

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

**PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI**

ZESZYT 4(6)
ROK III

WARSZAWA 1956

NAKŁADEM PAŃSTWOWYCH WYDAWNICTW TECHNICZNYCH

Komitet Redakcyjny

Redaktor naczelny: *prof. mgr inż. Józef Wójcikiewicz*
Redaktorzy działów: *doc. mgr inż. Sylwester Jarkowski, inż. Aleksy Brodowski*
Sekretarz Redakcji: *Zygmunt Grela*

Adres Redakcji: Instytut Łączności, Warszawa 4, ul. Targowa 74

SPIS TRESCI

A. Treter — Zakłócenia quasi-impulsowe i ich wpływ na odbiorniki radiowe

СОДЕРЖАНИЕ

A. Трэтэр — Квазиимпульсные помехи и их влияние на радиоприемники

CONTENTS

A. Treter — Influence of Quasi-Impulsive Noise on Radio Receivers

SOMMAIRE

A. Treter — Brouillages de caractère quasi-impulsif et leur influence sur les recepteurs de radio

INHALTVERZEICHNIS

A. Treter — Quasi-impulsstörungen und ihrer Einfluss auf die Radioempfänger

WSZELKIE PRAWA ZASTRZEŻONE

Rysunki dostarczył Komitet Redakcyjny

Redaktor techniczny *M. Munkiewicz*

Korektor techniczny *E. Burkacka*

PWT Warszawa 1956. Wydanie 1. Nakład 605 egz. Ark. wyd. 4,2. Ark. druk. 3,33/A. Format B5
Pap. druk. sat. kl. V, 60 g, 70×100/16 prod. Zakł. Cel.-Pap. im. J. Marchlewskiego we Włocławku.
Rękopis oddano do składania 21.IX.56. Podpisano do druku 7.XII.56. Druk ukończono 27.XII.56.
Symbol 80218/INB Cena zł 8,40

Zakłady Graficzne im. M. Kasprzaka w Poznaniu — 2775/X/56 — K-7-2357

ANDRZEJ TRETER

621.396.82

ZAKŁÓCENIA QUASI-IMPULSOWE I ICH WPŁYW NA ODBIORNIKI RADIOWE

Rękopis dostarczono do IŁ 13.5.1956

Zadaniem pracy jest przedstawienie istniejącego stanu wiedzy o zagadnieniu Nr 79 „Wrażliwość odbiorników radiowych na zakłócenia quasi-impulsowe”, zaleconym do opracowania przez CCIR.

W części pierwszej podano najbardziej ogólne cechy charakteryzujące zakłócenia quasi-impulsowe.

W części drugiej opisano zakłócenia atmosferyczne, uwzględniając mechanizm ich powstawania, sposób rozchodzenia się, metody badawcze i sposoby matematycznego opisanie tych zakłóceń. Podano też streszczenie rezolucji IV Komisji Zgromadzenia Ogólnego UKSI, zawierającej pewne zalecenia dotyczące zagadnienia Nr 79 — CCIR. W tej części opisano też przemysłowe źródła zakłóceń impulsowych.

Część trzecia dotyczy wpływu zakłóceń quasi-impulsowych na odbiorniki radiowe. Rozpatrzono przede wszystkim wpływ pojedynczych krótkich impulsów, a następnie pojedynczych impulsów zawierających drgania sinusoidalne wielkiej częstotliwości. W dalszym ciągu opisano również wpływ serii impulsów na odbiornik, biorąc pod uwagę początkowo regularny ciąg impulsów, następnie ciąg o regularności naruszonej w sposób losowy, wreszcie ciąg impulsów bezładnych. Przedyskutowano wpływ szerokości pasma częstotliwości odbiornika. Opisano najważniejsze typy „ograniczników trzasków”.

Podano najważniejsze aspekty wpływu zakłóceń quasi-impulsowych na odbiorniki sygnałów FM i odbiorniki telewizyjne. Porównano wrażliwość zakłóceńową odbiorników dla telewizji jednobarwnej i kolorowej.

1. WSTĘP

Celem niniejszej pracy jest przedstawienie obecnego stanu wiedzy o zagadnieniu „Wrażliwość odbiorników radiowych na zakłócenia quasi-impulsowe“ zaleconym do studiowania przez CCIR.

Siódma Sesja Zgromadzenia Ogólnego CCIR, która odbyła się w Londynie w 1953 r., stwierdziła w Dokumencie Nr 732-E z dnia 1 października 1953 r., że istnieją zakłócenia pochodzące między innymi od zjawisk atmosferycznych, które nie mogą być uważane za szum bezładny ani za pojedyncze impulsy, a które mogą być określone jako „quasi-impulsowe“. Takie sformułowanie określenia każe zaliczyć do zakłóceń quasi-impulsowych bardzo obszerną grupę zakłóceń spotykanych w radiokomunikacji. Do grupy tej należy również zaliczyć w granicznych przypadkach zakłócenia o kształcie impulsów pojedynczych, jeżeli tylko ich częstotliwość powtarzania jest dostatecznie duża i jeśli ulega ona pewnym fluktuacjom, oraz zakłócenia o kształcie szumu ciągłego, jeżeli tylko ten szum nie jest stacjonarny. Między tymi dwoma granicznymi typami zakłóceń istnieje bardzo liczna grupa typów pośrednich.

Wydaje się, że można w następujący sposób przedstawić ogólną charakterystykę zakłóceń quasi-impulsowych:

a) Zakłócenia quasi-impulsowe składają się zazwyczaj z impulsów tak krótkich, że czas trwania impulsu jest znikomo mały w porównaniu z odwrotnością szerokości pasma częstotliwości wszystkich używanych obecnie odbiorników. Z tego powodu kształt krzywej samego impulsu nie ma zasadniczego znaczenia, jeśli chodzi o efekt wywołany przez ten impuls na wyjściu odbiornika. Pozwala to również uważać gęstość widmową impulsu za stałą w granicach pasma częstotliwości odbiornika.

b) Impulsy zakłóceniowe są przeważnie od siebie dość wyraźnie oddzielone. Jednakże doprowadzenie impulsu do wejścia odbiornika powoduje powstanie w nim stanu nieustalonego, który jest z reguły ciągiem oscylacji o zanikającej amplitudzie i częstotliwości równej tej, na jaką odbiornik w danej chwili jest nastrojony. W przypadku zakłóceń quasi-impulsowych na ogół nie można przyjmować, że amplituda tych oscylacji wywołanych impulsem staje się znikomo mała w chwili, gdy pojawia się impuls następny. Niekiedy może to się zdarzyć w przypadku, gdy częstotliwość powtarzania impulsów jest wielkością losowo zmienną. Charakterystyczną cechą przy zakłóceniach quasi-impulsowych jest więc „nabieganie“, w mniejszym lub większym stopniu, ciągów oscylacji wywołanych poszczególnymi impulsami.

c) Nabieganie ciągów oscylacji wywołanych poszczególnymi impulsami nie jest nigdy tak „ciasne“, aby zaczynały obowiązywać te prawa statystyczne, które obowiązują dla szumów ciągłych (tzn. typu szumu cieplnego lub efektu śrutowego). Silne nabieganie może się wprawdzie zdarzać, ale tylko niekiedy, w chwilach bardzo dużego zagęszczenia impulsów w czasie.

d) Zdarzają się zakłócenia, które można uważać za szum ciągły, jak gdyby modulowany amplitudowo przez przebieg impulsowy, scharakteryzowany w trzech powyższych punktach.

e) Matematyczne opisanie zakłóceń quasi-impulsowych musi być dokonywane w oparciu o teorię prawdopodobieństwa i statystykę matematyczną. Najlepszymi środkami służącymi do opisanie zakłóceń omawianego typu są w chwili obecnej: widmowa gęstość mocy, funkcja autokorelacji¹⁾ oraz wszelkiego rodzaju funkcje rozkładu prawdopodobieństwa.

Ze względu na dużą różnorodność kształtu krzywej, widma częstotliwości, mechanizmu powstawania i sposobów rozchodzenia się zakłóceń quasi-impulsowych, w części drugiej niniejszej pracy opisano najważniejsze źródła tych zakłóceń. W części trzeciej omówiono wpływ zakłóceń na odbiorniki radiowe mając na uwadze głównie typowe odbiorniki radiofoniczne i radiokomunikacyjne sygnałów o modulowanej amplitudzie. Omówiono też najważniejsze aspekty wpływu zakłóceń quasi-impulsowych na odbiorniki sygnałów o modulowanej częstotliwości oraz na odbiorniki telewizyjne.

2. ŹRÓDŁA ZAKŁÓCEŃ QUASI-IMPULSOWYCH

2.1. Źródła atmosferyczne

2.1.1. Wstęp

Wśród zjawisk atmosferycznych głównym źródłem zakłóceń quasi-impulsowych są burzowe wyładowania elektryczne. Oddziałują one na odbiorniki radiowe jako grupy impulsów, rzadziej jako pojedyncze impulsy. Czas trwania, war-

¹⁾ Patrz przypis na str. 23.

tość szczytowa i okres powtarzania tych impulsów zmieniają się w sposób losowy. Niekiedy impulsy następują po sobie tak szybko, że wywołują efekt szumu ciągłego i wtedy zanika impulsowy charakter zakłóceń atmosferycznych. Kształt krzywej natężenia pola zakłóceń atmosferycznych w funkcji czasu jest w wysokim stopniu zależny od odległości danego miejsca od źródła zakłóceń i w przypadku odległości niewielkich krzywa ta może być uważana za zbiór bezładnych, ale przeważnie wyraźnie od siebie oddzielonych impulsów. Ten rodzaj zakłóceń jest dominującą przeszkodą w odbiorze radiowym na terenie wielu krajów położonych w pobliżu centrów burzowych naszego globu (w strefie tropikalnej). Bywa też odczuwany w strefie umiarkowanej w okresie letnim w czasie burz lokalnych.

2.1.2. Mechanizm wyładowań burzowych

Mechanizm wyładowań burzowych nie jest jeszcze w pełni zbadany. Ze względu na charakter zjawiska wyniki obserwacji muszą być traktowane statystycznie i dlatego wszelkie dane liczbowe mają znaczenie średnich statystycznych. Obecny stan wiedzy o mechanizmie wyładowań burzowych można streścić następująco [1].

Zjawisko pioruna w czasie burzy jest zlokalizowanym procesem termodynamicznym w atmosferze, któremu towarzyszy wyładowanie elektryczne. Wyładowanie to następuje wtedy, gdy natężenie pola elektrycznego w którymś punkcie chmury przekroczy wytrzymałość na przebicie otaczających warstw powietrza. Następuje wtedy wyładowanie, które może przebiegać od chmury do innej chmury, od chmury do górnych warstw atmosfery lub od chmury do ziemi. Ten ostatni typ wyładowań przeważa na większych szerokościach geograficznych, w strefie tropikalnej zaś przeważa typ pierwszy. Każdy piorun składa się z szeregu uderzeń; ilość uderzeń w jednym piorunie wynosi średnio od 2 do 3. Nieco większa ilość od trzech jest bardziej prawdopodobna przy wyładowaniach do górnych warstw atmosfery. Okres powtarzania poszczególnych uderzeń zawiera się przeważnie w granicach $35 \div 85$ msek i wynosi średnio 40 msek. Czas trwania całego piorunu wynosi średnio 0,2 sek. S. V. Chandrashekhar Aiya w Indiach [2] przeprowadzał subiektywne badania „na słuch“ przy pomocy dużej ilości studentów i stwierdził, że mniej niż 20% wyładowań trwa krócej niż 0,1 sek, co najmniej zaś 97% trwa nie dłużej niż 0,5 sek.

Uderzenie pioruna zaczyna się od tzw. wyładowania wstępnego. Ma ono właściwie dwie fazy:

a) fazę wyładowania wstęgowego o dużej średnicy, małej gęstości prądu, jeszcze bez jonizacji cieplnej powietrza — nie jest ono źródłem zakłóceń (nazywane bywa w literaturze zagranicznej „pilotem“ lub „prekursorem“);

b) fazę kanału plazmowego (właściwego wyładowania wstępnego), o znacznie mniejszej średnicy, większej gęstości prądu i natężeniu pola z jonizacją cieplną.

Właściwe wyładowanie wstępne ma charakter schodkowy. Jest to schodkowe, przerywane w czasie przebijanie warstw powietrza wzdłuż drogi przebytej przez wyładowanie wstępne („pilotujące“). Droga przebyta przez uderzenie wstępne, schodkowe, przedstawia zwykle linię łamaną. W przypadku gdy jest to wyładowanie od chmury do ziemi, w ślad za uderzeniem schodkowym idzie silne uderzenie zwrotne, polegające na przepływie bardzo dużego prądu od ziemi do chmury wzdłuż zjonizowanego już kanału powietrznego. Średnia statystycznie wartość tego prądu bywa rzędu 20 kA, prędkość zaś narastania prądu rzędu 10^{10} A/sek. Badacze japońscy H. Isikawa i H. Takagi [4] stwierdzili, że okres promieniowania przez to uderzenie energii elektromagnetycznej na częstotliwościach radiowych pokrywa się z czasem trwania

błysku widzialnego. Stwierdzili oni również różnicę między wyładowaniami przebiegającymi od chmury do chmury i od chmury do ziemi. W przypadku wyładowań między chmurami przerwy pomiędzy poszczególnymi schodkami uderzenia wstępne są dłuższe. Wyniki badań przeprowadzonych przez badaczy europejskich wskazują na to, że w tym przypadku prąd w uderzeniu zwrotnym jest mniejszy (rzędu 5 kA) i narasta wolniej. Wstępne wyładowanie schodkowe składa się z odcinków drogi [1] o długości zawartej w granicach od 40 do 100 m, średnio 67 m, przy czym przebiecia powietrza wzdłuż tych odcinków zachodzą w momentach oddzielonych od siebie odstępami czasu trwającymi od 30 do 90 μ sek — średnio 74 μ sek. Ta średnia wartość okresu powtarzania schodków w wyładowaniu wstępnym daje średnią wartość ich częstotliwości wynoszącą 13,5 kHz. Stwierdzono, że sumaryczny czas trwania tych części wyładowania wstępnego, które wiążą się z promieniowaniem energii, wynosi około 1 msek. Następne uderzenia w ramach tego samego piorunu nie muszą już mieć charakteru schodkowego i przebiegają zazwyczaj wzdłuż kanałów zjonizowanych przez pierwszy udar.

2.1.3. Widmo częstotliwości

Wyładowanie burzowe jest źródłem promieniującym energię elektromagnetyczną w bardzo szerokim zakresie częstotliwości. Energetyczne maksimum widma częstotliwości znajduje się zwykle na falach długości od 25 do 70 km — średnio 35 km.

W Laboratoire National de Radioélectricité we Francji R. Bureau [4] mierzył zakłócenia atmosferyczne nawet na fali o długości 130 km. Zakłócenia atmosferyczne, jako przeszkoda w radiokomunikacji, bywają też niestety odczuwane na znacznie krótszych falach. Duża moc źródła promieniującego jest przyczyną tego, że nawet składowe częstotliwości bardzo odległe od maksimum energetycznego widma bywają dostatecznie wielkie, aby stanowić przeszkodę w radiokomunikacji. Między innymi P. R. Hay i T. R. Hartz (Wielka Brytania) [5] przeprowadzili w czerwcu 1954 r. badania na częstotliwościach 49, 91, 173 i 492 MHz w czasie lokalnej burzy i stwierdzili na wszystkich wymienionych częstotliwościach aktywność zakłóceńową wyładowań burzowych oraz wyraźnie impulsowy charakter pola zakłóceń w miejscu odbioru.

2.1.4. Rozchodzenie się zakłóceń atmosferycznych

Kształt krzywej natężenia pola w funkcji czasu jest w danym miejscu odbioru uwarunkowany wieloma czynnikami. Wyładowanie burzowe promieniuje energię w bardzo szerokim zakresie częstotliwości w wielu różnych kierunkach przestrzeni. Ponieważ fale o różnych częstotliwościach podlegają różnym prawom rozchodzenia się, dlatego kształt krzywej pola zakłóceń bywa z reguły w wysokim stopniu zależny od odległości od źródła. Fale wypromieniowane przez źródło ulegają pochłanianiu, ugięciu, a przede wszystkim wielokrotnym częstokroć odbiciom od jonosfery i powierzchni ziemi. Odbicia te są przyczyną zjawiska „echa” polegającego na tym, że jedno wyładowanie burzowe jest odczuwane przez odbiornik jako seria impulsów powtarzanych (rys. 1) [6]. Znajomość odstępów czasowych między tymi impulsami może być wykorzystana do obliczenia wysokości odbijającej warstwy jonosfery. Kształt krzywej jest więc funkcją takich czynników, jak odległość od wyładowania burzowego, charakter i ukształtowanie terenu między miejscem burzy a miejscem odbioru (np. morze), stan atmosfery na drodze fali zakłócającej i stan dolnych warstw jonosfery. Te dwa ostatnie czynniki są w dużym stopniu zależne od pory dnia i roku. Tak wielka złożoność zjawiska jest przyczyną znacznych rozbieżności w wynikach

pomiarów dokonywanych w różnych miejscach na kuli ziemskiej i o różnej porze. Następujące wyniki wydają się mieć potwierdzenie w ogromnej większości dokonywanych pomiarów:

a) W odległości od źródła mniejszej od 1500 km, w porze nocnej zakłócenia mają charakter impulsowy.

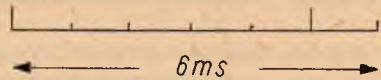
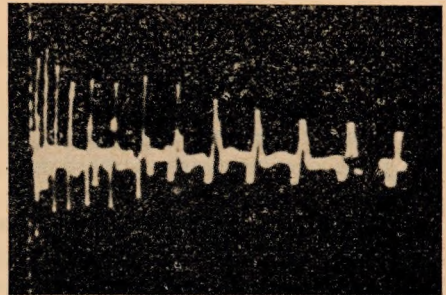
b) W odległości od źródła większej od 3000 km zakłócenia mają postać bardziej „zaokrągloną“, która została nazwana „quasi-sinusoidalną“.

2.1.5. Metody badawcze i pomiarowe

Metody badania i mierzenia zakłóceń atmosferycznych bywają bardzo rozmaite. Opisywanie metod i aparatury używanej przez poszczególnych badaczy wykraczałoby poza ramy niniejszej pracy. Warto jednak streścić pokrótce dotyczące tej sprawy wyniki XI Sesji Zgromadzenia Ogólnego URSI (L'Union Radio-Scientifique Internationale), które odbyło się w sierpniu 1954 r. w Hadze (Holandia). Komisja IV tego Zgromadzenia, zajmująca się „Zakłóceniami radiowymi pochodzenia ziemskiego“ (Perturbations Radioélectriques d'Origine Terrestre) doszła do następujących wniosków w sprawie stosowanych oraz zalecanych przez tę Komisję metod pomiarowych [7].

Urządzenie pomiarowe ma na wejściu zazwyczaj filtr liniowy. Badanie kształtu krzywej jest utrudnione przez stany przejściowe zachodzące w tym filtrze, ponieważ pod wpływem doprowadzonego napięcia na wyjściu filtru otrzymuje się ciąg oscylacji. Te oscylacje mogą być badane bezpośrednio lub po detekcji. Badania przed detekcją mogą być przeprowadzone za pomocą np. ogniwa termoelektrycznego, co pozwala na pomiar wartości średnio-kwadratowej. Takie właśnie pomiary przeprowadzono w pierwszym półroczu 1952 r. w „Laboratoire National de Radioelectricite“ we Francji na częstotliwości 27 kHz (11 km). Napięcie występujące na wyjściu filtru może też być zapisywane do celów analizy statystycznej sposobem fotoelektrycznym lub magnetycznym.

Badanie zakłóceń po detekcji wiąże się z określeniem sposobu jej przeprowadzenia. Czynniki takie, jak stała czasu, nieliniowość charakterystyki itp., mają zawsze wpływ na wynik detekcji. Zasadniczą trudność przy pomiarze zakłóceń atmosferycznych stanowi ograniczony zakres liniowości istniejących urządzeń (niebezpieczeństwo przesterowania). Uznano za wskazane badanie zakłóceń atmosferycznych również przy pomocy detektorów częstotliwościowych, co pozwala wykryć ewentualne „fale nośne“ modulowane częstotliwościowo. Zaproponowano, aby przeprowadzać badania wpływu zakłóceń atmosferycznych na odbiorniki sygnałów o modulowanej częstotliwości. Na wejście takiego odbiornika doprowadzonooby sygnał o stałej częstotliwości i regulowanej amplitudzie (z generatora sygnałów wzorcowych), na wyjściu



Rys. 1. Kształt krzywej zakłóceń w porze nocnej; odległość od źródła około 1175 km; wysokość warstwy odbijającej około 90 km. (Fotografia z pracy Kessler i Smith: An Atmospheric Waveform Receiver — PIRE, Nr 6, 1951, str. 676, fig. 1)

zaś mierzono by zakłócenia małej częstotliwości, będące rezultatem zmiany częstotliwości sygnału odbieranego, wywołanej wpływem zakłóceń atmosferycznych.

Najczęściej używane parametry, charakteryzujące zakłócenia atmosferyczne, gdy pomiary wykonuje się po detekcji, są następujące:

- a) wartość średnia,
- b) wartość średnia napięcia zakłóceń przekraczającego zadaną wartość progową,
- c) wartość skuteczna,
- d) wartość quasi-szczytowa,
- e) częstość przekraczania zadanej wartości progowej,
- f) prawdopodobieństwo przekroczenia zadanej wartości progowej,
- g) widmo amplitud (przedstawia ono różne wartości amplitud w funkcji średniej statystycznie częstotliwości ich zdarzania się w zakłóceniach atmosferycznych),
- h) widmo przerw między wyładowaniami (przedstawia ono różne wartości przerw czasowych między kolejnymi wyładowaniami o amplitudzie nie mniejszej od zadanej wartości progowej, w funkcji średniej statystycznie częstotliwości ich zdarzania się).

R. Bureau (Francja) zwrócił uwagę na to, że aby otrzymać koherencjalne wartości średnie, należy proces uśredniania przeprowadzać w odstępach czasu rzędu jednej minuty.

W celu uniknięcia wpływu ograniczonej liniowości istniejących urządzeń stosuje się odbiorniki dające na wyjściu odpowiedź typu „tak-nie“ na pytanie, czy mierzony poziom zakłóceń jest wyższy, czy też nie, od pewnego zadanego poziomu. Ten zadany poziom może być regulowany podobnie jak czas trwania stanu przejściowego wywołanego pobudzeniem impulsowym. W odbiorniku takim traci znaczenie zagadnienie liniowości. Za pomocą takich urządzeń określa się tzw. „czas zajętości“ kanału komunikacyjnego, tzn. względny czas, w ciągu którego poziom zakłóceń w kanale przewyższa poziom zadany.

F. L. Stumpers (USA) zwrócił uwagę na możliwość budowy na zasadzie elektro-nowych maszyn liczących pewnych urządzeń, pozwalających na określenie następujących parametrów:

- a) średniej częstości przekraczania przez „czoła“ impulsów zadanej stromości,
- b) średniej częstości przekraczania przez wartość szczytową impulsów zadanej wartości,
- c) wartości średniej,
- d) częstości zdarzania się impulsów przekraczających równocześnie dwie zadane wartości progowe dotyczące stromości „czoła“ i wartości szczytowej (pomiar a i b), biorąc pod uwagę tylko impulsy zdarzające się w czasie przekroczenia przez wartość średnią (pomiar c) zadanego poziomu.

2.1.6. Matematyczne opisanie zakłóceń atmosferycznych [7]

Jednym z najtrudniejszych i niewystarczająco opracowanych problemów, związanych z zagadnieniem zakłóceń atmosferycznych, jest matematyczne opisanie tych zakłóceń. Na XI Sesji Zgromadzenia Ogólnego URSI w Hadze poświęcono tej sprawie sporo uwagi. Wnioski złożone przez delegacje Afryki Południowej, Kanady, Wielkiej Brytanii i Francji można streścić następująco:

- a) Właściwości statystyczne zakłóceń atmosferycznych nie są jednakowe w całym ich widmie częstotliwości.
- b) Rozkład prawdopodobieństwa amplitud dla zakłóceń atmosferycznych różni się zasadniczo od rozkładu gaussowskiego, który jest ważny dla szumów ciągłych.

c) Zdaniem delegacji brytyjskiej ten nieokreślony dotąd rozkład prawdopodobieństwa dla zakłóceń atmosferycznych nie wydaje się ulegać znacznieszym zmianom w czasie, jednak ta hipoteza wymaga jeszcze dalszych potwierdzeń doświadczalnych.

d) Zdaniem delegacji kanadyjskiej należałoby mierzyć równocześnie dwa parametry badanych zakłóceń, a mianowicie: średnią kwadratów amplitud i kwadrat średniej amplitudy. Te dwa parametry charakteryzują dwa pierwsze momenty rozkładu gęstości prawdopodobieństwa amplitud i ich znajomość może dostarczyć cennych informacji na temat prawa tego rozkładu.

e) Rozkład impulsów zakłócających w czasie nie jest całkowicie przypadkowy. Jeśli trafia się impuls silny, to należy oczekiwać w okresie najbliższym dwudziestu milisekund dłuższej serii impulsów o amplitudach tego samego rzędu wielkości.

Wnioski przedstawione przez delegację Stanów Zjednoczonych wymagają osobnego omówienia. Były one rezultatem wieloletnich badań prowadzonych przez zespół pracowników Uniwersytetu we Florydzie (Gainesville — Stan Floryda) pod kierownictwem A. W. Sullivana.

Badania polegały na pomiarze czasu lub prawdopodobieństwa przekroczenia zadanych wartości amplitud przez obwiednię napięcia zakłóceń po detekcji. Do pomiarów używany był wzmacniacz, który przepuszczał tylko impulsy o amplitudzie większej od zadanej wartości progowej. Na wyjściu wzmacniacza umieszczony był miliamperomierz, którego stała czasu zapewniała całkowanie impulsów. Milliampromierz był wyskalowany w procentach i wskazywał względny czas przekroczenia lub prawdopodobieństwo przekroczenia wartości progowej. Uzyskane w ten doświadczalny sposób rozkłady prawdopodobieństwa były analizowane graficznie i porównywane z różnymi znanymi prawami rozkładu. Stwierdzono, że zakłócenia atmosferyczne mierzone w Stanie Floryda na częstotliwościach zawartych w granicach od 75 kHz do ponad 5 MHz odpowiadają z dobrym przybliżeniem prawu rozkładu prawdopodobieństwa typu logarytmicznie-normalnego, nazywanemu w skrócie „log-normal“.

„W układzie współrzędnych prostokątnych na osi odciętych odkładane są wartości amplitud w podziałce logarytmicznej, a na osi rzędnych prawdopodobieństwa przekroczenia przez obwiednię napięcia zakłócającego tych amplitud w podziałce odpowiadającej normalnemu rozkładowi prawdopodobieństwa. Punkty pomiarowe leżą w tym układzie współrzędnych wzdłuż prostej z odchyleniem od niej zależnym od średniego kwadratu odchyłeń logarytmów amplitud od logarytmu wartości średniej. Dla zakłóceń o charakterze impulsów silnych, wyraźnie od siebie oddzielonych, prosta staje się prawie równoległa do osi odciętych. W miarę „gęstnienia“ zakłóceń ich charakter zbliża się do charakteru szumów ciągłych gaussowskich i prosta przebiega bardziej stromo, przy czym pojawia się zakrzywienie w zakresie małych prawdopodobieństw“¹⁾.

Z przebiegu charakterystyki można więc wnioskować o rodzaju zakłóceń. Gęstość prawdopodobieństwa stosownie do rozkładu „log-normal“ wyraża się następująco:

$$P(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma x}} e^{-\frac{\lg x - \lg M}{2\sigma^2}} dx \quad (1)$$

gdzie:

$P(x)$ — wyraża prawdopodobieństwo tego, że wartość amplitudy będzie zawarta w przedziale $(x, x + dx)$,

¹⁾ Ustęp podany w cudzysłowie jest przekładem z francuskiego wg [7] str. 601, punkt 5.1.2., gdzie niestety nie zamieszczono wykresów.

M — wartość średnia amplitudy, której czas przekroczenia wynosi 50%;
 σ^2 — oznacza dyspersję, czyli średni kwadrat odchylenia $\lg x$ od $\lg M$.

Jak widać z zależności (1), dla zakłóceń atmosferycznych gaussowski rozkład prawdopodobieństwa zachowuje ważność dla logarytmów amplitud lub dla poziomu amplitud wyrażonego w dB.

Według doniesień delegacji japońskiej dokonane przez Fujitę w 1952 r. pomiary na częstotliwości 1600 kHz w ciągu nocy dały rozkład typu „log-normal“ z wartością średnią wynoszącą 10 $\mu\text{V/m}$ i odchyleniami od niej w granicach 3 dB.

2.1.7. Rezolucja IV Komisji Zgromadzenia Ogólnego URSI

Komisja IV URSI, zajmująca się zakłóceniami radiowymi pochodzenia ziemskiego powzięła na XI Sesji Zgromadzenia Ogólnego w Hadze w 1954 roku rezolucję zawierającą szereg punktów godnych uwagi.

Stwierdzono, że niektóre zagadnienia studiowane przez Komisję pokrywają się z zagadnieniami, którymi interesuje się CCIR. W związku z tym postanowiono przekazać CCIR wyniki osiągnięte przez URSI oraz zalecenia ustalone przez tę ostatnią instytucję dla dalszych studiów. Co do problemu Nr 79 (CCIR) „Wpływ zakłóceń quasi-impulsowych na odbiorniki radiowe“ URSI daje następujące zalecenia:

a) Należy badać funkcję rozkładu prawdopodobieństwa pierwszego rzędu dla zakłóceń atmosferycznych. (Tzn. należy badać prawdopodobieństwo $P(E > E_0)$, że wartość chwilowa obwiedni napięcia zakłóceń jest większa lub co najmniej równa danej wartości odniesienia E_0). Pożądana jest jak największa ilość danych co do tego, czy rozkład „log-normal“ jest wystarczająco dobrym przybliżeniem we wszystkich możliwych przypadkach.

b) Należy badać zmienność parametrów określających rozkład „log-normal“, jeżeli potwierdzona zostanie ważność tego rozkładu.

c) Należy szukać innych sposobów statystycznego opisanie szybkich zmian napięcia zakłóceń, np. za pomocą funkcji autokorelacji.

d) Zachęca się do stwarzania modeli matematycznych, zdolnych do opisanie zakłóceń atmosferycznych.

e) Zachęca się do budowy urządzeń, które byłyby zdolne symulować zakłócenia atmosferyczne.

Rezolucja zawiera ponadto postanowienia o utworzeniu dwóch stałych komisji, z których jedna ma się zajmować badaniem kształtu krzywej zakłóceń atmosferycznych, druga zaś ma określić najłatwiejsze do mierzenia parametry zakłóceń atmosferycznych, które pozwalałyby na określenie wpływu tych zakłóceń na różne systemy radiokomunikacji. W końcu rezolucja zawiera wykaz obserwacji, które powinny być prowadzone w ramach Międzynarodowego Roku Geofizycznego.

2.2. Źródła przemysłowe

2.2.1. Wstęp

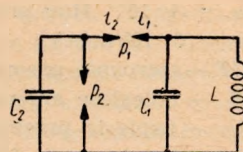
Nazwa „przemysłowe źródła zakłóceń“ obejmuje wszystkie urządzenia zbudowane przez człowieka (w przeciwieństwie do źródeł omówionych powyżej), które mogą powodować zakłócenia w odbiorze radiowym w czasie swojego działania. Należą tu nie tylko urządzenia, których używanie jest związane z przemysłem, ale i inne, znajdujące zastosowanie w transporcie, łączności, gospodarstwie domowym, medycynie itp.

Większość tych urządzeń stanowi źródło zakłóceń o charakterze impulsowym. Do prowadzenia badania wpływu tych zakłóceń na odbiorniki radiowe pożądana jest znajomość mechanizmu ich powstawania oraz typowe wartości charakteryzujących je podstawowych parametrów. Poniżej zostaną omówione pod tym kątem widzenia najważniejsze źródła zakłóceń impulsowych.

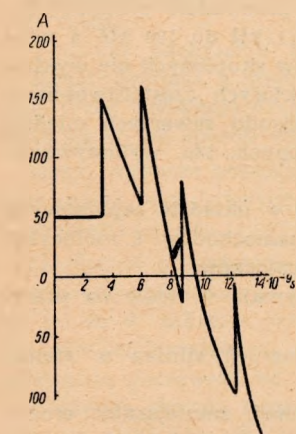
2.2.2. Instalacje zapłonowe silników spalinowych [9], [10], [11], [12], [13]

Typowym źródłem zakłóceń impulsowych są instalacje zapłonowe w silnikach spalinowych. Zakłócenia wytwarzane są w części instalacji składającej się z cewki wysokiego napięcia, rozdzielacza, świecy zapłonowej oraz z przewodów łączących te elementy ze sobą. Zakłócenia te stanowią niebezpieczeństwo dla radiokomunikacji głównie w zakresie częstotliwości od 40 MHz do 650 MHz. Bywają też odczuwane w zakresie częstotliwości radiofonicznych.

Układ zastępczy systemu zapłonowego jest uwidoczniiony na rys. 2. Na tym rysunku L oznacza indukcyjność cewki zapłonowej, C_1 — jej pojemność własną, l_1 — indukcyjność przewodu łączącego cewkę z rozdzielaczem, P_1 — przerwę w rozdzielaczu, l_2 — indukcyjność przewodu łączącego rozdzielacz ze świecą, P_2 — przerwę między elektrodami świecy i C_2 — pojemność między elektrodami świecy. Gdy następuje przebicie między elektrodami świecy, przerwa P_1 jest zwarta i można uważać, że elektrody świecy są zaciskami, do których zostało doprowadzone napięcie o kształcie funkcji jednostkowej $1(t)^1$, pozostała zaś część układu to linia o stałych rozłożonych, zamknięta na końcu pojemnością C_1 . Wprowadzone w momencie przebicia zaburzenie o kształcie funkcji jednostkowej $1(t)$ rozchodzi się wzdłuż linii



Rys. 2. Układ zastępczy systemu zapłonowego w silniku spalinowym



Rys. 3. Kształt prądu przepływającego między elektrodami świecy

ulegając wielokrotnym odbiciom od obydwóch jej końców. Kształt prądu przepływającego między elektrodami świecy pokazany jest na rys. 3. Prąd ten ma postać szeregu impulsów nałożonych na pewną składową, zmieniającą się wolniej od nich i mającą w przybliżeniu postać krzywej drgań gasnących. Przedziały czasowe między wierzchołkami impulsów są określone przez długość kabla, ponieważ impuls musi przebyć w tym czasie drogę od świecy do cewki zapłonowej i z powrotem. Wartość szczytowa prądu może wynosić do 200 A i zależna jest od oporności falowej kabla, określonej wzorem:

$$Z_f = 60 \ln \frac{2h}{r} [\Omega] \quad (2)$$

gdzie:

h — jest odległością kabla od bloku silnika,

r — jest promieniem przewodu.

Jak widać z rys. 3, odwrotności czasu trwania poszczególnych impulsów dają częstotliwość około

¹⁾ $1(t) = 0$ dla $t < 0$ i $1(t) = 1$ dla $t > 0$ lub $1(t) = \frac{|t| + t}{2t}$

300 MHz, a odwrotność czasu trwania jednego okresu składowej oscylacyjnej daje częstotliwość około 50 MHz. Widmo częstotliwości odpowiadające przebiegowi czasowemu z rys. 3 jest ciągłe, ale posiada maksima oddzielone od siebie odstępami równymi wyżej wspomnianym częstotliwościom. Częstotliwość powtarzania całego wyładowania jest związana z ilością zapłonów przypadającą na jedną sekundę. Ilość ta wyraża się zwykle liczbą nie większą od 150.

Najistotniejszym sposobem rozchodzenia się zakłóceń wytwarzanych w instalacji zapłonowej jest ich promieniowanie. Elementem promieniującym jest przede wszystkim kabel łączący cewkę zapłonową ze świecą. Traktując kabel jako cewkę promieniującą o indukcyjności L można określić w przybliżeniu wartość szczytową natężenia pola elektrycznego w pewnej odległości od silnika następującą zależnością:

$$K = \frac{\mu}{4\pi cR} \cdot \frac{AU \Delta F}{L} \text{ [V/m]} \quad (3)$$

gdzie:

$\mu = 4 \cdot 10^{-7}$ H/m przenikalność magnetyczna,

$c = 3 \cdot 10^8$ m/sek,

ΔF — szerokość pasma częstotliwości odbiornika pomiarowego w Hz,

R — odległość anteny pomiarowej od silnika w metrach,

U — napięcie przebiecia w woltach,

L — indukcyjność kabla w henrach,

A — powierzchnia zawarta między kablem a korpusem silnika w metrach kwadratowych.

Wartość szczytowa zmierzonego natężenia pola impulsowego jest zależna, jak widać, od szerokości pasma częstotliwości urządzenia pomiarowego.

W celu zmniejszenia wartości szczytowej prądu płynącego w obwodzie zapłonowym stosuje się opory tłumiące. Opory takie bywają włączane przy samej świecy albo przy cewce zapłonowej lub też równocześnie przy świecy i przy cewce. Niekiedy bywają też włączane opory przy rozdzielaczu (w przewodzie środkowym). Wartości stosowanych oporów wahają się w granicach od 1 k Ω do 100 k Ω , a najczęściej używane są wartości 5, 10 i 15 k Ω . Stosowanie oporów skupionych nie wyklucza możliwości powstawania zaników tłumienia przy niektórych częstotliwościach spowodowanych wystąpieniem rezonansów w częściach obwodu zawartych między oporami. Lepsze rezultaty daje stosowanie oporów rozłożonych, tzn. wykonywanie kabli łączących z przewodów oporowych.

Zachodzi pytanie, jaki wpływ wywierają opory tłumiące w układzie zapłonowym na pracę silnika. Doświadczenia licznych producentów samochodów i motocykli z Niemiec, Anglii i USA upoważniają do następujących wniosków:

a) Opory o wartościach mniejszych od 500 k Ω nie wpływają w ogóle na pracę silnika.

b) Obecność oporu w układzie zapłonowym ułatwia rozruch silnika w stanie zimnym.

c) Obecność oporu przedłuża czas życia świecy zapłonowej, zmniejszając erozję elektrod.

Stosowanie oporów tłumiących nie jest w stanie zmniejszyć w znacznie większym stopniu promieniowania pola zakłóceń. Ze względu na tworzenie się lokalnych obwodów rezonansowych w samej świecy i rozdzielaczu konieczne jest staranne ekranowanie całej instalacji, a zwłaszcza świecy i rozdzielacza.

Pomiary przeprowadzone przez R. W. George'a [13] w USA wykazały, że co najmniej 50% samochodów powoduje zakłócenia, których wartość szczytowa natę-

zenia pola w odległości około 30 m wynosi około $50\mu\text{V/m}$. Pomiaru te wykazały też, że większe wartości natężenia pola zakłóceń otrzymuje się przy pionowej polaryzacji anteny. Pomiarów dokonano przy użyciu anteny o wysokości 10 m i odbiornika o szerokości pasma częstotliwości 10 kHz.

2.2.3. Odbiorniki telewizyjne [14]

Odbiorniki telewizyjne są urządzeniami, które należy ochraniać przed zakłóceniami impulsowymi. Niestety te odbiorniki są równocześnie same źródłem takich zakłóceń.

Głównymi źródłami zakłóceń w odbiornikach telewizyjnych są:

- a) układ odchylenia liniowego,
- b) stopień wyjściowy wzmacniacza wizji,
- c) ekran kineskopu.

Układ odchylenia liniowego pracuje na częstotliwości nieco wyższej od 15 kHz (u nas 15625 Hz). Wytwarza on przebiegi niesinusoidalne o ostrych załamaniach. Szczególnie w układach z odchyleniem magnetycznym napięcie na cewkach odchylających zawiera krótkie impulsy o dużej amplitudzie. Według danych radzieckich jeszcze czternasta harmoniczna częstotliwości podstawowej ma amplitudę równą 3,6% amplitudy impulsu. Zakłócenia wytwarzane przez układ odchylenia liniowego są szczególnie przykre w zakresie radiofonicznych fal długich i średnich. Można tu zauważyć wyraźnie maksima widma częstotliwości powtarzające się w odstępach około 15 kHz. Na radiofonicznych falach krótkich zakłócenia te są już mniej przykre, a maksima nie dają się już odróżnić. Główne elementy promieniujące zakłócenia tego typu są następujące:

- a) Lampa generatora odchylenia liniowego, dająca pole o natężeniu rzędu $10^5 \mu\text{V/m}$ w odległości 1 m.
- b) Transformator generatora odchylenia liniowego, dający natężenie pola również tego rzędu.
- c) Cewki odchylenia liniowego, przejawiające swą aktywność zakłóceniami w sposób dwojaki, a mianowicie: przez bezpośrednie promieniowanie końców cewek oraz przez ładowanie drogą indukcji elektrostatycznej grafityzacji kineskopu, która staje się w ten sposób wtórnym źródłem zakłóceń.

Środki zaradcze polegają tu na ekranowaniu transformatora, lampy generacyjnej oraz cewek odchylających, przy czym cewki te muszą być ekranowane zewnętrznie i wewnętrznie (tzn. również od strony grafityzacji kineskopu).

Zakłócenia powodowane przez stopień wyjściowy wzmacniacza wizji mogą być odczuwane zasadniczo w całym pasmie częstotliwości wizyjnych. Ze względu jednak na to, że w zakresie częstotliwości niższych dominują zakłócenia pochodzące od układów odchylających, właściwe zakłócenia pochodzące od wzmacniacza wizji występują począwszy od częstotliwości 0,3÷1 MHz wzwyż i zależą od charakteru odbieranego obrazu. Najlepszym środkiem zaradczym na te zakłócenia jest umieszczenie elektrody sterującej i cokołu kineskopu w ekranie cylindrycznym, przewodu zaś doprowadzającego w oplocie metalicznym. Zakłócenia powodowane przez ekran kineskopu powstają podczas bombardowania elektronami luminoforu; przy zgaszeniu kineskopu znikają i one. Pod względem widma częstotliwości zakłócenia te są silnie związane z częstotliwością odchylenia liniowego, tzn. dają widmo prawie identyczne z pierwszym, poprzednio opisanym rodzajem zakłóceń. Natężenie pola zakłóceń naprzeciw ekranu kineskopu może przybierać wartości od 100 do

150 $\mu\text{V}/\text{m}$ w odległości 1 m. Należy unikać umieszczenia anten odbiorczych naprzeciw kineskopu, co w praktyce jest zazwyczaj łatwe do spełnienia.

2.2.4. Linie przesyłowe wysokiego napięcia

Linie przesyłowe wysokiego napięcia nie powinny w czasie normalnej swej pracy powodować zakłóceń odbioru radiowego. Zakłócenia występują dopiero w czasie zachodzenia zjawisk niepożądanych. Zjawiska, które mogą powodować zakłócenia odbioru radiowego, są następujące:

- a) wyładowanie powierzchniowe na izolatorach oraz uszkodzenia izolatorów,
- b) korona występująca na przewodach wysokiego napięcia,
- c) złe kontakty w odłącznikach, złączach liniowych itp.,
- d) kable wysokiego napięcia o złej izolacji w okresie poprzedzającym ich przebicie.

Typowym źródłem zakłóceń impulsowych są korony na liniach wysokiego napięcia. Korona polega na silnym dodatnim wyładowaniu „jeźastym“ na najwięksijszych chropowatościach przewodów (zadrażnienia, zanieczyszczenia, krople wody itp.). Wyładowania te mogą być widoczne lub nie. Wyładowanie „jeźaste“ jest źródłem bardzo krótkich impulsów. Jak to wynika z dotychczas przeprowadzonych badań, impulsy te mają bardzo strome czoła i czas trwania rzędu 10^{-8} sekundy. Ładunek niesiony przez impuls jest rzędu 10^{-9} kulomba. Impulsy te rozchodzą się wzdłuż linii ulegając odbiciom. Rozchodzenie się ma charakter dwojaki: a) pod postacią fali quasi-symetrycznej, b) pod postacią fali niesymetrycznej.

Ten drugi rodzaj rozchodzenia się zakłóceń jest właśnie niebezpieczny dla odbioru radiowego. Fala niesymetryczna jest falą elektromagnetyczną rozchodzącą się między linią i ziemią. Fala quasi-symetryczna, jako rozchodząca się między przewodami linii, praktycznie nie jest aktywna zakłóceńiowo w porównaniu z falą niesymetryczną.

Oprócz rozchodzenia się po linii, impulsy zakłóceńiowe zostają wypromieniowane jako fala przestrzenna. Warunki promieniowania zależne są oczywiście od rodzaju linii, tzn. od ilości przewodów, ich wzajemnego rozmieszczenia, ich wysokości nad ziemią, grubości przewodów, długości linii itp. [15]. Ważnym czynnikiem mającym wpływ na promieniowanie zakłóceń przez linię wysokiego napięcia są warunki atmosferyczne. Na ogół zakłócenia są znacznie silniej odczuwane w czasie pogody wilgotnej niż w czasie pogody suchej [16]. Badania tego typu zakłóceń były przeprowadzone w zakresie częstotliwości od 0,1 do 90 MHz.

Badania zakłóceń powodowanych przez linię wysokiego napięcia nie tylko w odbiorze radiowym, ale w ogóle w telekomunikacji są przedmiotem prac prowadzonych przez Międzynarodowy Komitet Wielkich Sieci Elektrycznych (CIGRÉ). Prace te są prowadzone przy współdziałaniu Międzynarodowych Komitetów Doradczych do Spraw Telefonii (CCIF), Telegrafii (CCIT) oraz Radiokomunikacji (CCIR). Ponadto wyżej wymienione Komitety wyłoniły Międzynarodowy Komitet Mieszany (CMI) dla koordynacji prac w dziedzinie ochrony połączeń telekomunikacyjnych. Obszerne sprawozdania z tych prac były już publikowane w polskiej prasie technicznej w szeregu artykułów *H. Kuniewskiego* na łamach Przeglądu Telekomunikacyjnego [17], [18], [19]. Dlatego też przytaczanie w tym miejscu większej ilości danych nie wydaje się celowe.

2.2.5. Inne źródła zakłóceń impulsowych

Istnieje bardzo dużo różnych urządzeń mogących wytwarzać zakłócenia impulsowe. Niektóre z tych urządzeń wytwarzają zakłócenia, które mogą mieć charakter

szumu ciąglego lub charakter impulsowy, zależnie od stanu, w jakim się znajdują.

Komutatorowe maszyny elektryczne są jednym z bardziej rozpowszechnionych źródeł zakłóceń. Wielkość zakłóceń wytwarzanych przez te maszyny zależna jest przede wszystkim od stanu szczotek i komutatora, a także od kształtu szczotek. Nie bez znaczenia jest też ilość działek komutatora, od której zależy kształt wytwarzanego napięcia zakłócającego. Zakłócenia te mają charakter szumu, który zostaje włączony na pewien okres czasu przez każdą działkę komutatora przechodzącą pod szczotką. Jeżeli działek jest niewiele, wtedy obwiednia tego szumu ma charakter wyraźnie impulsowy. W przypadku gdy działek jest dużo, zakłócenia zbliżają się swoim charakterem do szumu ciąglego. Sposoby zapobiegania zakłóceniom tego rodzaju są powszechnie znane, jednak jeśli chodzi o „unieszkodliwienie zakłóceń” jakiegoś urządzenia w szerokim zakresie częstotliwości, to nie jest ono sprawą prostą. Tak na przykład „zablokowanie” maszyny elektrycznej za pomocą kondensatora przyłączonego bezpośrednio do zacisków szczotek daje niekiedy zupełnie dobre rezultaty w zakresie częstotliwości radiofonicznych. Ten sam jednakże kondensator wraz z jego przewodami łączącymi stanowi pętlę promieniującą zakłócenia w zakresie częstotliwości telewizyjnych. Z punktu widzenia telewizji konieczne jest więc ekranowanie całego urządzenia. W zakresie częstotliwości telewizyjnych (i wyższych) ważnym czynnikiem jest oporność promieniowania przewodów doprowadzonych do urządzenia [20]. Tak na przykład zakłócenia mierzone na zaciskach wyjściowych maszyny elektrycznej w pierwszym pasmie telewizyjnym (mniej więcej od 40 MHz do 80 MHz) będą na pewno większe niż w pasmie trzecim (mniej więcej od 170 MHz do 220 MHz). Tymczasem działanie zakłócające wywierane na odbiornik może być większe w pasmie trzecim. Przyczyną jest silniejsze promieniowanie w zakresie pasma trzeciego i stąd większa wartość natężenia pola zakłóceń.

Iskrzenia powstające na ślizgających się stykach w trakcji elektrycznej są źródłem zakłóceń o wyraźnym charakterze impulsów bezładnych. Zakłócenia te pochodzą się bardzo daleko po przewodach trakcyjnych. Ponieważ te przewody (zwłaszcza sieć tramwajowa w mieście) są też znakomitą „kolporterem” wszelkich innych zakłóceń, powinny być one blokowane do ziemi za pomocą kondensatorów co 25 do 30 metrów [21].

Urządzenia oświetleniowe mogą stanowić źródła zakłóceń, które mają przeważnie charakter szumu ciąglego, niekiedy jednak mogą mieć charakter impulsowy. Źródłem zakłóceń mogą być urządzenia starterowe w lampach świetlących. Źródłem zakłóceń są zwykle reklamy neonowe, a także używane do oświetlenia ulic i placów lampy sodowe. Zakłócenia wytwarzane przez te urządzenia nie są specjalnie groźne i dają się sprowadzać do poziomu nieszkodliwego przez zastosowanie znanych środków przeciwwzakłóceńowych [9]. Żarówki napełnione gazem bywają źródłem zakłóceń tylko w ciągu krótkiego okresu czasu poprzedzającego koniec ich „życia”. W okresie tym włókno żarówki ma już przerwę, a świecenie odbywa się jeszcze dzięki powstaniu w niej łuku, który jest źródłem zakłóceń. Żarówki próżniowe są źródłem zakłóceń przez cały czas swego działania. Wolframowe włókno żarząc się emituje elektrony, które zostają wprowadzone w ruch wskutek działania pola elektrycznego pochodzącego od istniejących w lampie różnic potencjałów. Poruszające się elektrony są przyczyną powstawania w „siatce” wolframowej ładunków indukowanych. W ten sposób lampa staje się generatorem drgań typu Barkhausena-Kurza, bardzo wielkiej częstotliwości. Włókno odgrywa tu rolę katody, siatki i obwodu drgającego

równocześnie, a bańka lampy — rolę anody. Lampa próżniowa jest źródłem zakłóceń głównie w zakresie częstotliwości pokrywającym się mniej więcej z pierwszym pasmem telewizyjnym [22].

3. WPLYW ZAKŁÓCEŃ QUASI-IMPULSOWYCH NA ODBIORNIKI RADIOWE

3.1. Odbiorniki sygnałów o modulowanej amplitudzie

3.1.1. Wpływ pojedynczego impulsu na odbiornik radiowy

Z punktu widzenia zagadnień omawianych w tym rozdziale odbiornik może być zastąpiony przez układ blokowy uwidoczniiony na rys. 4. Układ ten składa się z filtra pasmowego, detektora liniowego i filtra dolnoprzepustowego [23]. Pierwszy człon tego układu, filtr pasmowy, ma charakterystykę częstotliwości, która jest wypadkową dla wszystkich stopni od obwodu wejściowego do wzmacniacza pośredniej częstotliwości włącznie. Impulsowe napięcie zakłóceń wzbudzone w antenie zostaje przyłożone na wejście tego układu wywołując w nim pewien stan nieustalony. Zazwyczaj szerokość pasma częstotliwości przenoszonych przez filtr pasmowy jest tak mała, że niezależnie od postaci wid-



Rys. 4. Zastępczy układ blokowy odbiornika

ma przebiegu zakłócającego można uważać gęstość widmową $S(\Omega)$ za stałą w granicach tego pasma [$S(\Omega) = S = \text{const}$ dla $\Omega_1 < \Omega < \Omega_2$]. Napięcie nieustalone na wyjściu filtra pasmowego może być obliczone z uwzględnieniem charakterystyki wzmocnienia $k_u(\Omega)$ i przesunięcia fazowego $\varphi(\Omega)$ filtra pasmowego. Najłatwiej jest wyliczyć napięcie nieustalone na wyjściu tzw. „filtru idealnego“. Ten rodzaj filtra wymaga spełnienia dwóch postulatów:

- Charakterystyka wzmocnienia filtra w funkcji częstotliwości przedstawia prostokąt o szerokości $\Delta\Omega$. Częstotliwością środkową pasma przepuszczanego jest Ω_0
- Charakterystyka przesunięcia fazowego w funkcji częstotliwości $\varphi(\Omega)$ jest dokładnie prostoliniowa w granicach $\Delta\Omega = \Omega_2 - \Omega_1$.

Taki filtr nie da się zrealizować nawet przy użyciu nieskończonej liczby elementów. Jednak ze względu na to, że pierwszy człon z układu na rys. 4 składa się zazwyczaj z kilku stopni lampowych z filtrami pasmowymi w obwodach anodowych i ma wypadkową krzywą selektywności o znacznym współczynniku prostokątności — można go uważać w przybliżeniu za filtr idealny. Taki filtr wydziela z widma ciągłego impulsu przyłożonego na wejście wycinek o kształcie prostokątnym. Widmu o kształcie prostokąta odpowiada na mocy przekształcenia całkowego Fouriera przebieg czasowy w postaci drgań zanikających o obwiedni wyrażonej funkcją typu $\frac{\sin x}{x}$ ¹⁾

Przebieg ten wyraża się zależnością [24]:

$$f(t) = \frac{S \cdot \Delta\Omega}{\pi} \cdot \frac{\sin \frac{\Delta\Omega}{2} t}{\frac{\Delta\Omega}{2} t} \cos(\Omega_0 t + \varphi) \quad (4)$$

1) Analogicznie jak przebiegów: czasowemu w postaci impulsu prostokątnego odpowiada widmo częstotliwości ciągłe i zanikające o obwiedni wyrażonej funkcją typu $\frac{\sin x}{x}$.

Są to drgania o częstotliwości Ω_0 , która jest środkową pasma częstotliwości przepuszczanych przez filtr. Drgania te mają obwiednię

$$m(t) = \frac{S \Delta \Omega}{\pi} \cdot \frac{\sin \frac{\Delta \Omega}{2} t}{\frac{\Delta \Omega}{2} t} \quad (5)$$

która jest pokazana na rys. 5.

Jeśli przyjmie się, że filtr pasmowo-przepustowy w odbiorniku jest przybliżeniem filtru idealnego w sensie Bodego [25], to można wykazać, że napięcie na wyjściu filtru zaczyna narastać począwszy od chwili, w której wartość obwiedni $m(t)$ przechodzi przez zero.

W związku z tym zmienną t należy rozumieć następująco:

$$t = t' - \Delta t = t' - \frac{2\pi}{\Delta \Omega} - t_0 \quad (6)$$

gdzie:

t' — czas mierzony od momentu przyłożenia impulsu na wejście odbiornika,

Δt — całkowity czas między chwilą $t' = 0$.

a z chwilą pojawienia się na wyjściu pierwszego maksimum obwiedni $m(t)$,

t_0 — opóźnienie zależne od rodzaju i układu filtru.

Maksimum amplitudy obwiedni $m(t)$ zachodzi w chwili $t' = \Delta t$ i wynosi $\frac{S \Delta \Omega}{\pi}$.

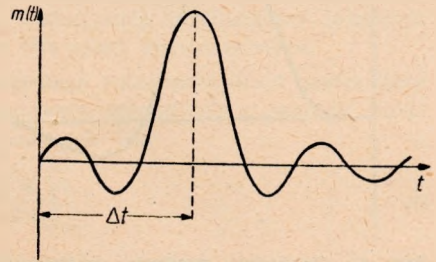
Odstęp czasowy między tym maksimum a pierwszym przejściem wartości obwiedni $m(t)$ przez zero jest również $\frac{2\pi}{\Delta \Omega}$. Ten sam odstęp czasowy oddziela od siebie wszystkie następne momenty, w których $m(t)$ przechodzi przez zero. Główna więc wiązka oscylacji, zawierająca maksimum amplitudy obwiedni $m(t)$, jest dwukrotnie dłuższa od wszystkich pozostałych i ma czas trwania równy $2 \frac{2\pi}{\Delta \Omega}$. Z rysunku 5 widać, że amplituda obwiedni narasta i maleje w sposób oscylacyjny. Ponadto widać, że funkcja $m(t)$ posiada oś symetrii przechodzącą przez maksimum amplitudy.

Na rysunku 6 pokazano funkcję $m_1(t)$ dla trzystopniowego wzmacniacza z dwu-obwodowymi filtrami pasmowymi w obwodach anodowych, wyliczoną metodą wolno zmieniających się amplitud Van der Poola [26].

W porównaniu z funkcją $m(t)$ przedstawioną na rys. 5 widać przede wszystkim różnicę jakościową między tymi dwiema funkcjami. Polega ona na tym, że $m_1(t)$ nie posiada w ogóle osi symetrii i narastanie amplitudy nie jest oscylacyjne. Różnice ilościowe między tymi dwoma przebiegami są raczej nieznaczne. Z dotychczasowego opisu zjawisk zachodzących w filtrze pasmowym (rys. 4) można wyciągnąć następujące wnioski:

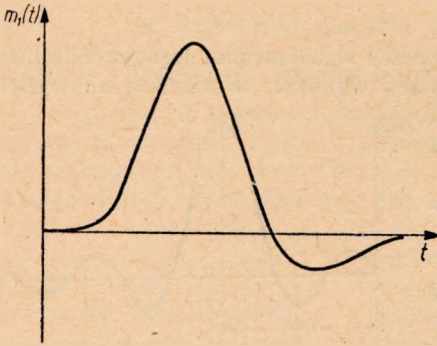
a) Wartość szczytowa napięcia nieustalonego na wyjściu filtru pasmowego jest wprost proporcjonalna do szerokości pasma częstotliwości.

b) Jeżeli za czas trwania napięcia nieustalonego na wyjściu filtru pasmowego przyjąć skończoną ilość wiązek oscylacyjnych (co wobec zanikającej ich amplitudy jest w pełni uzasadnione), to jest on odwrotnie proporcjonalny do szerokości pasma częstotliwości.



Rys. 5. Obwiednia na wyjściu filtru idealnego przy podaniu napięcia o kształcie funkcji jednostkowej $1(t)$ na wejście

Pomiary oscylograficzne wykonane przez G. L. Hamburgera [27] wykazały, że charakter stanu nieustalonego jest rzeczywiście zbliżony do przedstawionego na rys. 6, jednakże z zachowaniem najwyżej trzech pierwszych wiązek oscylacji. G. L. Hamburger stwierdził, że ilościowe opisanie zjawiska może być z dobrym



Rys. 6. Obwiednia napięcia wyjściowego trzystopniowego wzmacniacza lampowego z dwuobwodowymi filtrami pasmowymi, przy podaniu napięcia o kształcie funkcji jednostkowej $1(t)$ na wejście. Obwiednię wyliczono metodą wolno zmieniających się amplitud

przybliżeniem dokonane za pomocą wyników uzyskanych teoretycznie dla filtru idealnego. Pomiary były przeprowadzone na wzmacniaczu o zmiennej szerokości pasma. Jeśli szerokość pasma częstotliwości filtru ulegała zmniejszeniu, wtedy wartość szczytowa impulsu na wyjściu zmniejszała się, natomiast wzrastał jego czas trwania w tym samym stosunku. Przeciwny efekt wywołało zwiększenie pasma częstotliwości filtru.

Obwiednia $m(t)$ zostaje wydzielona z przebiegu $f(t)$ przez detektor liniowy i podana na wejście filtru dolnoprzepustowego. Kształt napięcia na wyjściu odbiornika, wywołanego doprowadzeniem na wejście impulsu zakłócenia, jest zależny od wypadkowego wzmocnienia i szerokości pasma całego odbiornika. W tych warunkach zmiana szerokości pasma jednego stopnia

odbiornika nie musi mieć wpływu na poziom zakłóceń na wyjściu, jeśli wypadkowa szerokość pasma częstotliwości całego odbiornika nie ulegnie przy tym znaczniejszej zmianie. Powyższe stwierdzenie zachowuje swą ważność tylko pod warunkiem liniowości detektora. Jeżeli detektor jest kwadratowy, wtedy poziom zakłóceń na wyjściu odbiornika będzie zależny od szerokości pasma częstotliwości przenoszonych przez filtr pasmowy. Gdy na przykład szerokość pasma częstotliwości filtru pasmowego wzrośnie, to powierzchnia zawarta między obwiednią $m(t)$ a osią czasu — na wyjściu detektora kwadratowego — również wzrośnie. Ta sama powierzchnia ulegałaby zmniejszeniu, gdyby zastosować element nieliniowy o charakterystyce zakrzywionej w kierunku przeciwnym niż w detektorze kwadratowym. Tego rodzaju charakterystykę mają urządzenia zwane „ogranicznikami amplitud”, są one dość rozpowszechnione jako środki służące do zwalczania zakłóceń impulsowych.

W obecności sygnału użytecznego o częstotliwości Ω_s i amplitudzie U_s , który jest modulowany z głębokością m_s , stosunek sygnału użytecznego do napięcia impulsu zakłócającego na wyjściu odbiornika wyrazi się następująco ([24], str. 33):

$$\left. \begin{array}{l} \text{dla } \omega_g > \frac{\Delta\Omega}{2} \\ \\ \text{dla } \omega_g < \frac{\Delta\Omega}{2} \end{array} \right\} \begin{array}{l} \frac{\bar{U}_{sw}}{\bar{U}_{zw}} = \frac{\pi m_s U_s}{S(\Omega_s) \Delta\Omega} \\ \\ \frac{\bar{U}_{sw}}{\bar{U}_{zw}} = \frac{\pi m_s \bar{U}_s}{2 S(\Omega_s) \Delta\Omega} \end{array} \quad (7)$$

gdzie:

$S(\Omega_s)$ — gęstość widmowa zakłóceń na częstotliwości sygnału użytecznego,
 ω_g — górna częstotliwość graniczna stopni małej częstotliwości.

Pewien szczególny wpływ na odbiorniki radiowe wywierają krótkie sygnały radiowe (np. telegraficzne [28]). Sygnały takie przedstawiają serię impulsów, z których każdy jest ciągiem drgań sinusoidalnych wielkiej częstotliwości o obwiedni prostokąta. W przypadku sygnałów telegraficznych są one wzajemnie dostatecznie odległe w czasie, aby można je było uważać za serię impulsów pojedynczych. We wspomnianej pracy [28] J. Marique analizuje osobno wpływ takich impulsów na pojedynczy obwód rezonansowy, a osobno na wzmacniacz rezonansowy lampowy zawierający dwa stopnie wzmocnienia o trzech obwodach rezonansowych.

W stosunku do pojedynczego obwodu rezonansowego autor przyjmuje następujące charakteryzujące go parametry. Obwód rezonansowy składa się z szeregu połączonych elementów R , L , C . Pulsacja drgań własnych jest

$$\Omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2} \quad (8)$$

gdzie:

$$\frac{R}{2L} = \delta = \frac{\pi d}{T} = \frac{\pi F_0}{Q} = \frac{\pi F_0}{\frac{F_0}{2B}} = \pi 2B \quad (9)$$

$2B$ jest szerokością pasma częstotliwości określoną na poziomie -3 dB poniżej wierzchołka krzywej rezonansu. Do tego obwodu rezonansowego zostaje doprowadzony impuls prostokątny „wypełniony“ drganiami wielkiej częstotliwości o pulsacji Ω_s . Wielkością mającą zasadnicze znaczenie w rozpatrywanych poniżej zjawiskach będzie różnica pulsacji

$$\Delta = \Omega_s - \Omega_0 \quad (10)$$

nazywaną dalej pokrótce „różnicą Δ “. Wypadek $\Delta = 0$ jest stereotypowy i nie wymaga komentarzy. Zachowanie się obwodu rezonansowego jest wtedy określone przez szerokość pasma częstotliwości, czyli współczynnik δ . Jeżeli jednak częstotliwości Ω_s i Ω_0 różnią się, wtedy prąd nieustalony w obwodzie zawiera między innymi oscylację dudnień o częstotliwości $\frac{\Delta}{2\pi}$. Zachowanie się obwodu rezonansowego może być opisane następująco:

a) Czas t_m , jaki upływa między momentem przyłożenia sygnału a pojawieniem się maksimum prądu I_m , zależy wyłącznie od różnicy Δ i wynosi:

$$t_m = \frac{\pi}{\Delta} \quad (11)$$

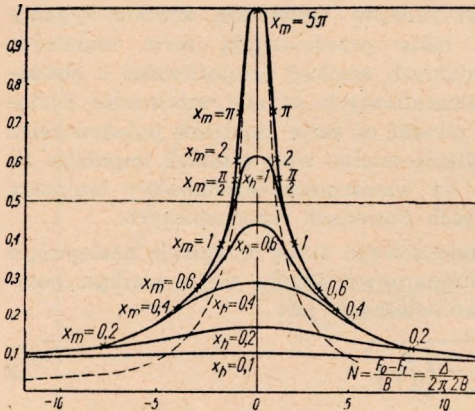
Nie ma tu zależności od δ , czyli szerokości pasma częstotliwości.

b) Czas ustalania się amplitudy prądu w obwodzie jest zależny zarówno od δ , jak i od Δ .

c) Jeżeli impuls kończy się w chwili $t = h$, to dla $t \geq h$ w obwodzie istnieją tylko własne drgania o pulsacji Ω_0 , podlegające prawom zależnym wyłącznie od δ (tzn. niezależnym od Δ).

d) Istnieje pewna wartość $\Delta = \Delta_m$, dla której czas narastania maksimum prądu nieustalonego w obwodzie jest równy czasowi trwania impulsu $t_m = h$. Dla wszystkich więc wartości $\Delta < \Delta_m$ pierwsze maksimum prądu nie jest nigdy osiągnięte

i czas narastania prądu jest określony tylko czasem trwania impulsu h . Dla wszystkich $\Delta \geq \Delta_m$ pierwsze maksimum prądu jest zawsze osiągnięte. Największa wartość prądu w stanie nieustalonym jest więc określona innymi prawami dla małych Δ , a innymi dla dużych Δ .



Rys. 7. Maksyma amplitud prądu w stanie nieustalonym w pojedynczym obwodzie rezonansowym w funkcji rozstrojenia zredukowanego

„stacyczną“ krzywą rezonansu obwodu. (Wartości x_m zredukowanego czasu narastania pierwszego maksimum prądu zaznaczono na obwiedni tych wszystkich krzywych). Z rysunku 7 widać, że selektywność obwodu jest znacznie gorsza w stanie nieustalonym niż w stanie ustalonym (zwłaszcza dla dużych wartości N).

Zachowanie się wzmacniacza lampowego, zawierającego trzy stopnie wzmacniające z pojedynczymi obwodami rezonansowymi, może być opisane następująco:

a) Dla $\Delta = 0$, czyli $\Omega_s = \Omega_0$, we wzmacniaczu zachodzą zjawiska powszechnie znane. Również dla małych Δ zjawiska są raczej stereotypowe.

b) Dla dużych Δ charakter prądu, jaki pojawi się w trzecim obwodzie rezonansowym, jest w wysokim stopniu zależny od czasu trwania sygnału δh . Oscylacje dudnień o częstotliwości $\frac{\Delta}{2\pi}$ są wtedy pomijalne. W stanie nieustalonym dominują oscylacje na częstotliwości F_0 .

c) Jeżeli $\delta h \geq 2$, to pierwsze maksimum prądu zostaje zawsze osiągnięte. Prąd maksymalny może być znacznie większy od prądu w stanie ustalonym dla danego Δ . W przykładzie zamieszczonym w cytowanej pracy [28] prąd I_m jest 27 razy większy od prądu w stanie ustalonym I_r . ($B = 100$ Hz; $\delta = 200 \pi$; $F_0 - F_1 = 1$ kHz; $\Delta = 2000 \pi$; $h = 1/25$ s; $I_r = 0,001$ E; $I_m = 0,27$ E). Stosunek $I_m : I_r$ wzrasta ze wzrostem Δ .

d) Jeżeli $\delta h \geq 6$, wtedy w czasie trwania impulsu zostaje osiągnięty stan ustalony. Po skończeniu impulsu zachodzi drugi raz stan nieustalony, podobnie jak po jego rozpoczęciu. Zmiany amplitudy prądu w stanie nieustalonym zachodzą tak, jak gdyby początek i koniec impulsu o częstotliwości „nośnej“ F_s zostały zastąpione przez impulsy o kształcie funkcji jednostkowej $1(t)$.

e) Dla $2 \leq \delta h \leq 6$ stany nieustalone na wyjściu wzmacniacza, odpowiadające początkowi i końcowi impulsu, zachodzą na siebie. Kształt krzywej prądu zależy wtedy od wartości Δh . Na przykład kształt ten jest zupełnie inny w przypadku,

e) Rysunek 7 ilustruje treściwie powyższy opis. Zastosowano tu parametry zredukowane (bezwymiarowe):

zredukowany czas $x = \delta t$,

zredukowany czas trwania sygnału $x_h = \delta h$,

zredukowany czas narastania pierwszego maksimum prądu

$x_m = \delta t_m$,

zredukowana różnica często-

tliwości $N = \frac{\Delta}{2\pi 2B} = \frac{F_s - F_0}{2B}$.

Krzywe ciągle przedstawiają zależność amplitudy maksimum prądu w funkcji rozstrojenia zredukowanego N przy czasie trwania sygnału x_h , jako parametrze.

Krzywa przerywana przedstawia „sta-

gdy Δh jest nieparzystą wielokrotnością π , niż w przypadku, gdy Δh jest parzystą wielokrotnością π .

f) Jeżeli $\delta h < 2$, wtedy maksimum prądu zostaje osiągnięte już po skończeniu sygnału. Kształt krzywej na wyjściu jest również, jak poprzednio, zależny od Δh . Wartości maksymalnej amplitudy prądu, wykreślone w funkcji różnicy Δ (ściśle w funkcji Δh) dla ustalonego δh , mają tendencję zbliżania się do obwiedni widma sygnału, która ma charakter funkcji $\frac{\sin x}{x}$. To zbliżenie jest tym ściślejsze, im mniejsze jest δh .

g) Charakter wszystkich opisanych powyżej zjawisk jest ten sam dla dodatnich i ujemnych wartości Δ .

3.1.2. Wpływ impulsów powtarzanych na odbiorniki radiowe

Odbiornik, którego ideowy układ blokowy przedstawia rys. 4, będzie reagował inaczej na serię impulsów niż na impulsy pojedyncze (tzn. powtarzające się bardzo rzadko). Najprostszym przypadkiem jest seria impulsów bardzo krótkich o identycznej amplitudzie, powtarzających się w jednakowych odstępach czasowych. Każdy z tych impulsów doprowadzony na wejście odbiornika wywoła pojawienie się na wyjściu pierwszego członu (tj. filtru pasmowego) napięcia nieustalonego, określonego zależnością (4). Na wejście więc detektora podane będzie napięcie o kształcie serii impulsów jednakowych, z których każdy jest ciągiem oscylacji tłumionych. Chcąc najpierw wyjaśnić wpływ stałej czasu układu detekcyjnego weźmiemy początkowo pod uwagę serię impulsów tak wzajemnie oddalonych, że nie zachodzi jeszcze nabieganie ciągów oscylacji wywołanych każdym z nich w filtrze pasmowym. Natomiast w odniesieniu do stałej czasu rozładowania układu detekcyjnego odstępów między impulsami muszą być małe. Detektor (np. diodowy) można uważać za liniowy dla dostatecznie dużych amplitud. Charakteryzują go stałe czasu ładowania i rozładowania, przy czym ta druga jest znacznie większa. Jest rzeczą interesującą, jak zależy napięcie stałe U_0 uzyskane na wyjściu detektora od wartości szczytowej impulsów U_T . Wielkości występujące w obwodzie detektora ilustruje rys. 8. Na pojemności układu detekcyjnego panuje napięcie ustalone U_0

$$U_0 = n \Delta U \quad (12)$$

zaś

$$n = f_i \tau_r \quad (13)$$

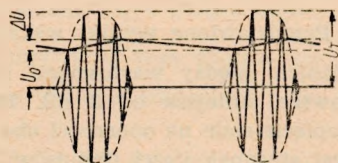
gdzie:

f_i — częstotliwość powtarzania impulsów (repetycja),

τ_r — stała czasu rozładowania detektora,

n — ilość impulsów przypadająca na okres równy stałej czasu rozładowania detektora,

ΔU — przyrost napięcia stałego na pojemności układu detekcyjnego, pojawiający się w wyniku detekcji jednego impulsu.



Rys. 8 Wielkości występujące w obwodzie detektora

Względny przyrost napięcia w czasie detekcji impulsu, tzn. przyrost odniesiony do różnicy potencjałów przyłożonej na diodę, będzie wynosił:

$$\mu = \frac{\Delta U}{U_T - U_0} = \frac{U_0}{U_T - U_0} \quad (14)$$

stąd

$$U_0 = U_T \cdot \frac{n \cdot \mu}{1 + n \mu} \quad (15)$$

Wielkość μ jest zależna od szerokości pasma częstotliwości filtra przeddetekcyjnego i stałej czasu ładowania detektora. Tak na przykład, jeśli szerokość pasma wynosi 9 kHz, stała zaś czasu ładowania detektora 1 msek, to w czasie trwania stanu nieustalonego pojemność ładuje się do 6% wartości napięcia szczytowego. Chcąc wyrazić μ w funkcji szerokości pasma ΔF posługujemy się zależnością:

$$\frac{\mu}{0,06} = \frac{1}{\Delta F} \quad (16)$$

skąd

$$\mu = 0,06 \cdot \frac{9}{\Delta F} = \frac{0,54}{\Delta F} \quad (17)$$

Podstawiając (17) do (15) mamy:

$$U_0 = U_T \frac{0,54 \frac{n}{\Delta F}}{1 + 0,54 \frac{n}{\Delta F}} = U_T p \quad (18)$$

Widać, że p jest zawsze mniejsze od 1 i zbliża się do tej wartości przy $\frac{n}{\Delta F}$ zdążającym do nieskończoności. G. L. Hamburger [27] przeprowadzał pomiary różnicy pomiędzy wartością szczytową impulsów podawanych na wejście odbiornika a wartością szczytową napięcia sinusoidalnego z generatora sygnałów wzorcowych, doprowadzonego do wejścia odbiornika i dającego na jego wyjściu takie samo wychylenie przyrządu wskazówkowego, jak przy napięciu impulsowym. Pomiary były przeprowadzone dla czterech różnych wartości szerokości pasma częstotliwości — ΔF , przy różnych liczbach n impulsów przypadających na okres równy stałej czasu rozładowania detektora.

Przedstawione wyniki wskazują na to, że przy stosunku $\frac{n}{\Delta F}$ większym od 10 różnica między wartościami szczytowymi obydwóch porównywanych napięć była zawsze mniejsza od 3 dB. Reasumując stwierdzić należy, że tym większe jest napięcie stałe na oporności obciążenia detektora przy detekcji impulsów, im większy jest stosunek ilości impulsów przypadających na stałą czasu rozładowania układu detekcyjnego do szerokości pasma częstotliwości filtra przeddetekcyjnego.

Przytoczone wyżej rozważania zostały przeprowadzone w założeniu, że na odbiornik działa regularny ciąg impulsów. Przypadek taki nie jest typowy dla zakłóceń impulsowych, ma jednak znaczenie poglądowe. Jak wiadomo, widmo regularnego ciągu impulsów jest widmem prążkowym. Odległość między sąsiednimi prążkami mierzona wzdłuż osi częstotliwości równa jest częstotliwości powtarzania impulsów. Obwiednią tego widma prążkowego jest widmo pojedynczego impulsu o takim samym kształcie, jak impulsy występujące w ciągu regularnym. Jest rzeczą interesującą, jak zmieniają się parametry regularnego ciągu impulsów, jeśli ta regularność zostanie naruszona.

Może się zdarzyć, że w ciągu impulsów o jednakowym kształcie i stałej częstotliwości powtarzania amplituda poszczególnych impulsów jest różna. G. G. Mac-

farlane [29] wykazał, że jeśli amplituda impulsów jest zmienną losową podlegającą gaussowskiemu prawu rozkładu prawdopodobieństwa, to można określić widmową gęstość mocy¹⁾ ciągu impulsów w następujący sposób. Gęstość widmowa mocy nieskończonego ciągu jednakowych impulsów o wzajemnym oddaleniu w czasie T i amplitudzie losowo zmiennej a_n , wyrazi się zależnością:

$$G(\Omega) = \lim_{N \rightarrow \infty} G_N(\Omega) \left[\overline{(A - \bar{A})^2} + (\bar{A})^2 \frac{2\pi}{T} \delta\left(\Omega - \frac{2m\pi}{T}\right) \right] \frac{|S(\Omega)|^2}{T} \quad (19)$$

gdzie:

$$G_N(\Omega) = \frac{|S(\Omega)|^2}{T} \left\{ \frac{1}{2N+1} \left[\sum_{-N}^N a_n \cos(n\Omega T) \right]^2 + \frac{1}{2N+1} \left[\sum_{-N}^N a_n \sin(n\Omega T) \right]^2 \right\}$$

jest widmową gęstością mocy dla serii zawierającej N impulsów;

$$\bar{A} = \int_{-\infty}^{+\infty} x q(x) dx \quad \text{i} \quad \overline{(A - \bar{A})^2} = \int_{-\infty}^{+\infty} (x - \bar{A})^2 q(x) dx$$

przy czym:

x — zmienna losowa,

$q(x)$ — funkcja prawdopodobieństwa zmiennej losowej x taka, że:

$$x_n = \sin(n\Omega T) \int_{-\infty}^{+\infty} x q(x) dx = \sin(n\Omega T) \bar{A}$$

stanowi średnie odchylenie od średniej, a

$$\sigma_n^2 = \sin^2(n\Omega T) \int_{-\infty}^{+\infty} (x - \bar{A})^2 q(x) dx = \sin^2(n\Omega T) \overline{(A - \bar{A})^2} \quad \text{— średnio kwadratowe odchylenie od średniej,}$$

$\delta\left(\Omega - \frac{2m\pi}{T}\right)$ — funkcja Diraca,

$S(\Omega)$ — gęstość widmowa pojedynczego impulsu.

Z zależności (19) wynika, że omawiane widmo mocy składa się z dwóch części:

a) widma ciągłego o gęstości $\frac{(A - \bar{A})^2 |S(\Omega)|^2}{T}$; intensywność tego widma szumowego na każdej częstotliwości jest proporcjonalna do gęstości widmowej pojedynczego impulsu $S(\Omega)$;

b) widma prążkowego z oddaleniem sąsiednich prążków o $1/T$ i mocy reprezentowanej przez prążek o częstotliwości m/T równej $\frac{2\pi}{T} \cdot \frac{(\bar{A})^2}{T} \cdot \left| S\left(\frac{2m\pi}{T}\right) \right|^2$;

1) Widmowa gęstość mocy, nazywana też widmem mocy lub widmem energetycznym, wyraża się następującą zależnością:

$$G(\Omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{|S(\Omega)|^2}{T} \quad \text{patrz np. [31].}$$

$S(\Omega)$ jest gęstością widmową, czyli transformatą fourrierowską sygnału $f(t)$. Widmowa gęstość mocy $G(\Omega)$ jest fourrierowską transformatą funkcji autokorelacji sygnału

$$R(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^{\infty} f(t) \cdot f(t+\tau) dt.$$

obwiednia tego widma jest proporcjonalna do gęstości widmowej pojedynczego impulsu.

Moce zawarte w tych dwóch częściach mają się do siebie jak:

$$\frac{\text{Moc w widmie ciągłym}}{\text{Moc w widmie prążkowym}} = \frac{(A - \bar{A})^2}{(\bar{A})^2} \quad (20)$$

Wielkością zmieniającą się w sposób losowy może być też odstęp czasowy między impulsami. Wspomniany G. G. Macfarlane [29] analizuje przypadek ciągu jednokowych impulsów o stałej amplitudzie i okresie powtarzania zmieniającym się losowo według gaussowskiego prawa rozkładu prawdopodobieństwa. Jeżeli odchylenia okresu powtarzania impulsu od wartości średniej T są niewielkie w porównaniu z T , to widmowa gęstość mocy wyrazi się zależnością

$$G(\Omega) = \left\{ 1 - e^{-\sigma^2 \Omega^2} + e^{-\sigma^2 \Omega^2} \frac{2\pi}{T} \delta\left(\Omega - \frac{2m\pi}{T}\right) \right\} \frac{|S(\Omega)|^2}{T} \quad (21)$$

Występują tu znowu dwie składowe widma:

a) widmo ciągłe o mocy $1/T \int_{-\infty}^{+\infty} \{1 - e^{-\sigma^2 \Omega^2}\} |S(\Omega)|^2 d\Omega$; intensywność tego widma

nie jest wprost proporcjonalna do gęstości widmowej pojedynczego impulsu, ponieważ $|S(\Omega)|^2$ jest pomnożone przez wyraz zależny od Ω ;

b) widmo prążkowe z oddaleniem sąsiednich prążków o średnią częstotliwość powtarzania $1/T$ i o średniej mocy wynoszącej w przybliżeniu $\frac{1}{T} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-\sigma^2 \Omega^2} |S(\Omega)|^2 d\Omega$;

obwiednia tego widma nie pokrywa się z gęstością widmową pojedynczego impulsu również ze względu na to, że $|S(\Omega)|^2$ jest pomnożone przez wyraz zależny od Ω . Obwiednia ta pokrywałaby się z $|S(\Omega)|^2$, gdyby nie było zmian okresu powtarzania (tzn. $\sigma^2 = 0$). Jednak dla $\sigma^2 \neq 0$ prążki nie sięgają do obwiedni w stopniu tym większym, im większe są odchylenia okresu powtarzania impulsu od wartości średniej T , czyli im większa jest składowa szumowa widma.

Widać więc, że jeśli amplituda lub okres powtarzania impulsów ulegają zmianom losowym stosownie do gaussowskiego prawa rozkładu prawdopodobieństwa, wówczas na odbiornik działa nie tylko ciąg impulsów, lecz także i szum. Średnia moc tego szumu może być określona z wyżej podanych zależności przy uwzględnieniu szerokości pasma częstotliwości odbiornika. Stosunek średniej mocy szumu do mocy zawartej w widmie prążkowym jest tym większy, im większymi fluktuacjom ulegają parametry tego „niby regularnego“ ciągu impulsów.

A. Blanc-Lapierre [30] przeprowadził analizę matematyczną zachowania się wzmacniacza liniowego o właściwościach selektywnych, gdy na ten wzmacniacz działa równocześnie szum gaussowski i seria impulsów. Wszystkie te impulsy są bardzo krótkie i mają jednakowy kształt. Jednak amplituda impulsów ulega losowym zmianom stosownie do prawa rozkładu prawdopodobieństwa Gaussa, odstępy zaś między impulsami zmieniają się stosownie do prawa rozkładu prawdopodobieństwa Poissona. Każdy z impulsów powoduje pojawienie się na wyjściu wzmacniacza ciągu oscylacji o pulsacji własnej Ω_0 . Zależnie od „gęstości“ impulsów w czasie, oscylacje zachodzą na siebie lub są od siebie oddzielone. Autor wylicza funkcję prawdopodobieństwa dla amplitud chwilowych obwiedni ciągu oscylacji $A(t)$. Wypisuje się ciąg oscylacji w postaci

$$X(t) = C(t) \cos \Omega_0 t + S(t) \sin \Omega_0 t \quad (22)$$

gdzie $C(t)$ i $S(t)$ są funkcjami losowymi, wolnozmiennymi (jeśli tylko $\Omega_0 \gg A\Omega$), niezależnymi i gaussowskimi o takiej samej dyspersji σ^2 co i $X(t)$. Amplituda chwilowa jest wtedy określona przez:

$$A(t) = \sqrt{C^2(t) + S^2(t)} \quad (23)$$

W rezultacie prawdopodobieństwo tego, że wartość amplitudy chwilowej jest zawarta między A i $A + dA$, jest określone przez

$$P(A) dA = \frac{1}{\sigma^2} A e^{-\frac{A^2}{2\sigma^2}} dA \quad (24)$$

Dla przypadku, kiedy $C(t)$ i $S(t)$ nie są niezależne, autor osiąga ten sam rezultat (24) bardziej ogólną metodą, mnożąc A przez transformatę hankelowską¹⁾ funkcji charakterystycznej $\Phi[u]$ przebiegu $X(t)$. Autor wskazuje na możliwość rozwiązania problemu napięcia zdetektowanego. Praca ta została napisana jako próba stworzenia podbudowy teoretycznej dla pomiarów wykonanych w Laboratoire National de Radioelectricité we Francji w dziedzinie zakłóceń atmosferycznych. Niestety, jak już wspomniano w punkcie 2.1 niniejszej pracy, zakłócenia atmosferyczne nie stosują się do rozkładu prawdopodobieństwa Poissona. Rozwiązanie przedstawione przez *A. Blanc-Lapierre'a* nie zachowuje ważności dla rozkładu prawdopodobieństwa „log-normal”. Dlatego też przydatność praktyczna tej teoretycznie niezwykle ciekawej pracy wydaje się wątpliwa.

3.1.3. Zagadnienie szerokości pasma częstotliwości przepuszczanych przez odbiornik

Omówienia wymaga nazwa „szerokość pasma częstotliwości”. Nazwa ta jest sama przez się zrozumiała, gdy mowa o filtrze idealnym, o charakterystyce prostokątnej. Gdy jednak ma być zastosowana do rzeczywistego odbiornika — nazwa ta wymaga zdefiniowania. Wspomniany już *G. L. Hamburger* [27] porównuje wyniki pomiarów dotyczących trzech różnych sposobów określenia szerokości pasma wzmacniacza selektywnego. Sposoby te są następujące:

a) Szerokość pasma częstotliwości może być określona z krzywej selektywności zdjętej „statycznie”, na poziomie na przykład -6 dB poniżej wierzchołka krzywej.

b) Za szerokość pasma częstotliwości może być przyjęta szerokość prostokąta równoważnego krzywej selektywności w drugiej potędze, określona wzorem

$$(A \Omega_{sk})_{sz} = \frac{1}{k^2(\Omega_0)} \int_0^{\infty} k^2(\Omega) d\Omega \quad (25)$$

1) Dla funkcji $F(x)$ określonej w przedziale $[0, +\infty]$ i spełniającej warunek Dirichleta oraz warunek bezwzględnej całkowalności (w przedziale $[0, +\infty]$) istnieje przy rzeczywistych wartościach $\nu \geq 0$ i rzeczywistych wartościach $r \geq -\frac{1}{2}$ całka

$$f(y) = \int_0^{\infty} I_r(x, y) F(x) \sqrt{x y} dx$$

oraz dla $x > 0$

$$F(x) = \int_0^{\infty} I_r(x, y) f(y) \sqrt{x y} dy$$

($f(y)$ nazywa się przekształceniem Hankela rzędu r -tego funkcji $F(x)$) [32].

gdzie:

$(\Delta\Omega_{sk})_{sz}$ — jest skuteczną szerokością pasma częstotliwości obliczoną z mocy szumów na wyjściu,

Ω_0 — jest częstotliwością środkową pasma.

c) Za szerokość pasma częstotliwości może być przyjęta odwrotność czasu trwania stanu nieustalonego na wyjściu, wywołanego podaniem bardzo krótkiego impulsu na wejście.

Wyniki pomiarów wskazują na to, że szerokość pasma częstotliwości, określona według punktu b), odpowiada przyjęciu szerokości pasma na poziomie -3 dB poniżej wierzchołka krzywej „statycznej“. Pomiaru te były wykonane na wielostopniowym wzmacniaczu zawierającym filtry pasmowe o sprzężeniu przekraczającym nieznacznie stan krytyczny. Jeśli chodzi o określenie szerokości pasma według punktu c), to powinno się ono pokrywać z obliczoną szerokością prostokąta równoważnego krzywej selektywności. Szerokość ta może być obliczona następująco:

$$(\Delta\Omega_{sk})_z = \frac{1}{k(\Omega_0)} \int_0^{\infty} k(\Omega) d\Omega \quad (26)$$

Pomiary dokonane przez *Hamburgera* dowiodły tej zgodności. Szerokość pasma określona według punktu c) jest nieco większa od obliczonej według punktu b), a mniejsza od określonej według punktu a). *Hamburger* sugeruje, że z punktu widzenia zarówno szumów, jak i zakłóceń impulsowych należałoby określać szerokość pasma częstotliwości na poziomie -3 dB poniżej wierzchołka „statycznej“ krzywej selektywności. W ten sposób określona szerokość pasma częstotliwości daje równocześnie wystarczająco dobre przybliżenie wartości $(\Delta\Omega_{sk})_{sz}$ i $(\Delta\Omega_{sk})_z$.

Należy podkreślić, że zależność poszczególnych parametrów napięcia wyjściowego odbiornika, będącego rezultatem przyłożenia zakłóceń impulsowych na jego wejście, jest ściśle związana z częstotliwością powtarzania impulsów. *K. G. Jansky* [33] przeprowadzał pomiary wartości szczytowej, średniej i skutecznej napięcia różnych typów zakłóceń i szumów w zależności od szerokości pasma częstotliwości odbiornika. Stwierdził on wtedy (pomiaru te były wykonane w 1939 r.) znane dziś powszechnie zależności, że wartość szczytowa, średnia i skuteczna dla szumu ciągłego są proporcjonalne do pierwiastka kwadratowego z szerokości pasma częstotliwości, dla impulsów pojedynczych zaś wartość szczytowa jest proporcjonalna do szerokości pasma, a wartość średnia nie zależy od niej w ogóle. Jednakże wyciągnął on ze swoich pomiarów wniosek, że przejście od impulsów pojedynczych do szumu ciągłego jest związane z „nabieganiem“ na siebie ciągów oscylacji, wywołanych w układzie poszczególnymi impulsami i zmiana praw zależności parametrów napięcia wyjściowego od szerokości pasma częstotliwości jest związana z tym zjawiskiem. Istnieje pewna zbieżność między tym wnioskiem a wynikami wywodów teoretycznych *A. Blanc-Lapierre'a*, z których wynika zależność właściwości statystycznych napięcia wyjściowego od istnienia zjawiska „nabiegania“ ciągów oscylacji, pochodzących od różnych impulsów. Oczywiście te ostatnie uwagi odnoszą się do impulsów powtarzających się losowo i nazwa „częstotliwość powtarzania“ musi być rozumiana w sensie statystycznym.

3.1.4. Ograniczniki zakłóceń impulsowych

Istnieje wiele różnych układów, których zadaniem jest ograniczenie lub eliminacja zakłóceń impulsowych. Najbardziej rozpowszechnione układy dałoby się usystematyzować następująco [23]:

- a) ograniczniki amplitudowe,
- b) ograniczniki różniczkowe,
- c) ograniczniki z linią opóźniającą.

3.1.4.1. Ogranicznik amplitudowy. Ogranicznik amplitudowy ma zwykle element nieliniowy o charakterystyce „z nasyceniem“ włączony bezpośrednio po detektorze. Taki ogranicznik musi być zbudowany tak, aby nie zniekształcał sygnału użytecznego. Musi on zaczynać działać dopiero wtedy, gdy amplituda napięcia po detekcji przekroczy największą wartość, jaka jest spodziewana w odniesieniu do sygnału użytecznego. Pewną odmianą tego rodzaju ogranicznika są „eliminatory trzasków“, które reagują również na przekroczenie pewnej wartości przez napięcie zdetektowane, ale które powodują „zatkanie“ odbiornika na pewien krótki okres czasu, wycinając impuls zakłócający wraz z sygnałem użytecznym ([24] str. 429). Eliminatory takie działają na zasadzie odpowiednio dobranych stałych czasu układów RC w obwodach detektora z lampami pomocniczymi. Wszystkie te układy działają dobrze wtedy, gdy impuls zakłócający po detekcji przedstawia się jako wysoki a krótkotrwały wyskok napięcia. Trzeba jednak pamiętać o tym, że w detektorze ma się do czynienia raczej ze stanem nieustalonym, wywołanym przez doprowadzenie impulsu na wejście odbiornika, niż z samym impulsem zakłócającym. Jeżeli jest rzeczą pożądaną, aby ten stan nieustalony miał charakter wysokiego i krótkotrwałego impulsu, to pociąga to za sobą wymaganie możliwie dużej szerokości pasma częstotliwości filtru pasmowego (wg ideowego schematu odbiornika, jak na rys. 4). Szerokość pasma tego filtru bywa zazwyczaj równa dwukrotnej wartości częstotliwości modulującej. Obwiednia $m(t)$ stanu nieustalonego wywołanego impulsem zakłócającym jest opisana w rozdziale 3.1.1. Jeżeli za impuls zakłócający po detekcji uważać tylko obwiednię głównej wiązki oscylacji, to impuls ten będzie miał amplitudę proporcjonalną do $\frac{S \Delta\Omega}{\pi}$, czas trwania zaś równy w przybliżeniu $2 \frac{2\pi}{\Delta\Omega} = \frac{2\pi}{\Delta\Omega}$. Należy się więc liczyć z tym, że czas trwania impulsu zakłóceniewego po

detekcji będzie tego rzędu, co jeden okres najwyższej częstotliwości modulującej. Jeżeli odbiornik odbiera falę nośną niemodulowaną, która po detekcji daje napięcie stałe, równe progowi działania ogranicznika, to ogranicznik zacznie działać wtedy, gdy pojawi się impuls zakłócający, przekraczający tę wartość. Zatem na wyjściu ogranicznika stosunek sygnału do zakłócenia wynosi 1. W tych samych warunkach „progowych“ stosunek sygnału do zakłócenia na wyjściu odbiornika wyniesie [23]:

$$\frac{U_s}{U_z} = \frac{B_1}{B_2} \quad (27)$$

gdzie:

$B_1 = \frac{\Delta\Omega}{2}$ — jest połową szerokości pasma częstotliwości przepuszczanych przez filtr pasmowy,

$B_2 = \omega_g$ — jest częstotliwością graniczną filtru dolnoprzepustowego.

Wzór (27) jest ważny dla stosunku $\frac{B_1}{B_2} \geq 2$.

Jeżeli fala nośna jest modulowana, to próg działania ogranicznika musi być większy od największej amplitudy sygnału, występującej przy 100% modulacji.

Wtedy

$$\frac{U_s}{U_z} = \frac{B_1}{2 B_2} \quad (28)$$

3.1.4.2. Ogranicznik różniczkowy. Zasada działania ogranicznika różniczkowego jest następująca. Za detektorem umieszczony jest ogranicznik różniczkowy składający się z trzech stopni, a mianowicie:

- a) obwodu różniczkującego,
- b) ogranicznika amplitudy,
- c) obwodu całkującego.

Chwilowe wartości amplitud napięcia po zróżniczkowaniu są proporcjonalne do nachylenia krzywej napięcia w funkcji czasu przed zróżniczkowaniem. Ponieważ impulsy zakłócające są bardziej „ostre“ od sygnału użytecznego, dlatego odpowiadają im większe wartości chwilowe amplitud po zróżniczkowaniu. Drugą operacją jest ograniczenie amplitud z tak dobranym progami, aby ograniczeniom podlegały tylko amplitudy odpowiadające zakłóceniom. Całkowanie ma na celu przywrócenie sygnałowi użytecznemu jego pierwotnej postaci. Istnieje niebezpieczeństwo polegające na tym, że sygnał użyteczny o częstotliwości wysokiej może dać po zróżniczkowaniu przebieg o amplitudzie podlegającej już ograniczeniu. Niebezpieczeństwo to jest jednak raczej pozorne. Najwyższe częstotliwości pasma akustycznego nie odnoszą się do tonów podstawowych, lecz do ich wyższych harmonicznych, które mają małe amplitudy. Ponadto zniekształcenia nieliniowe wprowadzone na tych tylko częstotliwościach nie są groźne, ponieważ już druga harmoniczna leży powyżej częstotliwości granicznej filtra dolnoprzepustowego. Stosunek sygnału do zakłócenia w warunkach „progowych“ wynosi

$$\frac{U_s}{U_z} = k \left(\frac{B_1}{B_2} \right)^2 \quad (29)$$

Współczynnik k wynosi około 0,45. Jeżeli próg działania ogranicznika zostanie obniżony w sposób dopuszczający jego wpływ na wyższe częstotliwości sygnału użytecznego (zgodnie z tym, co omówiono wyżej), wtedy współczynnik k może być podwyższony do wartości 0,9. Ogranicznik różniczkowy musi mieć zapewnione ograniczenie zarówno dodatnich, jak i ujemnych impulsów (w przeciwieństwie do ogranicznika amplitudowego). Najniekorzystniejsza sytuacja w ograniczniku różniczkowym powstaje wtedy, gdy wzrost napięcia w impulsie zakłócającym przypada w tym samym czasie co maksymalne nachylenie krzywej sygnału użytecznego w kierunku przeciwnym. Impuls zakłócający po zróżniczkowaniu musi mieć wtedy co najmniej dwukrotną wartość napięcia progowego, aby mógł być ograniczony. Podobna sytuacja może też zaistnieć w ograniczniku amplitudowym, jednak to zdarzenie w ograniczniku różniczkowym jest mniej prawdopodobne.

3.1.4.3. Ogranicznik z linią opóźniającą. Sygnał wraz z zakłóceniem są przesłane przez linię opóźniającą równoległe do normalnego kanału, ogranicznik jest włączony między wyjście tych dwóch kanałów i reaguje na różnicę napięć wyjściowych od pewnej wartości progowej tego napięcia począwszy. Jeżeli impuls zakłócający jest $f(t)$, a czas opóźnienia jest T , to ogranicznik reaguje na napięcie

$$f(t) - f(t - T) \approx T f'(t) \quad (30)$$

Występujące w tym wzorze przybliżenie jest ważne dla małych wartości T . Ogranicznik ten może więc być uważany za analogiczny do ogranicznika różniczkowego.

Stosunek napięcia sygnału do zakłócenia na wyjściu odbiornika wynosi w warunkach „progowych“ przeciętnie

$$\frac{\bar{U}_s}{\bar{U}_z} = 0,74 \left(\frac{B_1}{B_2} \right)^2 \quad (31)$$

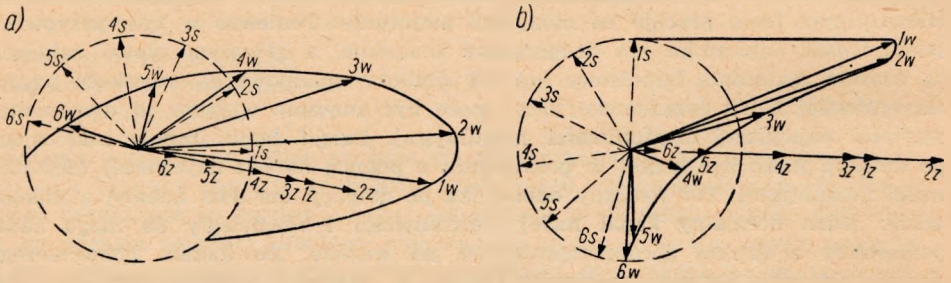
Ciekawy układ kompensacji zakłóceń impulsowych bywa stosowany w torze fonicznym angielskich odbiorników telewizyjnych [34]. W angielskim systemie telewizyjnym fonia pracuje na modulacji amplitudy. Ponieważ w tym przypadku selektywność odbiornika ma drugorzędne znaczenie, a głównym typem zakłóceń są właśnie zakłócenia impulsowe (np. od silników spalinowych), szerokość pasma częstotliwości filtra przeddetekcyjnego może być znacznie większa od dwukrotnej wartości najwyższej częstotliwości modulującej. Dzięki temu impuls zakłócający po detekcji może być krótki w porównaniu z połową okresu najwyższej częstotliwości modulującej. Tor foniczny odbiornika po detekcji ma dwa kanały, a mianowicie: jeden normalny kanał małej częstotliwości i równoległy do niego kanał pomocniczy z filtrem górnoprzepustowym na wejściu. Do kanału pomocniczego dostają się tylko impulsy zakłócające, które po przejściu przez wspomniany filtr przechodzą przez układ formujący, po czym zostają użyte do kompensacji swoich „podobizn“ w kanale głównym. Opisany tu układ działa dla impulsów zakłócających większych, równych lub mniejszych od amplitudy sygnału użytecznego.

3.2. Odbiorniki sygnałów o modulowanej częstotliwości [35], [36]

Podobnie jak odbiornik sygnałów AM, odbiornik sygnałów FM może być przedstawiony w formie trójczłonowego układu blokowego, podanego na rys. 4. Różnica polega tylko na tym, że w odbiorniku sygnałów FM miejsce detektora liniowego zajmują „idealny detektor częstotliwościowy“. Nazwa ta oznacza układ, którego napięcie wyjściowe jest proporcjonalne do dewiacji częstotliwości nośnej sygnału odbieranego i jest całkowicie niezależne od modulacji amplitudy tego sygnału.

Jeżeli na wejście takiego odbiornika zostanie podany krótki impuls, to wywoła on stan nieustalony w filtrze pasmowym, podobnie jak w odbiorniku AM (patrz punkt 3.1.1.). Gdy wartość szczytowa napięcia w stanie nieustalonym na wyjściu filtra pasmowego jest mniejsza od wartości szczytowej sygnału użytecznego w tym samym miejscu odbiornika, wówczas na wyjściu odbiornika nie wystąpią znaczniejsze zakłócenia. Jeżeli natomiast wartość szczytowa napięcia w stanie nieustalonym przekracza przez pewien czas wartość napięcia sygnału, wtedy napięcie pochodzące od impulsu zakłócającego steruje detektor częstotliwościowy przez ten okres czasu. Efekt zakłócenia na wyjściu odbiornika nie będzie już wtedy zależał od wartości przekroczenia przez napięcie zakłócenia napięcia sygnału. Natomiast efekt zakłócenia będzie zależał w zasadniczym stopniu od tego, w jakich fazach będą się sumować w obwodzie detektora napięcia sygnału i zakłóceń. Zależność ta zostanie wyjaśniona w oparciu o rys. 9. Sygnał odbierany ma pulsację Ω_s , odbiornik jest dostrojony w najogólniejszym przypadku do częstotliwości nieco innej, Ω_0 . Odpowiada to „statycznemu“ odchyleniu częstotliwości sygnału od częstotliwości środkowej pasma. Napięcie na wyjściu filtra pasmowego może być przedstawione (na wykresie mającym ilustrować zależności fazowe) jako wektor o stałej długości, wirujący powoli, z prędkością kątową równą różnicy $\Omega_s - \Omega_0$, w kierunku zależnym od znaku tej różnicy. Na rys. 9 i 9b oznaczono kilka kolejnych położeń tego wektora $1s, 2s \dots 6s$. Impuls zakłócający reprezentowany jest przez wektor niewirujący (oscylacje na częstotliwości własnej filtra), narastający szybko w czasie do wartości większej niż amplituda sygnału i malejący do zera. Kolejne wartości amplitudy są oznaczone: $1z, 2z \dots 6z$ dla momentów czasu odpowiadających zaznaczonym położeniom wektora sygnału.

Położenie wektora wypadkowego zaznaczono: $1w, 2w \dots 6w$. Z rys. 9 widać, że z chwilą pojawienia się impulsu zakłócającego kąt fazowy napięcia sygnału zostaje gwałtownie naruszony. Po skończeniu impulsu zakłóceniewego faza napięcia osiąga wartość taką, jaką miałyby, gdyby nie było impulsu zakłóceniewego. Jeżeli fala nośna sygnału jest modulowana w częstotliwości, charakter zjawiska jest ten



Rys. 9. Zależności fazowe między napięciem sygnału, napięciem zakłóceń i napięciem wypadkowym: a) przy małej różnicy faz między napięciami sygnału i zakłóceń, b) przy dużej różnicy faz między napięciami sygnału i zakłóceń

sam, jednakże ilustrujące je wykresy analogiczne do rys. 9 byłyby znacznie mniej przejrzyste. Z rysunku 9a widać, że jeśli kąt zawarty między wektorami przedstawiającymi napięcie sygnału i napięcie zakłóceń jest niewielki, to kąt fazowy napięcia wypadkowego ulega opóźnieniu w czasie w stosunku do napięcia sygnału. Oprócz tego zachodzą zmiany amplitudy napięcia wypadkowego, nie mające jednak znaczenia w myśl wyżej zastrzeżonych właściwości detektora. Na rys. 9b uwidoczniono przypadek dużego kąta między wektorami zakłóceń i sygnału. Widać, że wektor wypadkowy wiruje w przeciwną stronę, niżby to miało miejsce przy nieobecności zakłóceń. Pierwszy przypadek (wg rys. 9a) odpowiada wystąpieniu na wyjściu odbiornika zakłócenia słyszalnego w formie cichego trzasku. Drugi przypadek (wg rys. 9b) odpowiada wystąpieniu zakłócenia w formie głośnego kłaśnięcia na wyjściu odbiornika. A więc drugi typ zakłóceń należy do bardziej przykrych. Zagadnienie powstania jednego lub drugiego efektu zakłóceniewego jest związane wyłącznie z tym, czy napięcie sygnału i napięcie zakłóceń dodadzą się w fazie, czy w przeciwfazie. Kąt zawarty między dwoma wektorami s i z z rys. 9 jest oczywiście wielkością zmieniającą się losowo od przypadku do przypadku i wszystkie jego wartości w granicach od 0 do 2π są jednakowo prawdopodobne.

Wpływ zakłóceń impulsowych na odbiorniki sygnałów o modulowanej częstotliwości można streścić w następujący sposób:

1. Impuls zakłócający może wywołać jeden z dwóch możliwych efektów na wyjściu odbiornika: a) cichy trzask, b) głośne kłaśnięcie.

Pierwszy z tych efektów jest zawsze słaby, a jego amplituda i wysokość tonu są tym większe, im większa jest górna częstotliwość graniczna wzmacniacza małej częstotliwości. Drugi z tych efektów jest zawsze mocniejszy, charakteryzuje go niższy ton akustyczny, a jego amplituda nie jest zależna od charakterystyki częstotliwości wzmacniacza małej częstotliwości. Wysokość tonu jest określona przez stałą czasu układu „de-emphasis“.

2. Amplituda trzasku jest zupełnie niezależna, a klaszku prawie niezależna od amplitudy impulsu zakłócającego na wejściu odbiornika. Zależą one tylko od parametrów odbiornika.

3. Wywołanie przez dany impuls efektu zakłóceniewego jednego lub drugiego rodzaju jest sprawą przypadku i moc wyjściowa zakłóceń musi być obliczana w oparciu o rachunek prawdopodobieństwa. Prawdopodobieństwo zajścia efektu drugiego rodzaju (tzn. kłaśnięcia) jest nieco większe dla sygnałów o większej dewiacji.

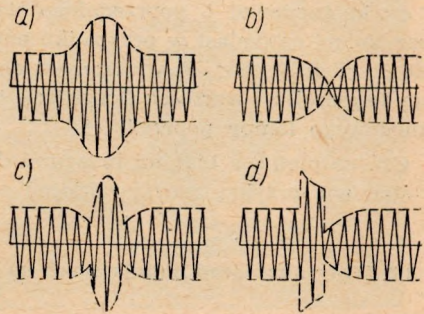
4. Prawdopodobieństwo powstania efektu drugiego rodzaju jest też znacznie większe w przypadku niedokładnego dostrojenia odbiornika do częstotliwości fali nośnej odbieranego sygnału.

5. Doświadczenia przeprowadzone w Philco Research Laboratories potwierdziły powyższe wnioski. Badano wpływ zakłóceń pochodzących od elektrycznej maszyny do strzyżenia na odbiornik FM wysokiej jakości. Gdy odbiornik był dobrze dostrojony i odbierał sygnał modulowany, słychać było pewną ilość kłaśnięć, z których wszystkie miały tę samą amplitudę. Jeżeli usunięto modulację (pozostawiając falę nośną) i zaczęto rozstrajać odbiornik, ilość kłaśnięć zaczęła wzrastać prawie liniowo w miarę rozstrojenia odbiornika, zachowując jednak stale tę samą amplitudę. Przy nieobecności modulacji wystąpiło też „tło“, składające się ze słabych trzasków.

3.3. Odbiorniki telewizyjne

3.3.1. Wpływ zakłóceń impulsowych na tor sygnału wizyjnego [37]

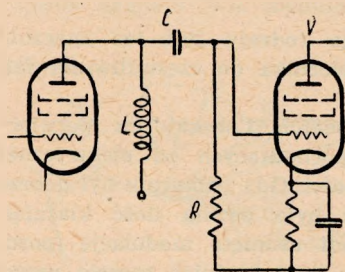
Tor sygnału wizyjnego może być przedstawiony za pomocą układu blokowego z rys. 4. Impuls zakłócający podany na wejściu odbiornika wywoła stan nieustalony w filtrze pasmowym. Ponieważ w odbiorniku telewizyjnym ten filtr ma szerokie pasmo częstotliwości przepuszczanych, na jego wyjściu pojawi się impuls bardzo krótki, o znacznej amplitudzie. Jeżeli impuls zakłócający pojawia się na wejściu odbiornika w czasie odbierania sygnału użytecznego, wtedy na wyjściu filtra pasmowego pojawi się suma dwóch przebiegów o tej samej częstotliwości (równej częstotliwości pośredniej odbiornika), mianowicie sygnału użytecznego i stanu nieustalonego wywołanego impulsem. Suma ta może mieć postać odmienną stosownie do różnic fazowych, zachodzących między tymi dwoma przebiegami. Na rys. 10 podano trzy różne postacie sumy wspomnianych dwóch przebiegów. Dodawanie się sygnału i będącego z nim w fazie słabego impulsu podano na rys. 10a, w przeciwfazie — na rys. 10b, a sygnału i silnego impulsu w przeciwfazie — na rys. 10c.



Rys. 10. Przebiegi o częstotliwości pośredniej

Biorąc pod uwagę obwiednie pokazanych przebiegów widać, że w systemie negatywnej modulacji przebieg z rys. 10a wywoła na ekranie kineskopu czarne piętno, przebieg z rys. 10b białe piętno, przebieg zaś z rys. 10c czarne piętno z białymi przebiegami z lewej i prawej strony. Jeżeli obraz na ekranie kineskopu jest kreślony od lewej do prawej strony, to biały brzeg czarnego piętna, występujący z prawej strony, może być spowodowany jeszcze innym zjawiskiem, zachodzącym we wzmacniaczu pośredniej częstotliwości. Impuls zakłócający, powodujący wzrost amplitudy

przebiegu pośredniej częstotliwości, może stać się przyczyną przesterowania jednego z ostatnich stopni wzmacniacza pośredniej częstotliwości. Układ ostatniego stopnia wzmacniacza pośredniej częstotliwości, w którym może zajść wspomniane zjawisko,



Rys. 11. Układ, w którym może dojść do zniekształcenia sygnału podanego na rys. 10d

podano na rys. 11. Przesterowanie lampy V może doprowadzić do pojawienia się prądu siatki sterującej. Oczywiście czas przepływu tego prądu jest określony czasem trwania impulsu, może on jednak wystarczyć, aby kondensator C , sprzęgający obwód siatki lampy z obwodem anodowym lampy L poprzedniego stopnia, naładował się do dość znacznej wartości. Kondensator ten ładuje się w obwodzie składającym się z przestrzeni siatka-katoda (bardzo mały opór w czasie przepływu prądu), oporu katodowego lampy, zasilacza i obwodu anodowego poprzedniego stopnia (cewka L), a więc kondensator ładuje się przez mały opór. Biegunowość naładowania jest taka, że powoduje obniżenie potencjału siatki lampy względem katody aż do

zakresu, w którym nachylenie charakterystyki lampy jest mniejsze. Po ukończeniu impulsu przestrzeń siatka-katoda staje się nieprzewodzącą i kondensator rozładowuje się powoli przez duży opór siatkowy R i obwód anodowy poprzedniego stopnia L . W okresie następującym bezpośrednio po impulsie lampa pracuje przy zbyt niskim potencjale siatki sterującej. Powoduje to zmniejszenie i modulację sygnału o częstotliwości pośredniej obwiednią o kształcie krzywej wykładniczej, według której potencjał siatki lampy powraca do swojej normalnej wartości w czasie rozładowywania się kondensatora C . Na rys. 10d podano kształt krzywej zniekształconego w ten sposób sygnału. Dla zapobieżenia temu zjawisku stosuje się niekiedy zamianę miejsc włączenia oporu upływowego siatki R i cewki anodowej L poprzedniego stopnia. Wtedy dla napięcia sygnału układ jest bez zmian, natomiast w przypadku pojawienia się prądu siatki kondensator C ładuje się przez duży opór R , włączony w obwód anody poprzedniego stopnia, zatem ładuje się do mniejszej wartości. Oczywiście ta zamiana powoduje pewne obniżenie napięcia anodowego lampy poprzedniej.

Czarne piętna z białymi brzegami dają się łatwo zauważyć na ekranie kineskopu i stanowią przykry rodzaj zakłóceń odbioru telewizyjnego.

3.3.2. Wpływ zakłóceń impulsowych na układ automatycznej regulacji wzmocnienia [37]

Układ automatycznej regulacji wzmocnienia w odbiorniku telewizyjnym nie reaguje na średnią wartość amplitudy sygnału częstotliwości pośredniej tak, jak w odbiorniku radiofonicznym, lecz na wartość szczytową amplitudy tego sygnału. Dlatego układ ten jest szczególnie wrażliwy na zakłócenia impulsowe. Normalne działanie tego układu polega na detekcji impulsów synchronizujących zawarty w sygnale, bowiem tylko w czasie tych impulsów amplituda sygnału osiąga wartość szczytową. Stała czasu ładowania układu detekcyjnego jest mała, aby kondensator detekcyjny mógł się naładować możliwie do wartości szczytowej w czasie trwania impulsu synchronizacyjnego. Stała czasu rozładowania układu detekcyjnego musi być duża, aby utrzymać stałe napięcie regulacyjne pomimo tego, że impulsy synchronizujące pojawiają się tylko 15625 razy na sekundę.

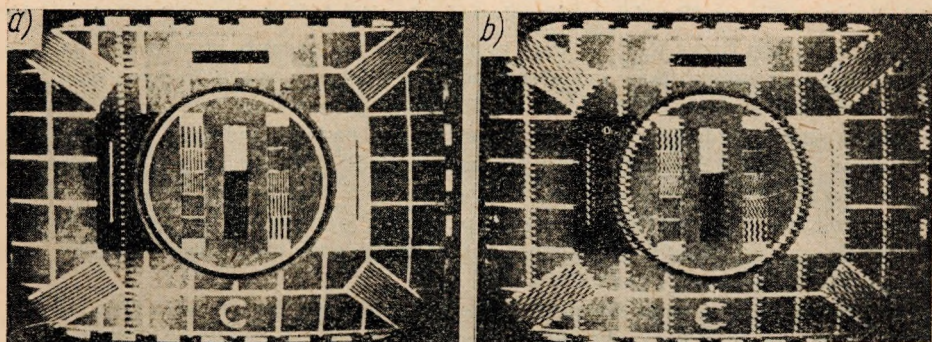
Z wyżej opisanych właściwości wynika, że układ ten będzie szczególnie wrażliwy na działanie impulsów zakłócających, zwłaszcza jeśli to będzie seria silnych impulsów następujących po sobie w krótkich odstępach czasu. Układ automatycznej regulacji wzmocnienia wytworzy wtedy duże ujemne napięcie regulacyjne, które doprowadzone do siatek sterujących lamp spowoduje zmniejszenie wzmocnienia, a przez to spadek kontrastowości obrazu użytecznego, widzianego na ekranie kineskopu. Niezależnie od tego, zakłócenia te wytworzą na ekranie wzór zakłóceńowy spowodowany zaburzeniami wywołanymi przez nie w torze wizyjnym odbiornika, zgodnie z tym co opisano w poprzednim punkcie. W celu uodpornienia układu automatycznej regulacji wzmocnienia na zakłócenia impulsowe stosuje się najczęściej zwiększenie stałej czasu ładowania kondensatora detekcyjnego ARW drogą włączenia oporu o wartości około $5\text{ k}\Omega$ w szereg z diodą. Oprócz tego stosuje się pobieranie napięcia regulacyjnego z oporu obciążającego detektor ARW przez filtr dolnoprzepustowy o stałej czasu $RC = 6000\ \mu\text{s}$.

3.3.3. Wpływ zakłóceń impulsowych na synchronizację układów odchylających [37], [38], [39]

Układy wytwarzające napięcia odchylania wiązki elektronów w kineskopie odbiornika telewizyjnego są synchronizowane impulsami wysłanymi przez stację nadawczą. Zakłócenia impulsowe mogą spowodować dwojakie zaburzenia w normalnej pracy tych układów:

- sporadyczne wytrącenie układu z synchronizmu,
- trwała synchronizację układu przez serię impulsów zakłóceńowych.

Impulsy pojedyncze lub powtarzające się w sposób bezładny mogą powodować pierwszy rodzaj zaburzenia. Seria impulsów o częstotliwości powtarzania mniej więcej stałej i bliskiej częstotliwości odchylania lub jej wielokrotności może powodować zaburzenia drugiego typu. Falszywą synchronizację może wywołać tylko

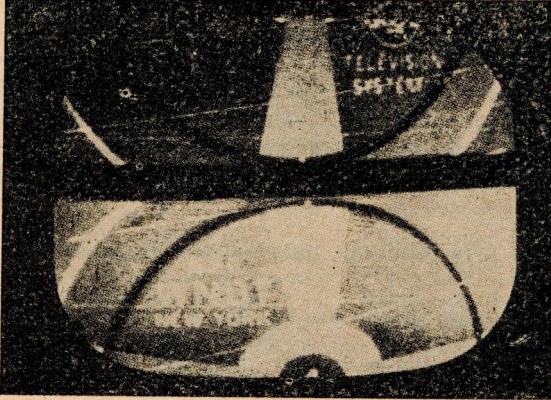


Rys. 12. Wpływ zakłóceń impulsowych na odbiornik telewizyjny: a) obraz próbny, gdy impulsy zakłócające wypadają w części początkowej lub środkowej odstępu między impulsami synchronizacji liniowej, b) ten sam obraz próbny, gdy impulsy zakłócające wypadają tuż przed impulsami synchronizacyjnymi. (Fotografie z pracy M. V. Callendar: Impulse Noise Generators. — Electronic Engineering, May 1954, str. 203)

impuls zakłócający, który pojawi się na krótko przed właściwym impulsem synchronizującym. Impulsy zakłócające, umieszczone blisko początku lub w środku odstępu czasowego między kolejnymi impulsami synchronizacyjnymi, nie grożą fałszywą synchronizacją (podobnie jak np. impulsy wyrównawcze w międzyliniowym systemie wybierania obrazu). W większości przypadków impulsy zakłócające są wyraźnie od siebie oddzielone, są one wtedy niebezpieczne dla układów odchylania liniowego,

nie grożą zaś układowi odchylenia obrazowego. Jeżeli jednak impulsy o znacznej amplitudzie następują po sobie „gęsto“ w czasie, to mogą spowodować wzrost napięcia na wyjściu układu całkującego, wywołujący fałszywą synchronizację układu odchylenia obrazowego.

Na rysunku 12 podano fotografię ekranu kineskopu w przypadku, gdy na odbiornik działa seria impulsów o częstotliwości powtarzania równej dokładnie częstotliwości odchylenia liniowego.



Rys. 13. Ekran odbiornika telewizyjnego wytrąconego z synchronizmu przez silne zakłócenia zapłonowe (Fotografia z pracy P. S. Rand: Minimizing Television Interference. Electronics, June 1949, str. 75)

znajdującego się pod wpływem bardzo silnych zakłóceń pochodzących z instalacji zapłonowej silnika spalinowego, co doprowadziło do całkowitego wytrącenia odbiornika z synchronizmu [39].

3.3.4. Porównanie wrażliwości zakłóceńowej telewizji jednobarwnej i kolorowej [40]

W laboratoriach firmy R. C. A. były przeprowadzone badania wrażliwości na różne rodzaje zakłóceń odbiorników przystosowanych do odbioru sygnałów programu kolorowego według systemu NTSC oraz odbiorników przystosowanych do odbioru sygnałów programu jednobarwnego. Przeprowadzone badania polegały na subiektywnej ocenie obrazu dokonanej przez 25 osób spośród nietechnicznych pracowników firmy. Biorąc średnią arytmetyczną z orzeczeń tych 25 obserwatorów stwierdzono, że dla „średniego obserwatora“ odbiornik programu kolorowego jest około 1 dB bardziej czuły na szum ciągły, wrażliwość zaś na zakłócenia impulsowe jest taka sama dla systemu kolorowego i jednobarwnego.

Opracowania dokonano w Katedrze Techniki Odbiorczej Politechniki Wrocławskiej. Autor czuje się w miłym obowiązku podziękowania kierownikowi Katedry prof. W. Rotkiewiczowi za szereg cennych wskazówek i rad dotyczących opracowania oraz za udostępnienie niektórych pozycji literatury.

WYKAZ LITERATURY

1. Chandrashekhar Aiya S. V.: Noise Power Radiated by Tropical Thunderstorms. — PIRE, v. 43, Nr 8, 1955, p. 966.
2. Chandrashekhar Aiya S. V.: Measurement of Atmospheric Noise Interference to Broadcasting. — Journal of Atmospheric and Terrestrial Physics, v. 5, Nr 9, 1954, p. 230.
3. Szpor S.: Uzupełnienie teorii relaksacyjnej rozwoju pioruna — Archiwum Elektrotechniki, t. IV, z. 4, 1955, str. 609.

4. Rivault R.: Perturbations Radioélectriques d'Origine Terrestre. — *L'Onde Électrique*, v. 35, Nr 339, Juin 1955, p. 593.
5. Hay P. R., Hartz T. R.: Thunderstorms Signals at Very High Frequency. — *Nature* (London), v. 175, Nr 4465, 28 May 1955, p. 949.
6. Kessler W. J.: An Atmospheric Waveform Receiver. — *PIRE*, v. 39, Nr 6, 1951, p. 676.
7. Foldes G.: Mesure au bruit atmospherique. — *L'Onde Électrique*, v. 35, Nr 339, Juin 1955, p. 598.
8. Rivault R.: Les atmospherics. — *L'Onde Électrique*, v. 33, Nr 312, Mars 1953.
9. Lee E. M.: Current Radio Interference Problems. — *Jl. British I. R. E.*, v. 12, Nr 11, November 1952, p. 551.
10. Ignition Interference. — *Wireless World*, April 1953, p. 189.
11. Nethercot W.: Car Ignition Interference. — *Wireless Engineer*, v. 26, Nr 311, August 1949, p. 251.
12. Eaglesfield C. C.: Car Ignition Radiation. — *Wireless Engineer*, v. 28, Nr 328, January 1951, p. 17.
13. George R. V.: Field Strength of Motorcar Ignition between 40 and 450 Megacycles. — *PIRE*, v. 28, Nr 8, August 1940, p. 409.
14. Brejtbart A. J., Ludmirskij J. T., Prieobrażenskij B. J.: Istoczniki pomiech w telewizorach i zaszcitnyje ustrojstwa k nim. — *Radiotiechnika*, v. 10, Nr 1, 1955.
15. Bogdanowa N. B., Lifszyc A. M.: Woprosy korony na linjach 400 kV. Radiopomiechi pri koronirowanii przewodow. — *Izwiestja Akademii Nauk SSSR*, Nr 4, April 1951.
16. Marshall C. W.: Telephonic and Radio Interference from High Voltage Systems. — *Engineering*, v. 170, 4, August 1950, v. 103.
17. Kühn H.: Zagadnienia wspólne dla telekomunikacji i energetyki w ramach prac Międzynarodowego Komitetu Wielkich Sieci (CIGRÉ) w r. 1948. — *Przegląd Telekomunikacyjny*, v. 22/16, Nr 12, grudzień 1949.
18. Kühn H.: Przegląd aktualnych zagadnień telekomunikacyjnych związanych z urządzeniami energetycznymi. — *Przegląd Telekomunikacyjny*, v. 25/19, Nr 4, kwiecień 1952, str. 126.
19. Kuniewski H.: Obecny stan prac Międzynarodowego Komitetu Wielkich Sieci Elektrycznych (CIGRE) w dziedzinie zakłóceń odbioru radiowego i telewizyjnego, spowodowanych przez linie przesyłowe i aparaty elektryczne. — *Przegląd Telekomunikacyjny*, v. 27/21, Nr 2, luty 1954.
20. Strafford F. R. W.: Band III Television Interference. — *Wireless World*, October 1954, p. 501.
21. Liutow S. A.: Industrialnyje pomiechi radioprijoma i borba s nimi. — *Goseniergoizdat*, Moskwa—Leningrad, 1952.
22. Cathode Ray: Vacuumlamp Interference, H. F. Oscillation from Electric Light Bulbs. — *Wireless World*, May 1954, p. 245.
23. Weighton D.: Impulsive Interference in Amplitude-Modulation Receiver. — *Jl. of British IRE*, v. 95, part III, Nr 3, March 1948, p. 69.
24. Rotkiewicz W.: Technika odbioru radiowego, tom II, PWT, 1954.
25. Bode H. W.: Ideal Wave Filters. — *Bell. Syst. Tech. Jl.*, April 1935.
26. Jewtianow S. J.: Pierechodnyje processy w prijomno-usilitielnych schiemach. — *Gos. Izd. Tiech. Tieor. Lit.*, Moskwa, 1948.
27. Hamburger G. L.: Interference Measurement (Effect of Receiver Band-Width). — *Wireless Engineer*, v. 25, Nr 293, February and March 1948.

23. *Marique J.*: Effet d'un signal radioélectrique isolé sur des circuit résonants. — L'Onde Électrique, Janvier 1955, p. 61.
29. *Macfarlane G. G.*: On the Energy-Spectrum of an Almost Periodic Succession of Pulses. — PIRE, Nr 10, October 1949.
30. *Blanc-Lapierre A., Savelli M., Tortrat A.*: Etude de modèles statistiques en vue d'une schematisation des effet des atmosphériques. — Ann. des Telecom., v. 9, Nr 9, Septembre 1954, p. 237.
31. *Charkiewicz A. A.*: Spiektry i analiz. — GITTL, Moskwa—Leningrad, 1952.
32. *Ryżik I. M., Gradstein J. S.*: Tablicy intiegrałow, summ, rjadow i proizwiedienij. — GITTL, Moskwa—Leningrad, 1951.
33. *Jansky K. G.*: An Experimental Investigation of the Characteristics of Certain Types of Noise. — PIRE, v. 27, Nr 12, December 1939.
34. *Rogers D. C.*: Suppressing Impulse Noise. — Wireless World, December 1949, p. 483.
35. *Smith D. B., Bradley W. E.*: The Theory of Impulse Noise in Ideal Frequency Modulated Receiver. — PIRE, v. 34, Nr 10, October 1946.
36. *Stumpers PLHM*: On the Calculation of Impulse Noise Transients in Frequency-Modulation Receivers. — Philips Research Reports, v. 2, Nr 6, December 1947.
37. *Deutsch S.*: Theory and Design of Television Receivers. — Mc Graw-Hill Book Company Inc., New York—Toronto—London, 1951.
38. *Callendar M. V.*: Impulse Noise Generators. — Electronic Engineering, May 1954, p. 200.
39. *Rand P. S.*: Minimizing Television Interference. — Electronics, June 1949, p. 70.
40. *Fredendall G. L.*: A Comparison of Monochrome and Color Television with Reference to Susceptibility to Various Types of Interference. — RCA — Review, Nr 3, September 1953, p. 341.

А. Трэтэр

КВАЗИИМПУЛЬСНЫЕ ПОМЕХИ И ИХ ВЛИЯНИЕ НА РАДИОПРИЕМНИКИ

Резюме

Целью этого доклада является представление современного состояния знаний по вопросу № 79, предложенному МККР для исследования под заглавием: „Влияние квазиимпульсных помех на радиоприемники.”

В первой части работы представлены типичные свойства квазиимпульсных помех. Описаны атмосферные помехи, учитывая механизм их возникновения, способ распространения, методы исследования, а также способы математического анализа таких помех.

В связи с этим вопросом указано, что наиболее подходящим методом является применение распределения вероятностей типа „лог-нормаль”.

Приведено резюме Резолюции IV Комиссии Общего Собрания „URSI”, принятой на XI сессии этого учреждения в Гаге в 1954 году. Эта резолюция, приведенная полностью в цитированной работе [7], заключает некоторые предложения касающиеся вопроса № 79 МККР. В этой части описаны также промышленные источники импульсных помех.

Третья часть доклада относится к влиянию квазиимпульсных помех на радиоприемники. Прежде всего рассмотрено влияние отдельных коротких импуль-

сов. Применяя искусственную блок - схему приемника, указанную на рисунке 4 (по которой приемник состоит из полосового фильтра, из линейного детектора и из фильтра нижних частот), выведена зависимость параметров, характеризующих реакцию приемника на короткие импульсы, от ширины полосы частот. Рассмотрено также влияние отдельных импульсов, состоящих из синусоидальных колебаний высокой частоты (нпр. телеграфные сигналы). Сделан вывод, что приложение на входе приемника синусоидального напряжения с частотой значительно отличающейся от той частоты, на которую приемник настроен, вызывает эффект, качественно приближенный к реакции приемника на сигнал, имеющий форму единичной функции $1(t)$. Такой эффект вызывается как началом, так и концом импульса. В зависимости от продолжительности импульса эти эффекты накладываются друг на друга или нет. Указано, что максимум амплитуды в нестационарном состоянии значительно больше величины, которую следовало бы ожидать при данной расстройке, согласно со статической кривой селективности приемника.

Затем рассмотрено влияние последовательности импульсов на приемник. Сперва анализировано влияние постоянной времени разряда детектора на примере регулярного ряда импульсов. Напряжение на выходе детектора тем выше, чем больше отношение числа импульсов, поступающих в промежутке времени равном постоянной времени разряда детектора к ширине полосы частот первого звена приемника (согласно рис. 4). Затем наглядно показано, как изменяется спектр мощности ряда импульсов если их регулярность нарушается случайным образом. Спектр мощности состоит тогда из линейчатой и непрерывной частей. Мощность, заключающаяся в непрерывной части спектра, тем больше, чем больше отклонения амплитуды и периода повторения импульсов от их средних величин. Обсужден вопрос определения ширины полосы частот. Описаны важнейшие типы ограничителей помех.

Установлено, что величина эффекта помех на выходе приемника Ч. М. зависит от того в каких фазовых соотношениях будет слагаться напряжение сигнала с напряжением промежуточной частоты, вызванным импульсом помехи.

Установлено, что в телевизорах квазиимпульсные помехи могут, прежде всего, вызывать искажение полезного сигнала в телевизионном канале, что приводит к появлению пятен и узоров на экране телевизора. Квазиимпульсные помехи могут также оказывать вредное влияние на систему автоматической регулировки усиления, что вызывает уменьшение контрастности изображения; могут они также плохо действовать на синхронизацию отклоняющих систем, что угрожает потерей синхронности приемника с передающей станцией.

Указано, что приемники приспособленные к цветному телевидению по системе „NTSC” отличаются такой же чувствительностью к импульсным помехам как и монохроматические телевизоры, и только лишь чувствительностью на 1 децибел выше к непрерывным шумовым помехам.

A. Treter

INFLUENCE OF QUASI-IMPULSIVE NOISE ON RADIO RECEIVERS

Summary

The objective of this paper is to present the actual state of the research work on the Problem No 79 „The Influence of Quasi-Impulsive Noise on Radio Receivers” recommended for study by the C.C.I.R.

The first part of the paper gives a summary of the essential features of this type of noise.

The second part deals with the sources of quasi-impulsive noise and the following problems are described: atmospheric noise, its mechanism and propagation, experimental methods concerned and ways of mathematical treatment of this kind of noise. As to the last problem, it has been pointed out that much is to be expected from the „log-normal” distribution. There follows a summary of the Resolution of the IV Commission of the Plenary Assembly of the URSI, taken at the XI Session at Hague 1954. This Resolution, the entire text of which is given in the paper quoted under [7], comprises some recommendations regarding Problem No 79 of the CCIR. Impulsive noise originated by industrial plants is discussed as well in this part of the paper.

The third part concerns the influence of quasi-pulsed noise on radio receivers. In the first line the effect of single short pulses is discussed. Taking the equivalent block-diagram of the receiver, as shown in Fig. 4 (where the receiver is composed of a band-pass filter, a linear detector and a low-pass filter), it has been shown that the parameters determining the response of the receiver to short pulses depend upon the band width. The influence of single pulses comprising H. F. sine waves (e. g. telegraph signals) is discussed as well. It has been verified that sinusoidal voltages of a frequency sensibly different from that one to which the receiver is tuned, when applied to the receiver input, result in a response similar to that involved by the unit function $1(t)$. This holds true for both the beginning and the end of the pulse. According to the length of the pulse, these responses either overlap or do not. It is pointed out that maximum of the amplitude in the transient state is considerably greater than the value which could have been expected for a given detuning, according to the „static” selectivity curve.

Subsequently the effect of pulse trains on the receiver is considered. The influence of the discharge time-constant of the detector is discussed first for the particular case of periodic pulses. The output voltage of the detector increases with the increasing ratio of the number of pulses in the time interval equal to the above mentioned time constant, to the band width of the first part of the receiver (see Fig. 4). Furthermore it is shown how the power-density spectrum of the pulse train is affected by troubling its regularity in a random way. The power-density spectrum is then composed of a continuous part and of a discrete one. The power attributed to the continuous component of the spectrum is the greater, the greater are the deviations of pulse amplitude and of pulse repetition rate from their mean values. The problem of determining the band width is also discussed. The most important types of „noise limiters” are described.

The most essential aspects of the effect of quasi-pulsed noise on FM receivers are presented. It is shown that the extent of the disturbing effect at the output of the receiver depends on the phase of the intermediate-frequency voltage resulting from the disturbing pulse, relative to the signal voltage.

In TV receivers, the quasi-impulsive noise may result mainly in the distortion of the useful signal in the video channel which, in turn, gives rise to spurious spots and patterns on the kinescope screen. Quasi-impulsive noise may also influence unfavourably the AVC, thus reducing the bright differences of the picture; it may, at the same time, affect the synchronization of the deflecting system which may eventually fall off synchronism with the transmitter. It is mentioned that the effect of pulsed noise on colour TV receivers of the NTSC system is the same as on monochromatic TV receivers, while the sensitivity of the former with respect to uniform noise is only 1 dB greater.

A. Treter

BROUILLAGES DE CARACTÈRE QUASI-IMPULSIF ET LEUR INFLUENCE SUR LES RECEPTEURS DE RADIO

Résumé

Ce travail présente l'état actuel de la science en ce qui concerne la question N° 79 que le CCIR a recommandée comme sujet d'étude en l'intitulant: „Reponses des recepteurs aux brouillages de caractère quasi-impulsif.”

La première partie du travail se rapporte aux caractéristiques les plus marquantes des brouillages de caractère quasi-impulsif.

La seconde partie du travail concerne les sources de ces brouillages. On décrit les brouillages atmosphériques en tenant compte du mécanisme de leur formation, leur façon de propagation, les méthodes de leur étude ainsi que les moyens d'expression mathématique de ce type de brouillages. En traitant cette dernière question on indique que la répartition de probabilité du type „log-normal“ donne les meilleures chances de succès. On donne le résumé de la Résolution du IV Comité de l'Assemblée Générale URSI, prise à la XI Sesion de cette institution à la Haye, en 1954. Cette résolution citée in extenso dans le travail [7], contient certaines recommandations, concernant la question N° 79 CCIR. Cette partie contient aussi la description des sources industrielles des brouillages de caractère quasi-impulsif.

La troisième partie du travail concerne l'influence des brouillages de caractère quasi-impulsif sur les récepteurs de radio. On étudie avant tout l'influence de courtes impulsions isolées. En appliquant un système de blocage artificiel du récepteur, représenté sur la fig. 4 (ou le récepteur est composé d'un filtre à bandes, d'un détecteur linéaire et d'un filtre passe-bas) on démontre la dépendance des paramètres caractérisant la réponse du récepteur aux impulsions courtes de la largeur des bandes de fréquences. On étudie aussi l'influence des impulsions isolées, contenant des oscillations sinusoïdales de haute fréquence (p. ex. signaux télégraphiques). On a constaté que l'application à l'entrée du récepteur d'une tension sinusoïdale à fréquence différant considérablement de celle sur laquelle le récepteur est accordé, exerce un effet qualitativement rapproché de la réponse du récepteur à un signal à forme de fonction unitaire 1 (t). Cet effet est produit par le commencement ainsi que par la fin de l'impulsion. Selon la durée de l'impulsion ces procès recouvrent l'un l'autre, ou ne se recouvrent pas. On indique, que l'amplitude maximum de regime transitoire est considérablement supérieure à celle à laquelle on pourrait s'attendre pour le désaccordage donné d'après la courbe de sélectivité „statique“.

On étudie ensuite l'influence d'une série d'impulsions sur le récepteur. On analyse d'abord l'influence de la constante de temps de décharge du détecteur en prenant pour exemple une série d'impulsion régulière. La tension de sortie du détecteur est d'autant plus haute que la relation du nombre d'impulsions correspondant à un temps égal à la constante de temps de décharge du détecteur jusqu'à la largeur de bande de fréquence du premier membre du récepteur (conformément à la fig. 4) est plus grande. On met ensuite en évidence le changement du spectre de puissance de la série d'impulsions, lorsque leur régularité est troublée d'une façon aléatoire. Le spectre de puissance est alors composé d'une partie striée et d'une partie continue. La puissance contenue dans la partie continue du spectre est d'autant plus grande, que les écarts d'amplitude et des périodes de répétition des impulsions de leurs va-

leurs moyennes sont plus grandes. La question de la détermination de la largeur de bande de fréquences est discutée. On décrit les types principaux des „limiters de crépitations“. On cite les principaux aspects de l'influence des brouillages de caractère quasi-impulsif sur les récepteurs FM. Il a été établi que la grandeur de l'effet du brouillage à la sortie du récepteur FM dépend de la circonstance dans lesquelles des phases la tension de fréquence intermédiaire, causée par l'impulsion de brouillage, s'ajoute à la tension du signal.

Pour les récepteurs de télévision il a été établi, que les brouillages de caractère quasi-impulsif peuvent, avant tout, causer une distorsion du signal util dans le canal de vision, ce qui cause l'apparition de taches et de dessins de brouillage sur l'écran du téléviseur. Les brouillages de caractère quasi-impulsif peuvent aussi avoir une influence nuisible sur le système de régulation d'amplification automatique, ce qui cause une diminution de contraste de l'image, ainsi que sur la synchronisation des systèmes de déflexion, ce qui menace le récepteur de perdre son synchronisme avec la station d'émission. On mentionne que les récepteurs adaptés à la télévision de couleur d'après le système NTSC ont la même sensibilité aux brouillages de caractère impulsif que les récepteurs de télévision monochromatique, tandis que leur sensibilité aux bruits continus n'est supérieure que d'un dB.

A. Treter

QUASI-IMPULSSTÖRUNGEN UND IHRER EINFLUSS AUF DIE RADIOEMPFÄNGER

Zusammenfassung

Das Ziel des Aufsatzes ist den gegenwärtigen Stand des Wissens über das Problem No 79 unter dem Titel „Einfluss der Quasi-Impulsstörungen auf die Radioempfänger“, welches zum Studium von CCIR empfohlen wird, darzustellen.

Im ersten Teile dieses Aufsatzes werden die am meisten charakteristischen Kennzeichen der Quasi-Impulsstörungen angegeben.

Der zweite Teil des Aufsatzes behandelt die Quellen der Quasi-Impulsstörungen. Es wurden atmosphärische Störungen beschrieben unter der Berücksichtigung des Entstehungsmechanismus, der Ausbreitungsart, der Untersuchungsmethoden sowie der mathematischen Ausdrucksweisen von dieser Störungsart. Im Zusammenhang mit dem letzten Problem ist es hingewiesen worden, dass man am meisten von der Wahrscheinlichkeitsverteilung vom Type „log-normal“ erwarten kann. Die Zusammenfassung der Resolution der IV Kommission der Allgemeinen Sitzung URSI gegeben die wird auf der XI Sitzung dieser Institution in Haag im Jahre 1954 beschlossen. Die Resolution, die in extenso in der zitierten Arbeit [7] angeführt wird, enthält manche Empfehlungen die das Problem No 79 CCIR berühren. In diesem Teil sind auch die Quellen von Industrie-Geräten hervorgerufenen Impulsstörungen beschrieben worden.

Der dritte Teil des Aufsatzes berührt den Einfluss der Quasi-Impulsstörungen auf die Radioempfänger. Vor allem wurde der Einfluss einzelner, kurzer Impulse untersucht. Mit Hilfe der Ersatzblockschaltung, die in der Abbildung gegeben wird, ([4] der Empfänger besteht hier aus einem Bandfilter, einem Lineargleichrichter und einem Niederpassfilter) wurde die Abhängigkeit der Parameter von der Bandbreite der Frequenz, die die Antwort des Empfängers auf kurze Impulse kennzeichnen, bewiesen. Es wurde auch der Einfluss einzelner Impulse, die die hochfrequente Sinus-

schwingungen enthalten (z. B. Telegraphensignale) untersucht. Es wurde festgestellt, dass eine ähnliche Sinusspannung mit einer Frequenz die stark von der Frequenz, auf welche der Empfänger abgestimmt ist, abweicht, einen ähnlichen Effekt, wie die Antwort des Empfängers auf den Signal der Einheitsfunktion — 1 (t) hervorruft. Diese Wirkung wird sowohl am Beginn als auch am Schlusse des Impulses hervorgerufen. Je nach der Impulsdauer können diese Verläufe einander überlaufen oder nicht. Es ist hingewiesen worden, dass die maximale Amplitude im nicht stationären Zustand bedeutend grösser ist als der Wert den man bei gegebener Verstärkung erwarten könnte, in übereinstimmung mit der „statischen“ Selektivitätskurve.

Es wurde dann der Einfluss einer Impulsreihe auf den Empfänger untersucht. Zuerst wurde der Einfluss der Zeitkonstante der Entladung des Gleichrichters auf dem Beispiel einer regulären Impulsreihe analysiert. Die Spannung am Ausgang des Gleichrichters ist desto grösser je grösser ist das Verhältnis der Anzahl der Impulse in einer Periode, welche, gleich der Zeitkonstante der Entladung des Gleichrichters ist, zur Frequenzbandbreite der ersten Stufe des Empfängers (in Übereinstimmung mit der Abbildung 4). Dann wurde gezeigt, wie das Leistungsspektrum einer Impulsreihe sich ändert, wenn ihre Regelmässigkeit in einer Losart gestört wird. Das Leistungsspektrum besteht dann aus einem Streifensteil und einem kontinuierlichen Teile. Die Leistung, die das kontinuierliche Spektrum enthält, ist desto grösser, je grösser die Abweichung der Amplitude und der Impulsfolgefrequenz von dem Mittelwert ist. Es wurden Probleme für die Bestimmung der Bandbreite diskutiert. Die wichtigsten Type der Störungsbegrenzungsanlagen wurden beschrieben. Die wichtigsten Aspekte des Einflusses der Quasi-Impulsstörungen auf die FM-Empfänger wurden angegeben. Es wurde festgestellt, dass die Grösse des Störungseffektes am Ausgang des FM-Empfängers davon abhängig ist, in welchen Phasen die Zwischenfrequenzspannung, die von einem Störungsimpuls hervorgerufen wird mit der Signalspannung sich addiert.

In Fernsehempfängern wurde festgestellt, dass Quasi-Impulsstörungen vor allem Verzerrungen des Nutzsignals auf der Visionskanal hervorrufen können was zum Erscheinen der Flecken und Verzerrungsmuster auf dem Kineskopschirm führt. Quasi-Impulsstörungen können auch einen schädlichen Einfluss auf die Stufe der automatischen Verstärkungsregelung ausüben was die Kontrastminderung des Bildes hervorruft und auf die Synchronisierung der Ablenssysteme, was mit dem Ausschneiden des Empfängers aus der Synchronisierung mit der Sendestation droht. Es wurde erwähnt, dass Farbenempfänger des NTSC — Systems dieselbe Empfindlichkeit auf Impulsstörungen wie die Einfarbenfernsehempfänger dagegen nur eine um 1 dB grössere Empfindlichkeit auf kontinuierliches Rauschen ausweisen.



PAŃSTWOWE WYDAWNICTWA TECHNICZNE

polecają książkę

mgra inż. W. Rotkiewicza

pt.

TECHNIKA ODBIORU RADIOWEGO

TOM I omawia zasady działania poszczególnych stopni odbiornika radiowego mianowicie: obwody wejściowe, wzmacniacze wielkiej pośredniej i małej częstotliwości, detekcję i przemianę częstotliwości oraz układy reakcyjne i superreakcyjne.

TOM II obejmuje zakłócenia i zniekształcenia odbioru, ujemne sprzężenia zwrotne oraz urządzenia regulacyjne i pomocnicze.

Cena tomu I — zł 55. —

Cena tomu II — zł 41.50

Do nabycia w księgarniach „Domu Książki“

INŻYNIEROWIE I TECHNICZY

Czytajcie i prenumerujcie **PRZEGLĄD TECHNICZNY**

Organ główny

NACZELNEJ ORGANIZACJI TECHNICZNEJ
najstarsze polskie czasopismo techniczne założone
w 1874 r.

PRZEGLĄD TECHNICZNY

rozвивa działalność związaną z podnoszeniem kultury technicznej w Polsce, przyczyniając się do realizacji statutowych celów NOT.

PRZEGLĄD TECHNICZNY

jest ogniwem łączącym całą polską inteligencję techniczną i dąży do
— utrzymania kwalifikacji polskich inżynierów i techników na najwyższym poziomie,
— przyswojenia technice polskiej światowego do-robku technicznego.

PRZEGLĄD TECHNICZNY

omawia problemy postępu technicznego, zagadnienia techniczno-ekonomiczne i techniczno-organizacyjne, wskazujące drogi najlepszego wykorzystania techniki w realizacji narodowych planów gospodarczych. Specjalną uwagę poświęca sprawom interesującym ogół lub większość techników.

PRZEGLĄD TECHNICZNY

zarówno w części artykułowej jak też w dziale organizacyjnym, prowadzi akcję poświęconą pogłębieniu współpracy organów administracji gospodarczej ze stowarzyszeniami naukowo-technicznymi NOT, zgodnie z postanowieniami Uchwały Prezydium Rządu z dnia 30 maja 1953 r.

PRZEGLĄD TECHNICZNY

prowadzi dział bibliograficzny, w którym zamieszczane są krytyczne recenzje książek i czasopism krajowych i zagranicznych oraz omawiane są ogólne sprawy piśmiennictwa technicznego.

PRZEGLĄD TECHNICZNY

powinien znaleźć się w resortach, centralnych zarządach, przedsiębiorstwach państwowych, komórkach organizacyjnych związków zawodowych oraz wszystkich kołach zakładowych NOT.