_g + R_a|}$$

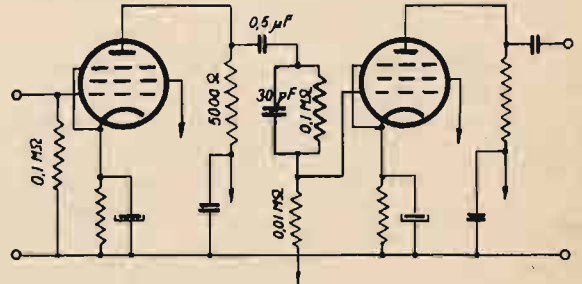
oraz z (3)

$$\sqrt{1 + \omega_2^2 R_1^2 C_1^2} = \frac{R_2 + R_g + R_a}{|\bar{Z}''_2 + R_g + R_a|}$$

Powyższe dwa równania wyznaczają jednoznacznie wartości filtra R_2 i C_2 dla założonych ω_1 , ω_2 , R_a , R_g oraz

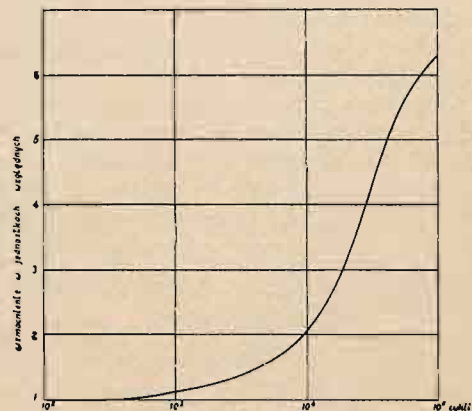
przeliczonych R_1 i C_1 . Rozwiązanie ich względem R_2 i C_2 nie następuje trudności.

Powyższy układ korekcji charakterystyki częstotliwości fotokomórki wprowadza zniekształcenie fazy na wyższych częstotliwościach. Jednakże, jak wykazuje przebieg, \bar{U}_g wyprzedza \bar{U}_s . Układ powyższy koryguje więc w pewnym stopniu ogólną charakterystykę wzmacniacza, w którym występujące zniekształcenia fazowe są zwykle odwrotnego znaku.



Rys. 10.

Na podstawie wyżej opisanej metody zaprojektowano wzmacniacz (rys. 10) dla jednej z posiadanych fotokomórek gazowanych, którego charakterystykę częstotliwości podaje rys. 11.



Rys. 11.

Literatura:

1. A. L. Hughes and L. A. DuBridge — Photoelectric Phenomena, tłum. ros., 1932.
 2. V. K. Zworykin and E. D. Wilson — Photocells and Their Applications, 1932.
 3. R. Fleischer und H. Teichmann — Die lichtelektrische Zellen und ihre Herstellung — 1932.
 4. W. Gurow. Osnowy dalnowidzenia, 1936.
 5. B. Kwal — Les bases physiques de television, 1934.
 6. L. M. Myers — Television Optics, 1936.
- Poza tym szereg artykułów w prasie periodycznej.

Miernik zniekształceń fazy w czwórnikach elektrycznych

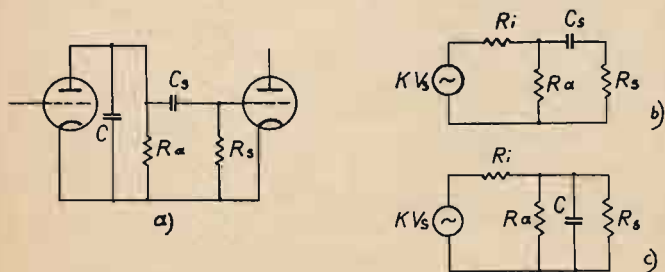
L. Kędziński i J. Keller

(Państwowy Instytut Telekomunikacyjny)

Wstęp.

W związku z rozwojem telewizji, fototelegrafii, telegrafii wielokrotnej, a nawet jak ostatnie badania wykazują i w elektroakustyce, okazało się koniecznym sprawdzać charakterystyki fazowe poszczególnych elementów aparatury. Szczególnie przy przesyłaniu obrazów korekcja zniekształceń fazy jest niezbędna skutkiem wrażliwości oka ludzkiego na efekty tym spowodowane.

Zniekształcenia fazy powstają, jak wiadomo skutkiem istnienia w czwórniku oporności urojonych. Ograniczając zagadnienie do wzmacniaczy oporowo - pojemnościowych (rys. 1) otrzymujemy zniekształcenia fazy przy częstotliwościach niskich (rys. 1a), spowodowane składową pojemnościową oporności zastępczej układu sprzęgającego, przy częstotliwościach zaś wysokich (rys. 1b) skutkiem pojemności pasorzytniczej C. Zniekształcenie powyższe charakteryzuje się różnicą faz wektorów napięcia na wejściu i wyjściu badanego stopnia wzmacniacza; różnica ta jest funkcją częstotliwości.



Rys. 1.

Określanie wielkości zniekształcenia drogą analityczną jest żmudne, szczególnie przy częstotliwościach wyższych, wobec znacznego tu wpływu pojemności pasorzytniczych, trudnych do oceny.

Przy opracowywaniu układów telewizyjnych okazało się więc konieczne wykonanie przyrządu, któryby w sposób możliwie prosty i szybki pozwolił mierzyć przesunięcie fazy w badanym czwórniku.

Pomiar można wykonać metodą zerową, lub odchyłową. Pierwsza charakteryzuje się większą dokładnością, lecz wymaga bardziej skomplikowanego układu, stałego używania wzorcowych elementów, oraz traci na dokładności przy częstotliwościach wysokich, gdzie nie łatwo jest określić właściwą wartość elementów składowych wobec istnienia pasorzytniczych indukcyjności i pojemności oraz wskutek wpływu zjawiska naskórkowości.

Metoda odchyłowa pozwala zachować tę samą prawie dokładność pomiaru w b. szerokim zakresie częstotliwości jest zaś bezporównania prostszą w użyciu.

Z powyższych względów opracowano przyrząd, dający bezpośredni odczyt kąta φ na mierniku wskazówkowym.

Zasada pomiaru.

Jeśli mamy dwa wektory napięcia (lub prądu) (rys. 2) \hat{V}_1 i \hat{V}_2 odchylone od kierunku odniesienia o kąty φ_1 i φ_2 to ich różnica $\hat{V}_3 = \hat{V}_1 - \hat{V}_2$, lub ich suma $\hat{V}'_3 = \hat{V}_1 + \hat{V}_2$ będzie miarą wielkości kąta ($\varphi_2 - \varphi_1$) zawartego między tymi wektorami.

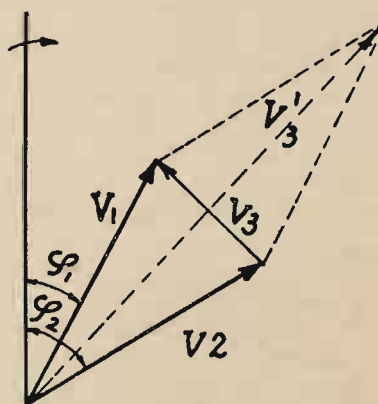
Jeśli $|\hat{V}_1| = |\hat{V}_2| = V$ oraz $\varphi_2 - \varphi_1 = \varphi$ to

$$V_3 = 2V \sin \frac{\varphi}{2} \quad \text{a} \quad V'_3 = 2V \cos \frac{\varphi}{2}$$

skąd

$$\varphi = 2 \arcsin \frac{V_3}{2V} \quad \text{lub} \quad \varphi = 2 \arccos \frac{V'_3}{2V}$$

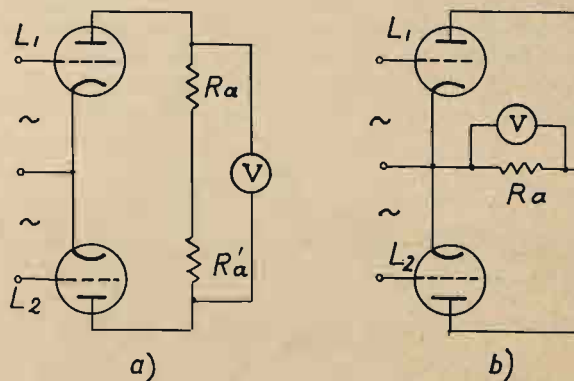
Pomiar kąta φ może więc być wykonany przez pomiar V_3 lub V'_3 .



Rys. 2.

Zasada powyższa może być zrealizowana przez użycie wzmacniacza w układzie przeciwobnym.

Jeśli mianowicie do siatek lamp L_1 i L_2 (rys. 3) przyłożymy dwa napięcia tej samej częstotliwości — to woltomierz V wskaże w układzie „a” różnicę geometryczną, w układzie zaś „b” sumę geometryczną wzmocnionych napięć. Wskazania woltomierza V można więc bezpośrednio wyskalować w wielkości kąta φ w granicach $0^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ$. Układ b jest dla celów pomiarowych znacznie korzystniejszy, gdyż niezależniamy się w nim od jakichkolwiek niesymetrii wewnątrz układu.



Rys. 3.

Warunki stawiane fazometrowi.

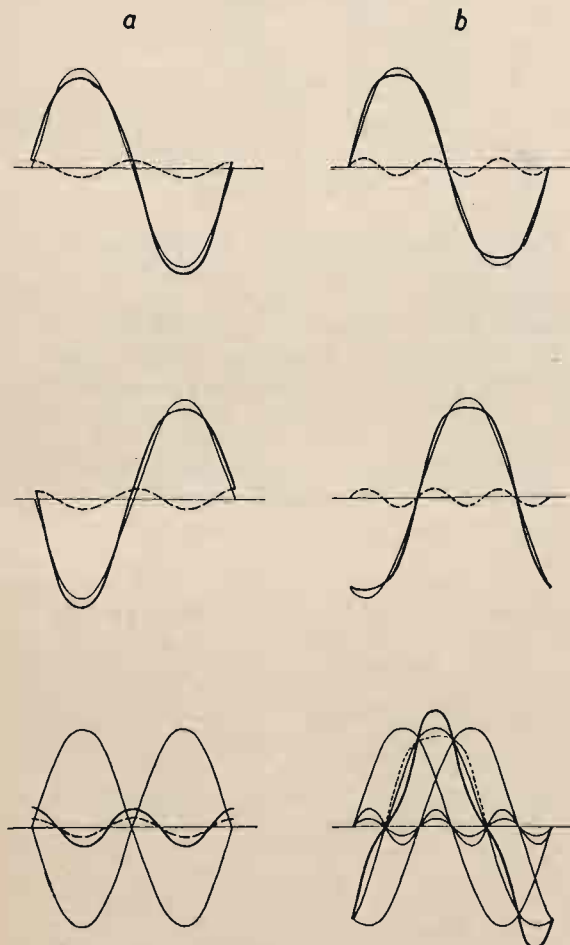
Przyrząd powyższy wykonano głównie dla badania układów telewizyjnych, winien więc

- 1) mierzyć φ w granicach $0^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ$,
- 2) mierzyć φ dla zakresu częstotliwości od pojedynczych cykli do setek kilocykli.
- 3) nie wprowadzać połączenia elektrycznego między wejściem i wyjściem układu mierzzonego.
- 4) posiadać duży opór od strony wyjścia czwórnika badanego, mały opór zaś od strony jego wejścia.

- 5) nie wprowadzać własnych przesunięć fazowych
6) nie posiadać zniekształceń nieliniowych.

Pierwsze dwa punkty są oczywiste ze względu na przeznaczenie przyrządu. Warunek trzeci jest ważny przy badaniu układu o dużym wzmocnieniu. Dalej opór fazometru od strony wyjścia układu badanego winien być wielokrotnie większy od dołączonego zespolonego oporu wewnętrznego badanego czwórnika, aby nie wprowadzał w nim zmian, z drugiej zaś strony opór fazometru od strony wejścia winien być mały wobec zespolonej oporności wejściowej badanego czwórnika. Oporność powyższa nie może być jednak zbyt mała ze względu na obciążenie źródła napięcia przez fazometr. Przy uwzględnieniu powyższych zastrzeżeń, przesunięcia fazy wewnątrz samego przyrządu nie mają znaczenia, gdyż kompensują się wzajemnie. Jest to jedna z najważniejszych zalet układu przeciwobnego przy pomiarze zniekształceń fazy.

Ograniczenie zniekształceń nieliniowych jest konieczne przy dokładniejszym pomiarze, gdyż wprowadzone tą drogą napięcia o częstotliwościach harmonicznych są inaczej przesunięte w fazie niż napięcia podstawowe.



Rys. 4.

Wpływ zniekształceń nieliniowych na dokładność pomiaru przedstawiono przykładowo na rys. 4, gdzie założono, iż kształt krzywej napięcia źródła jest odkształcony zawartością 10% drugiej harmonicznej (rys. 4a) i 10% trzeciej harmonicznej (rys. 4b). Przy pomiarze np. kąta 180° , w pierwszym wypadku, woltomierz lampowy przyrządu wskaże $\frac{1}{\sqrt{2}}V_{1,\max}$ względnie $\frac{1}{\sqrt{2}}V_{2,\max}$ t. . około 10% mniej od wartości skutecznej napięcia o częstotliwości podstawowej. Otrzymamy więc zamiast napięcia sumarycznego

$$V_s = 0 \quad V_s' \cong 0,1 V_1 + 0,1 V_2 \cong 0,2 V$$

czyli

$$\text{kąt } \varphi = 2 \arccos \frac{0,2 V}{2 V} = 168^\circ.$$

W drugim przypadku, gdy krzywa posiada zniekształcenie spowodowane trzecią harmoniczną i mierzymy np. kąt 120° , otrzymamy

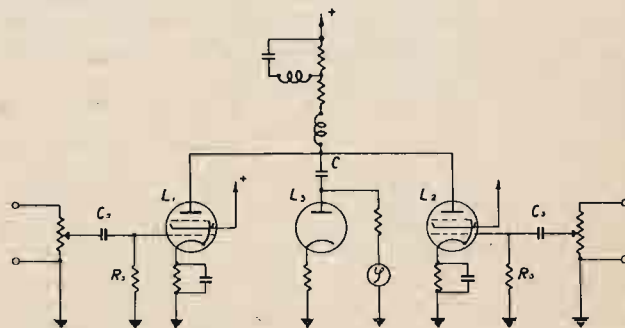
$$V_s \cong (1 + 0,1) V + 2 \cdot 0,1 V \cong 1,3 V$$

$$\varphi = 2 \arccos \frac{1,3 V}{2 V} = 98^\circ.$$

W zupełnie analogiczny sposób wpływają zniekształcenia nieliniowe, powstałe wewnątrz czwórnika badanego, czy też wewnątrz fazometru. Jednym więc z najważniejszych warunków prawidłowości pomiaru jest praca małymi amplitudami i możliwie sinusoidalny kształt krzywej napięcia źródła.

Opis przyrządu.

Miernik zniekształceń fazy opracowany na wyżej omówionych zasadach składa się z jednostopniowego wzmacniacza w układzie przeciwobnym klasy A, L_1 , i L_2



Rys. 5.

(rys. 5, 6 i 7), oraz woltomierza kenotronowego L_3 w układzie równoległym, który otrzymuje napięcie ze wspólnego obwodu anodowego obu lamp przez kondensator C. Dla uniknięcia zniekształceń nieliniowych wzmacniacz jest odpowiednio spolaryzowany oraz pracuje przy małych amplitudach napięcia na siatkach.

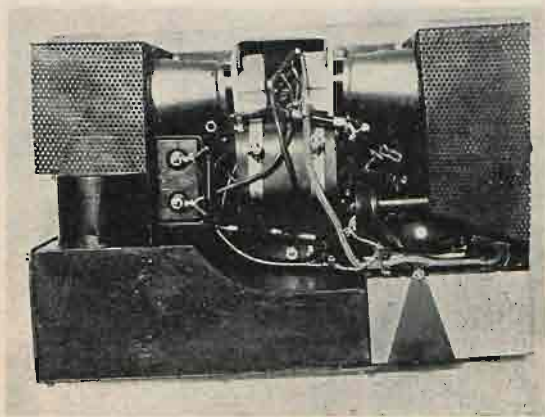
Wielkość dopuszczalnej amplitudy na siatce wzmacniacza, ze względu na zniekształcenia, oraz wielkość amplitudy potrzebnej do pracy określają nam czułość wskaźnika w obwodzie detektora oraz przebieg charakterystyki częstotliwościowej wzmacniacza.

Stosowanie bardzo czułych mierników jest niewygodne i obniża dokładność odczytu; korzystniej więc jest dopuścić większą amplitudę napięcia potrzebną do pomiaru i utrzymać liniowość charakterystyki częstotliwościowej wzmacniacza w całym zakresie mierzonych częstotliwości.



Rys. 6.

Wybrane warunki pracy stanowią kompromis między warunkiem najkorzystniejszej amplitudy napięcia do pomiaru, a idealnym przebiegiem krzywej częstotliwości. Pozwala to na dopuszczenie pewnych odchyżeń od liniowości w charakterystyce częstotliwości wzmacniacza.

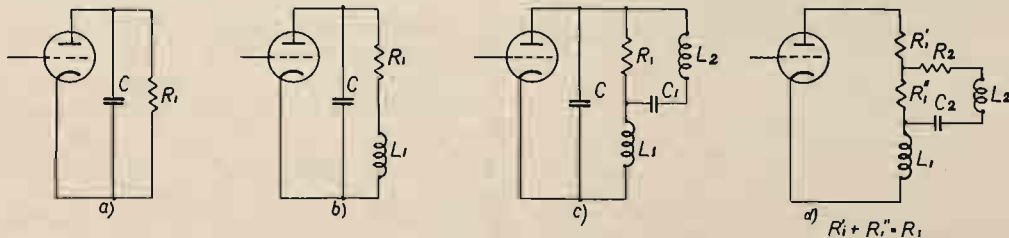


Rys. 7.

Przy projektowaniu szerokostęgowego wzmacniacza możemy spotkać się z trzema przypadkami

$$Z_a \gg R_i \quad Z_a \approx R_i \quad Z_a \ll R_i$$

gdzie Z_a całkowite obciążenie lampy wzmacniającej, a R_i oporność wewnętrzna lampy. Pierwszy i drugi przypadek odnosi się do lampy o małym oporze wewnętrznym, a



Rys. 8.

więc i małym współczynnikiem amplifikacji. Wzmocnienie człona otrzymujemy w tych przypadkach niewielkie, a więc i czułość przyrządu jest niewielka. Przypadek trzeci odnosi się do lamp o bardzo dużym oporze wewnętrznym, a więc do lamp ekranowanych i pentod w. cz.

W tym przypadku wzmocnienie człona równa się

$$K = S \cdot Z_a$$

gdzie S — nachylenie charakterystyki lampy w punkcie pracy.

Charakterystyka częstotliwości wzmacniacza jest w tym przypadku określona przebiegiem funkcji $Z_a = f[\omega]$. Zgodnie z rys. 8a mamy

$$Z_a = \frac{R_i}{\sqrt{1 + \omega^2 C^2 R_i^2}}$$

gdzie C jest wypadkową pojemnością szkodliwą.

Przebieg omawianej charakterystyki zależy więc od stosunku

$$\frac{Z_a}{R_i} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 C^2 R_i^2}}$$

i jest prostoliniowy, dopóki

$$\omega^2 C^2 R_i^2 \ll 1.$$

Dla dużego zakresu częstotliwości można więc otrzymać prostoliniowe wzmocnienie tylko dla małych warto-

ści R_i , gdyż wielkości C zbyt w praktyce nie można zmniejszyć. Z wyborem małego R_i związane jest małe wzmocnienie, a więc i mała czułość przyrządu.

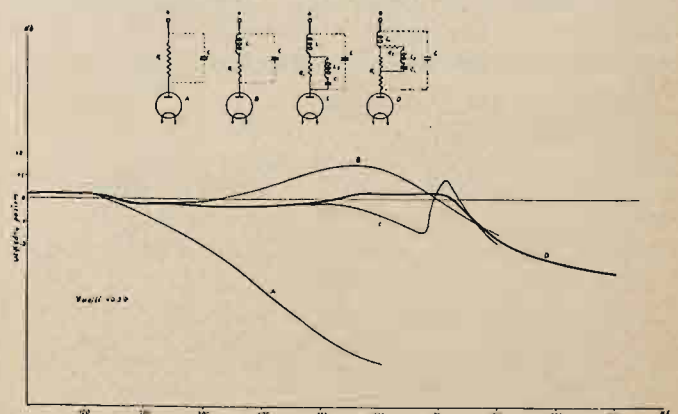
Wybieramy więc większe R_i i kompensujemy wpływ pojemności C . Kompensację można wykonać przez włączenie w szereg z oporem R_i indukcyjności L_1 (rys. 8b), której oporność, rosnąc z częstotliwością, powoduje wzrost wzmocnienia lampy. Wielkość indukcyjności dobieramy tak, aby częstotliwość, odpowiadająca jej fali własnej, znalazła się poza zakresem pracy wzmacniacza.

Tak prostym układem nie można jednak kompensować pojemności C dla większego, zakresu częstotliwości. Należało więc opracować układ bardziej skomplikowany, którego ewolucję pokazują rys. 8.

Odpowiadające powyższym układom charakterystyki częstotliwościowe wzmacniacza pokazano na rys. 9. Widzimy, iż bez kompensacji prostoliniowość nie przekracza częstotliwości 100 kc, gdy po kompensacji sięga ona 750 kc przy odchyleniach od prostoliniowości nie większych od 5%. Łagodny przebieg charakterystyki dla częstotliwości wyższych od 750 kc pozwala na pomiar zniekształceń fazy, aż do częstotliwości 1 000 kc.

Kształt charakterystyki dla częstotliwości niskich uwarunkowany jest jedynie wielkością iloczynu $R_s C_s$ (rys. 5). Łatwo więc otrzymać go prawidłowym dla bardzo nawet niskich częstotliwości (rys. 10). Zniekształcenie fazy wprowadzone przez układ i występujące tu szczególnie silnie, kompensują się, jak już wiadomo, przez wybór układu przeciwsobnego, nie wpływają więc na dokładność pomiaru. Należy jeszcze wspomnieć o przesunięciach fazy,

powstających wewnątrz fazometru na wielkich częstotliwościach, które nie kompensują się w układzie przeciwsobnym, a więc obniżają dokładność pomiaru. Spowodowane one są pojemnością potencjometru i przewodów,

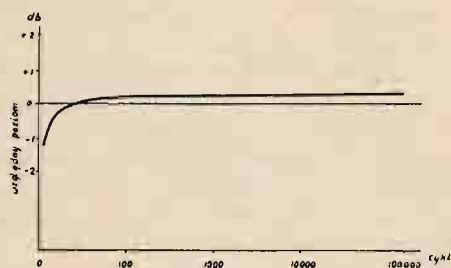


Rys. 9.

która, wobec dużych wartości oporu przyrządu od strony wejścia badanego czwórnika, może dawać przesunięcia fazy obniżające znacznie dokładność pomiaru.

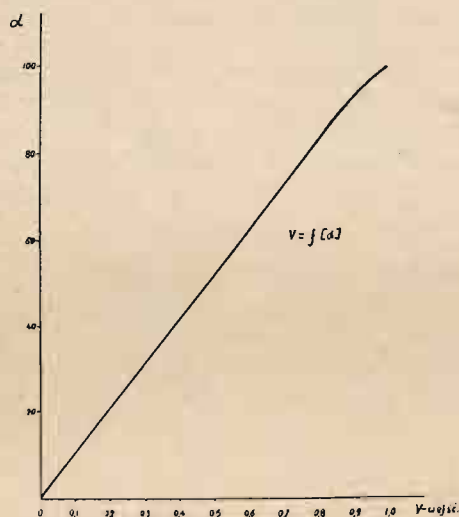
Właściwy wybór elementów oraz metody montażu pozwala uchyb powyższy poważnie zredukować.

Zniekształcenia nieliniowe wzmacniacza przeciwobnego zredukowano do minimum przez użycie lamp o dość znacznym odcinku charakterystyki prostoliniowym oraz przez umożliwienie pomiaru przy małych amplitudach napięcia wprowadzonego.



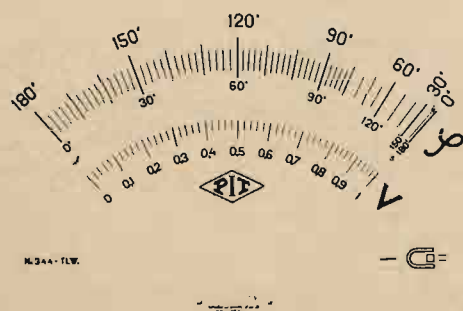
Rys. 10.

Zależność wskazań przyrządu od napięcia przyłożonego do fazometru podaje rys. 11. Normalna praca miernika zachodzi przy napięciu skutecznym 0,5 V., a prostoliniowość sięga aż do napięcia 0,75 V. Pozwala to rozszerzyć zakres pracy fazometru na większą wstęgę częstotliwości.



Rys. 11.

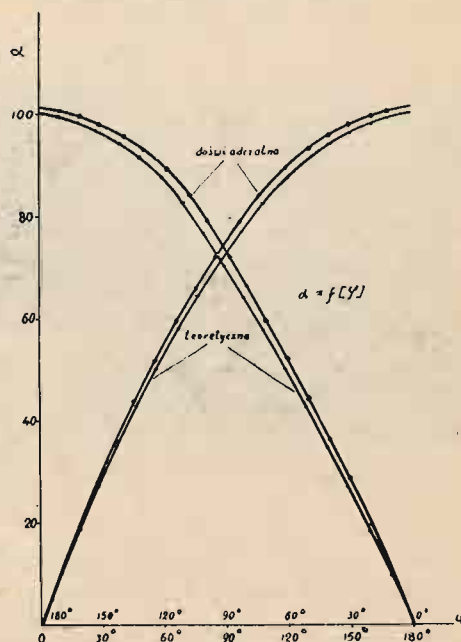
Jak wynika z poprzednich rozważań, krzywa skalowania fazometru jest kosinusoidą, lub sinusoidą, w zależności od warunków pracy. W pewnej części skali odczyt staje się mało dokładny. Dla powiększenia jego dokład-



Rys. 12.

ności, zaopatrzone przyrząd w dwie skale: jedną o przebiegu kosinusoidalnym, drugą zaś sinusoidalnym. Gdy wypada odczytywać w części skali o małej dokładności, można przy pomocy prostego układu zmierzyć kąt szukany na drugiej skali przyrządu. Na rys. 12 i 13 pokaza-

no widok skali oraz krzywe skalowania — teoretyczną i rzeczywistą. Jak widać z powyższego, odczyt jest dokładny na jednej skali dla kątów większych od 90° na drugiej zaś dla kątów mniejszych od 90°.

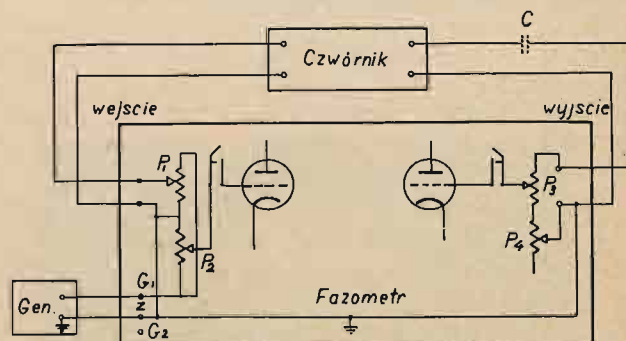


Rys. 13.

Zastosowanie przyrządu

Pomiar fazy między napięciami na wejściu i wyjściu badanego czwórnika odbywa się w układzie z rys. 14. Generator, dający niesymetryczne względem ziemi i sinusoidalne napięcie, załącza się do zacisków G¹Z (lub do zacisków G₁G₂, gdy napięcie jest symetryczne względem ziemi) czwórnika zaś łączy się odpowiednio z pozostałymi zaciskami fazometru. Po zrównaniu napięć przyłożonych do siatek lamp wzmacniających fazometru mierzy się ich różnicę — będącą funkcją przesunięcia fazowego. Przy pomiarze otrzymujemy wartość bezwzględną kąta

Znak wielkości mierzonej łatwo określić przez włączenie, jak na rys. 14, kondensatora o oporności pozornej rzędu 10 ÷ 20 kΩ, wówczas przy powtórnym pomiarze otrzymamy wielkość mniejszą, lub większą niż pierwotnie. Zmniejszenie mierzonego kąta będzie wskazywało na opóźnianie się wektora napięcia wyjściowego w stosunku

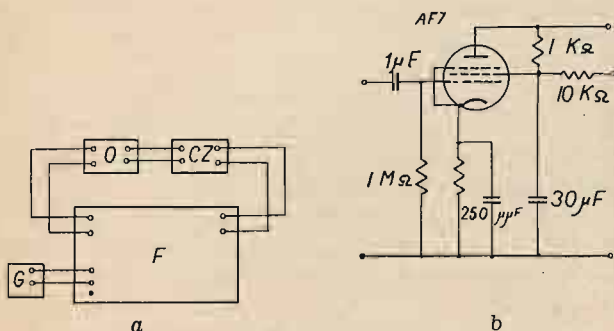


Rys. 14.

do wektora napięcia wejściowego, wzrost zaś na wyprzedzanie.

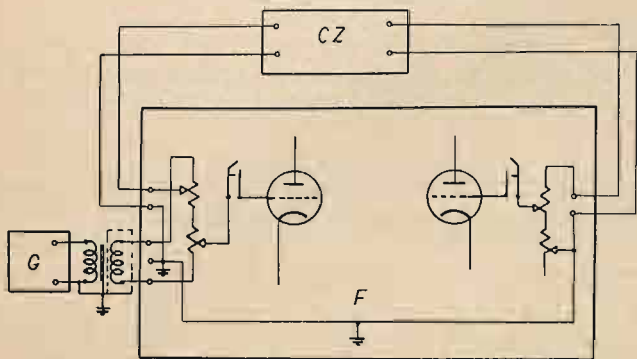
Jak wyżej już wspomniano, odczyt dla kątów $\varphi < 90^\circ$ jest mało dokładny w układzie z rys. 14. Wystarczy jednak odwrócić w fazie o 180° napięcie wprowadzone na

czwórnik, aby otrzymać odczyt na drugiej skali, dokładnej dla kątów $\varphi < 90^\circ$. Układem odwracającym „O” może być lampa, która nie zniekształca fazy w zakresie mierzonych częstotliwości. Układ taki przykładowo podano na rys. 15b.



Rys. 15.

Pracując przy częstotliwościach akustycznych wygodniej jest wprowadzić między generator i fazometr-transformator o ekranowanych uzwojeniach, jak na rys. 16, wówczas przez przełączanie klucza możemy odczytywać dowolnie na jednej z dwu skal przyrządu.



Rys. 16.

Określenie wielkości uchybu granicznego fazometru jest trudne ze względu na różnorodność czynników na niego wpływających.

Jako najważniejsze należy wymienić:

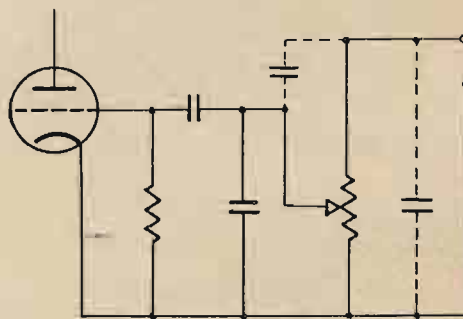
- 1) niedokładne wyrównanie napięć V_1 i V_2 przykładanych do lamp wzmacniacza fazometru.
- 2) wahanie napięcia w generatorze, lub w czwórniku w czasie pomiaru (n. p. niestabilność pracy czwórnika).

3) procentowa zawartość harmonicznych na wyjściu z generatora, lub z czwórnika.

4) przesunięcia fazy wewnątrz przyrządu spowodowane dużą opornością potencjometrów przyrządu.

Pierwsze trzy warunki występują niezależnie od częstotliwości napięcia zasilającego, ostatni zaś jest funkcją częstotliwości.

Przy wysokich częstotliwościach obwód siatki lampy wyjściowej fazometru można przedstawić jak na rys. 17. Regulacja potencjometrem powoduje więc zmianę fazy między wektorami napięcia na zaciskach przyrządu, oraz na siatce lampy. Wskazaniem więc jest mierzyć fazę przy pełnej wartości potencjometru, wielkość zaś napięcia pracy dobierać z generatora.



Rys. 17.

Przy zachowaniu powyższych ostrożności można wielkość uchybu granicznego przyrządu utrzymać w granicach kilku stopni dla częstotliwości wysokich oraz poniżej 3° dla częstotliwości akustycznych.

Pomiar fazy nie jest jednak jedynym zastosowaniem przyrządu. Zaopatrzenie wskaźnika w skalę napięć pozwala używać omawiany przyrząd jako woltomierza lampowego na zakres częstotliwości $30 \text{ c} \div 750 \text{ kc}$ z uchybem około 5%. W powyższym wykonaniu będzie on szczególnie wygodny dla zdejmowania charakterystyk wzmacnienia i charakterystyk częstotliwości wzmacniaczy, lub charakterystyk tłumienia filtrów, pozwala bowiem na pomiar napięcia wejściowego i wyjściowego przy pomocy jednego przyrządu.

Poza tym przyrząd może być wykorzystany do szeregu innych celów, że wymienimy tu jedynie pomiar mocy prądu zmiennego, pomiar małych pojemności, porównanie częstotliwości i t. d.

Badanie słuchawki telefonicznej

T. Korn
(Państwowy Instytut Telekomunikacyjny)

WSTĘP.

Na zasadzie ogólnie znanych rozważań (1), membranę telefoniczną, dobrze przykręconą, możemy traktować pod względem mechanicznym jako płytę sprężystą zamocowaną na obwodzie. Analizę matematyczną drgań takiej płyty najłatwiej jest przeprowadzić przez sprawdzenie do równoważnych energetycznie drgań punktu środkowego membrany. Do punktu tego sprowadzamy odpowiednio zredukowane: masę, opór, siłę zwracającą („sztywność”) i siły wymuszające, działające na membranę. Stopień zredukowania tych wielkości zależy od kształtu, jaki przybiera membrana w czasie drgań. Wynika stąd, że współczynniki zredukowane są funkcją częstotliwości, co po-

woduje istnienie kilku rezonansów dla różnych częstotliwości.

Równanie zastępcze drgań wymuszonych membrany przybierze znaną postać:

$$m_r \frac{d^2x}{dt^2} + \omega_r \frac{dx}{dt} + S_r x = P \sin \omega t$$

Na podstawie tego równania możemy sądzić co następuje:

1. Skuteczność słuchawki zależy w pierwszym rzędzie od amplitudy siły wymuszającej P.
2. Wyrazistość słuchawki tj. dobra reprodukcja tonów wysokich zależy od stosunku S_r/m_r .

Obecnie rozpatrzmy, od jakich czynników zależą powyższe wielkości w warunkach rzeczywistej pracy słuchawki.

Membrana telefoniczna znajdująca się w polu magnesów podlega sile przyciągania równej:

$$P = c \Phi^2$$

gdzie Φ jest strumieniem indukcji zamykającym się przez membranę.

Jeżeli strumień Φ jest strumieniem pulsującym, tj. określonym według wzoru:

$$\Phi = \Phi_0 + \Phi_{\max} \sin \omega t$$

gdzie Φ_{\max} jest amplitudą strumienia zmiennego pochodzącego od amperozwojów akustycznych, to siła P da się wówczas rozłożyć:

$$P = c (\Phi_0 + \Phi_{\max} \sin \omega t)^2 = c \Phi_0^2 + 2c \Phi_0 \Phi_{\max} \sin \omega t + c \Phi_{\max}^2 \sin^2 \omega t$$

W warunkach normalnej pracy słuchawki możemy przyjąć:

$$\Phi_{\max} \ll \Phi_0$$

co prowadzi do uproszczenia wzoru na P :

$$P = c \Phi_0^2 + 2c \Phi_0 \Phi_{\max} \sin \omega t$$

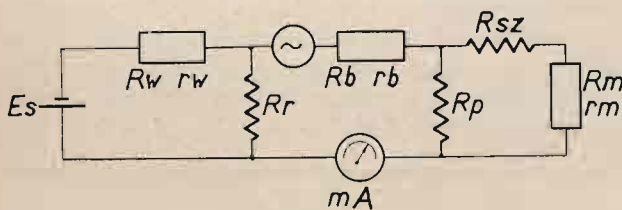
a przechodząc do wartości skutecznych części zmiennych

$$\bar{P} = K \Phi_0 \bar{\Phi} \dots \dots \dots (I)$$

Powyższe rozważanie matematyczne może służyć za podstawę przy doborze takich elementów słuchawki, któreby zapewniały należyte własności elektroakustyczne słuchawki t. j. skuteczność i wyrazistość.

SKUTECZNOŚĆ.

Ze wzoru (I) wynika, że głośność słuchawki jest proporcjonalna do iloczynu strumienia stałego i zmiennego w membranie. Dla zobrazowania, od czego zależą interesujące nas strumienie: Φ_0 i $\bar{\Phi}$ przedstawiamy obwód magnetyczny słuchawki w postaci zastępczego układu elektrycznego (rys. 1). W układzie tym działają dwie



Rys. 1.

Schemat zastępczy obwodu magnetycznego słuchawki.

SMM: stała i zmienna, t. j. pochodzące od stałych magnesów i od amperozwojów akustycznych. W schemacie powyższym musimy odróżnić dwa rodzaje oporów magnetycznych: dla strumienia stałego i zmiennego, które z racji krzywoliniowej zależności $B = f(H)$ dla poszczególnych części żelaznych obwodu są od siebie naogół odmienne. Opór magnetyczny dla strumienia stałego określimy jako:

$$R = k \mu_s = k \frac{B}{H}$$

dla strumienia zmiennego zaś, zakładając, że amplitudy są dostatecznie małe, jako:

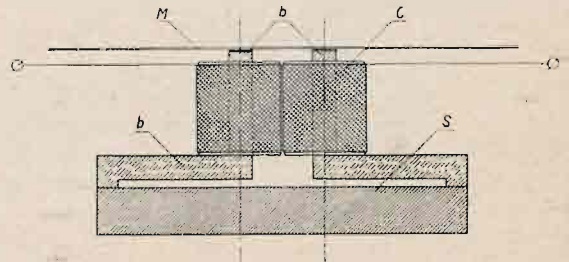
$$v = k \mu_d = k \frac{dB}{dH}$$

Opory te będą oczywiście identyczne dla części powietrznych obwodu.

Przyjmując, że amperozwoje prądu zmiennego nie dałyby się już zwiększyć t. j., że dopasowanie do linii elektrycznej jest możliwie najlepsze, widzimy, że czułość słuchawki będzie zależała w pierwszym rzędzie od następujących wielkości:

- 1) Siła magnesów stałych.
- 2) Opór magnetyczny membrany dla strumienia stałego i zmiennego (R_m i V_m)
- 3) Opór magnetyczny szczeliny (zależny od odległości membrany od biegunów).

Pomiar interesujących nas powyższych wielkości dla różnych odmian części składowych słuchawek odbywał się przy pomocy przyrządu zobrazowanego na rys. 2.



Rys. 2.

Układ do badania siły magnesów i oporu magnetycznego membrany. (S — magnes stały, b — nabiegunniki, c — cewki, M — membrana).

Częściami stałymi układu były nabiegunniki i cewki służące do pomiaru strumienia. Przyjęto system dwubiegunowy symetryczny, jako zadawalający i utrzymujący się do dziś dnia w najlepszych słuchawkach zagranicznych.

1) Siła magnesów stałych była określona przez pomiar strumienia stałego w cewkach przy nabiegunnikach magnetycznie zwartych. Otrzymano następujące wyniki:

Tablica 1.

Strumień w Maxwellach		
Stal kobaltowa (sztabka)	Stal wolframowa (podkowa)	Stop lekki (podkowa)
1690	1548	1530

Jak wynika z powyższego zestawienia zamiana magnesu ze stali wolframowej na stop lekki nie spowodowała wzrostu strumienia stałego w obwodzie. Na podstawie przeprowadzonych prób można przypuszczać, że powiększenie siły magnesów nie dałoby się osiągnąć bez zmiany konstrukcji słuchawki. Niemniej jednak i z magnesami typu dotychczasowego można osiągnąć zadawalające wyniki przy należytych doborze innych części.

2) Membrana. Pomiar oporu magnetycznego membrany odbywał się przy pomocy niżej opisanej metody:

Obwód magnetyczny z rys. 2 łącznie z magnesami stałymi można uważać za źródło z S. E. M. i oporem wewnętrznym R_w .

Układ ten jest zamknięty przez opór rozproszenia R_p .

Przez pomiar strumienia magnetycznego w tym obwodzie przy nabiegunnikach: 1) otwartych, 2) zamkniętych zworą magnetyczną i 3) zamkniętych membraną badaną, otrzymujemy trzy równania, pozwalające na wyznaczenie oporu magnetycznego membrany badanej:

$$R_m = K \frac{(\Phi_z - \Phi_m)(\Phi_z - \Phi_0)}{\Phi_z^2(\Phi_m - \Phi_0)}$$

gdzie K jest współczynnikiem proporcjonalności.

Ponieważ opór magnetyczny żelaza jest zależny od wielkości indukcji, siła magnesów w układzie (2) była dobrana przy pomiarze w ten sposób, aby przez membranę płynął strumień zbliżony do strumienia płynącego w czasie pracy.

Przedmiotem badań były membrany typu dotychczasowego, stosowane w słuchawkach krajowych i nowe, opracowane na podstawie powyższych rozważań. Otrzymano następujące wyniki:

Tablica 2.

Strumień w Maxwellach			
Stan jałowy	Stan zwarcia	Membrana dotychczasowa	Membrana nowa
Φ_0	Φ_z	Φ_m	Φ'_m
162	738	576	665

a stąd wyliczamy poszukiwane opory (wzór 2)

Tablica 3.

Membrana nowa	Membrana dotychczasowa
0,27 k	0,75 k

gdzie k jest dowolnie przyjętą jednostką oporu magnetycznego.

Z powyższych wyników widzimy, że membrana nowa posiada opór magnetyczny dla strumienia stałego trzykrotnie mniejszy od membrany dotychczasowej.

Opór magnetyczny membrany dla strumienia zmiennego został określony przez pomiar w obwodzie zamkniętym membraną badaną następującej wielkości:

$$S = \frac{\Delta S M M}{\Delta \Phi}$$

gdzie $\Delta S M M$ oznacza niewielki przyrost amperozwojów magnesujących, a $\Delta \Phi$ odpowiadający im przyrost strumienia magnetycznego w obwodzie. Pomiar przeprowadzono przy $S M M$ stałej tak dobranej, aby przez membranę badaną płynął strumień stały taki, jak podczas pracy.

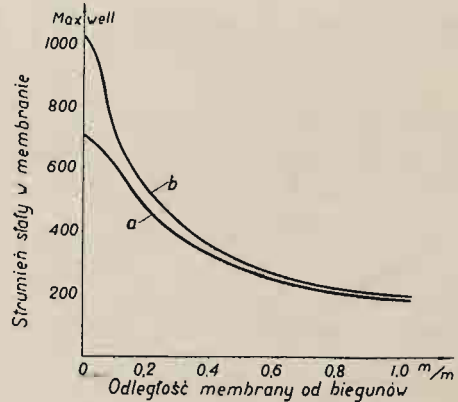
Tablica 4.

	Membrana stara	Membrana nowa	Zwora
$\Delta S M M$ (AZ)	$\Delta \Phi$ (Maxwell)		
33	32,2	37,8	90
ρ	1,03	0,87	0,37

Jak widzimy z powyższych wyników membrana nowa mimo silniejszego obciążenia strumieniem stałym przedstawia dla strumienia zmiennego opór mniejszy, niż membrana dotychczasowa.

3) *Wielkość szczeliny.* Główny wpływ na wielkość strumienia stałego i zmiennego w membranie, będą miały nie opory samej membrany lecz opór szczeliny powietrznej między membraną a biegunami magnesów. Rys. 3 przedstawia zależność między strumieniem stałym płynącym w membranie, a wielkością szczeliny. Z wykresu

tego widzimy, jak korzystne jest zmniejszenie szczeliny do możliwego minimum. Zmniejszenie to jest jednak ograniczone ze względu na niebezpieczeństwo przywarstwa membrany dla utrzymania należytego stopnia bezpieczeństwa. Membrana nowa jest znacznie sztywniejsza od dotychczasowej, co pozwala na ustalenie odległości zamocowania na 0,3 mm, a odpowiadająca tym warunkom odległość membrany od magnesów w czasie pracy wynosi ok. 0,1 mm.



Rys. 3.

Zależność strumienia stałego w membranie od wielkości szczeliny dla membrany dotychczasowej (a) i projektowanej (b).

Odległość ta jest przy sztywności nowej membrany na tyle bezpieczna, że przy powiększeniu $S. M. M.$ magnesów o 150 AZ nie następuje jeszcze przywarście membrany do magnesów. W słuchawkach dotychczasowych z membranami giętkimi odległość zamocowania wynosiła ok. 0,4 mm, a odległość robocza 0,15 — 0,2 mm.

Otrzymane rezultaty wskazują, że w nowej słuchawce czynnik decydujący o skuteczności słuchawki t. j. iloczyn $\bar{\Phi}_0 \bar{\Phi}$ będzie ok. 1,8 razy większy niż w słuchawce dotychczasowej. Czulość słuchawki nie wzrośnie jednak w tym stosunku, gdyż występująca przy większej sprawności słuchawki reakcja membrany będzie ten przyrost sprawności nieco osłabiać. Pomiarzy subiektywne wykazały, że przyrost skuteczności nowej słuchawki w porównaniu ze starymi wynosi średnio ok. 0,5 N.

WYRAZISTOŚĆ.

Zwiększenie grubości membrany przy jednoczesnym doborze materiału o większym współczynniku sprężystości (moduł Younga) spowodowało wzrost wielkości $\frac{S_r}{m_v}$, omówionej w § 2. Zwiększenie tej wielkości osiągnęło za sobą pewne przesunięcie rezonansu głównego z ok. 900 do 1 000, a jednocześnie podniesienie skuteczności odpowiadających rezonansom wtórnym. Te ostatnie jest bardzo pożądane z uwagi na reprodukcję tonów wysokich. Dzięki temu nowa słuchawka posiada wyrazistość lepszą o kilka procent od słuchawki dotychczasowej.

ZAKOŃCZENIE

Opisane wyżej badania wykazały, że źródło niskiej jakości słuchawek tkwi głównie w niewłaściwym doborze membrany. Membrana stosowana dotychczas poza zbyt dużym oporem magnetycznym posiada małą sztywność, która nie pozwala na dostateczne zmniejszenie szczeliny.

Słychawka proponowana w niniejszej pracy różni się od słuchawki dotychczasowej, jedynie membraną oraz zmniejszoną odległością membrany od magnesów. Zmiany te nie wymagają żadnych przeróbek konstrukcyjnych słuchawki, powodują polepszenie jej własności elektroakustycznych do poziomu najlepszych słuchawek spotykanych na rynku krajowym lub zagranicznym.

Lampa prostownicza jako źródło zakłóceń w odbiorze radiowym

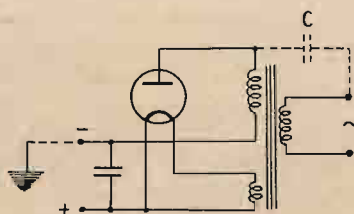
Większość budowanych obecnie odbiorników radiofonicznych, zasilanych z sieci prądu zmiennego, posiada bardzo słaby przydźwięk sieci, dostrzegalny dopiero po zbliżeniu ucha do głośnika.

Jednak przy odbiorze audycji niektóre odbiorniki dają przydźwięk bardzo wyraźny i szczególnie dobrze słyszalny podczas chwilowych przerw audycji, gdy jest odbierana fala niemodulowana. Po wyłączeniu stacji lub przy rozstrojeniu odbiornika przydźwięk znika. Przy odbiorze z anteny pokojowej lub świetlnej przydźwięk występuje znacznie silniej i w niektórych przypadkach zupełnie uniemożliwia słuchanie audycji.

Przyczyna tego rodzaju zakłóceń odbioru może się znajdować bądź w samym odbiorniku, bądź też w jednym z odbiorników, znajdujących się w pobliżu i zasilanych z tej samej sieci prądu zmiennego.

Istota zjawiska polega na tym, że napięcie wielkiej częstotliwości, wzbudzone w przewodach sieci, działających jako antena odbiorcza, zostaje zmodulowane częstotliwością sieci przy pomocy lampy prostowniczej odbiornika. Odbiorniki wykorzystujące sieć jako antenę świetlną lub posiadające w pobliżu sprzężone z tą siecią anteny, odbierają audycje z przydźwiękiem sieci. Przy antenach pokojowych, które zazwyczaj posiadają większe sprzężenie z siecią, przydźwięk występuje silniej niż przy antenach zewnętrznych.

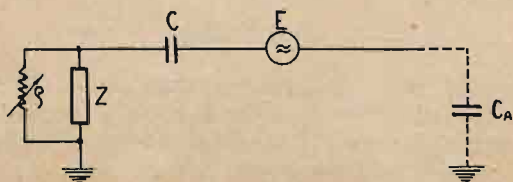
Oczywiście przydźwięk występuje tylko podczas pracy lampy prostowniczej, wywołującej szkodliwą modulację.



Rys. 1.

Na rys. 1 przedstawiony jest najprostszy schemat prostownika zasilającego odbiornik. Przez pojemność C występującą pomiędzy uzwojeniami transformatora, przedostaje się na anodę lampy prostowniczej napięcie wielkiej częstotliwości wzbudzone w przewodach sieci.

Rysunek 2 przedstawia w przybliżeniu układ uproszczony dla przebiegów wielkiej częstotliwości. E — ozna-



Rys. 2.

LITERATURA.

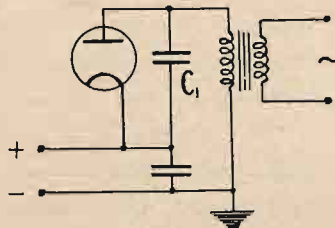
1. K. Schuster: Schwingungsgebilde mit verteilter Masse und Elastizität — Hbuch der Exp. Phys. E. Waetzmann Techn. Akustik 1934.
2. Elektroakustyczne badania aparatów telefonicznych W. I. P. P. I. T. Tom 6 zes. 2. 1935.

Inż. Wilhelm Rotkiewicz

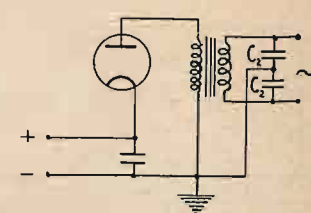
Zakład Radiotechniki Politechniki Warszawskiej

cza S. E. M. wielkiej częstotliwości, wzbudzoną w przewodach sieci, odgrywających rolę anteny o pojemności zastępczej C_A . ρ — oznacza opór wewnętrzny lampy prostowniczej, który podczas pracy zmienia się z częstotliwością napięcia sieci. Z — oznacza opór pozorny transformatora, załączony równolegle do lampy prostowniczej.

Prąd wielkiej częstotliwości, przepływający przez zmienny opór ρ zostaje zmodulowany do pewnej głębokości z częstotliwością zmian tego oporu. Głębokość modulacji zależy od stosunku amplitudy składowej zmiennej oporu do występujących w obwodzie oporów stałych.



Rys. 3.



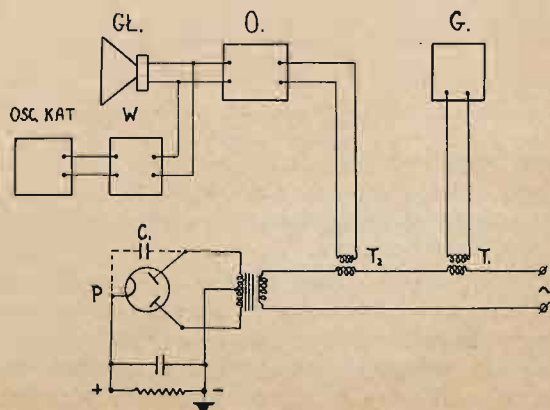
Rys. 4.

Zapobiec występowaniu szkodliwej modulacji można trzema sposobami:

1. Przez zabocznikowanie zmiennego oporu ρ kondensatorem C_1 (rys. 3) o takiej pojemności, by dla prądów wielkiej częstotliwości spełniona była nierówność

$$\frac{1}{\omega C_1} \ll \rho$$

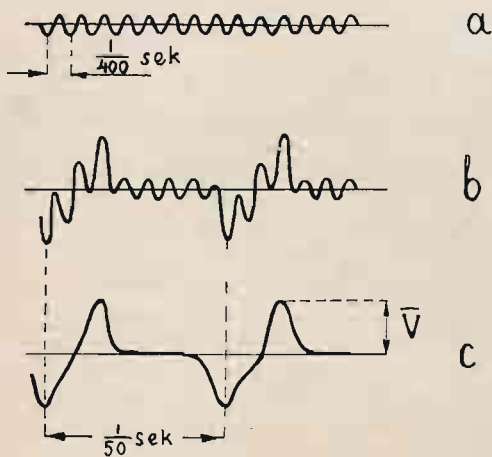
2. Przez załączenie filtra kondensatorowego lub kondensatorowo-dławikowego do przewodów sieci celem niedopuszczenia do obwodu anodowego lampy prostowniczej prądów zmiennych wielkiej częstotliwości. Przykład filtra przedstawiony jest na rys. 4. Pojemności kondensatorów C_2 powinny być znacznie większe od pojemności międzyuzwojeniowej transformatora. W praktyce pojemności kondensatorów C_2 wynoszą od kilku do kilkudziesięciu tysięcy pF.



Rys. 5.

3. Przez zastosowanie uziemionego ekranu elektrostatycznego pomiędzy pierwotnym i wtórnym uzwojeniami transformatora prostowniczego.

Omówione zjawisko zostało zbadane doświadczalnie przy pomocy oscylografu katodowego w układzie przedstawionym na rys. 5.



Rys. 6.

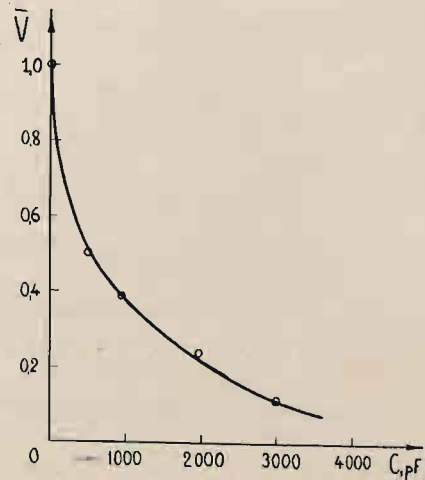
W przewodach sieci prądu zmiennego, zasilających prostownik kenotronowy P dostarczający napięcie anodowe do odbiornika, zostało wzbudzone napięcie zmienne wielkiej częstotliwości o długości fali λ doprowadzone z generatora lampowego G przez transformator T_1 .

Z tychże przewodów sieci napięcie wielkiej częstotliwości zostało doprowadzone przez transformator T_2 do zacisków $A - Z$ (antena — ziemia) odbiornika O , dostrojonego do tej samej długości fali λ . Równoległe do głośnika z silnym przydźwiękiem sieci. Na oscylografie przez wzmacniacz W . Generator G wytwarzał falę λ modulowaną z częstotliwością 400 c/s.

Przy wyłączonym prostowniku P (lampa prostownicza wyjęta z oprawki) głośnik oddawał czysty dźwięk o częstotliwości 400 c/s; odpowiedni obraz widoczny na ekranie oscylografu podany jest na rys. 6a. Przy załączeniu lampy prostowniczej ton 400 c/s występował w głośniku z silnym przydźwiękiem sieci. Na oscylografie widoczny był obraz jak na rys. 6b.

Po wyłączeniu modulacji w generatorze G w głośniku występował tylko przydźwięk sieci, widoczny na oscylografie w postaci jak na rys. 6c.

Załączanie pojemności C_1 (jak na rys. 5) pomiędzy anodą i katodą lampy prostowniczej wywoływało zmniejszanie się amplitudy przydźwięku.



Rys. 7.

Dzięki przypadkowemu rozkładowi pojemności własnych transformatora prostowniczego napięcie wielkiej częstotliwości dochodziło tylko do jednej anody lampy prostowniczej; pewien dodatkowy wpływ na to mógł wywrzeć również sposób wprowadzenia napięcia wielkiej częstotliwości tylko do jednego przewodu sieci.

Na rys. 7 podana jest zależność amplitudy V przydźwięku, mierzona na ekranie oscylografu, od pojemności C_1 , załączonej pomiędzy anodą i katodą lampy prostowniczej. Przy załączeniu kondensatora C_1 o pojemności 10 000 pF przydźwięk był niesłyszalny i ledwo dostrzegalny na ekranie oscylografu.

W praktyce przy prostowaniu dwupołkowym zazwyczaj są załączane 2 kondensatory C_1 pomiędzy obu anodami i katodą. Pojemności tych kondensatorów zwykle wynoszą kilka lub kilkanaście tysięcy pF.

S P I S R Z E C Z Y

	Str.
Prace PIT w latach 1935/36, <i>J. Groszkowski i K. Dobrski</i>	33
Magnetron z wewnętrznym obwodem oscylacyjnym, <i>J. Groszkowski i S. Ryzko</i>	38
Fizyczne podstawy działania świetlanych stabilizatorów napięcia, <i>W. Majewski</i>	41
O świetlanych stabilizatorach napięcia, <i>S. Darecki</i>	47
Materiały magnetyczne, <i>R. Brykczyński</i>	49
O możliwości zastosowania fotokomórki gazowanej do celów telewizji, <i>L. Kędzierski i W. Janczuk</i>	72
Miernik zniekształceń fazy w czwórnikach elektrycznych, <i>L. Kędzierski i J. Keller</i>	77
Badanie słuchawki telefonicznej, <i>T. Korn</i>	81
Lampa prostownicza jako źródło zakłóceń w odbiorze radiowym, <i>W. Rotkiewicz</i>	84

PRZEDPŁATA:
kwartalnie **zł. 9.—**
rocznie **zł. 36.—**
 zagranicą + 50%
 za zmianę adresu
 (znaczkami pocztowymi) gr. 50

Biuro Redakcji i Administracji: Warszawa, Królewska 15, II piętro
 telefon Nr 690-23.

Administracja otwarta codz. od godz. 9 do 15 w soboty od 9 do 13
 Redaktor przyjmuje we wtorki i piątki od godziny 19-ej do 20-ej.

Konto czekowe w P. K. O. Nr. 363

**Ceny ogłoszeń
 podaje administracja
 na zapytanie.**

Wydawca: Wydawnictwo Czasopisma „Przegląd Elektrotechniczny”, Spółka z ograniczoną odpowiedzialnością.

S. A. Z. G. „Drukarnia Polska”, Warszawa, Szpitalna 12. Tel. 5.87-98 w dzierzawie Sp. Wydawnicze Czasopism Sp. z o. o.