

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

INSTITUT ŁĄCZNOŚCI
BIBLIOTEKA NAUKOWA

Nr _____

**PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI**

ROK XXII

ZESZYT 3(79)

WARSZAWA
WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

SPIS TREŚCI

1. Edward Kowalczyk — Rozważania ogólne nad istotą informacji	3
2. Edward Kowalczyk — Informacja a motywacja	11
3. Władysław Majewski — Pewna metoda syntezy abstrakcyjnej automatów skończonych	19
4. Mieczysław Rydel, Marcin Zawadzki — Problemy teoretyczne pomiarów niejednorodności	25
torów współosiowych metodą impulsowo-częstotliwościową.	
5. Stanisław Sypniewski — Tranzystorowy człon wzbudzający nadajnika radiofonicznego	43
z silnym ujemnym sprzężeniem zwrotnym	

СОДЕРЖАНИЕ

1. Э. Ковальчик — Общие рассуждения над существом информации	3
2. Э. Ковальчик — Информация и мотивация	11
3. В. Маевски — Некоторый метод абстракционного синтеза окончательных автоматов	19
4. М. Рыдель, М. Завадзки — Некоторые теоретические проблемы измерений неоднород-	
ностей импеданса коаксиального кабельного тракта в случае употребления импульс-	
сно-частотного метода	25
5. С. Сипневски — Транзисторный возбуждательный блок радиовещательного пере-	
датчика с сильной отрицательной обратной связью	43

CONTENTS

1. E. Kowalczyk — General considerations on the essence of information	3
2. E. Kowalczyk — Information and justifying motives	11
3. W. Majewski — A method of abstract synthesizing the finite automata	19
4. M. Rydel, M. Zawadzki — Some theoretical problems of impedance irregularity measur-	
ements in coaxial cables by means of „c.w. — burst test signals”	25
5. S. Sypniewski — Transistorized exciter of broadcasting transmitter with strong negative	
feedback	43

SOMMAIRE

1. E. Kowalczyk — Considerations generales sur l'essence de l'information	3
2. E. Kowalczyk — Information et motivation	11
3. W. Majewski — Une méthode de synthèse abstraite des automates finis	19
4. M. Rydel, M. Zawadzki — Certains problemes theoriques de mesure des irregularites	
d'impedance dans les cables coaxiaux au moyen d'une méthode de „cw burst signals”	25
5. S. Sypniewski — Excitateur transistorise pour l'emetteur de radiodiffusion avec chaine	
de contre-reaction forte.	43

INHALTSVERZEICHNIS

1. E. Kowalczyk — Allgemeine Betrachtungen über das Wesen der Information	3
2. E. Kowalczyk — Information und Motivation	11
3. W. Majewski — Eine Methode der abstrakten Synthese der endlichen Automaten . .	19
4. M. Rydel, M. Zawadzki — Theoretische Messprobleme der Ungleichartigkeit von Koaxial-	
leitungen mittels einer impuls-frequenzartigen Methode	25
5. S. Sypniewski — Transistorisierte Erregungsstufe des Rundfunksenders mit starker	
Gegenkopplung	43

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK XXII

ZESZYT 5(79)

WARSZAWA

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

Komitet Redakcyjny

Redaktor Naczelny — prof. mgr inż. Lesław Kędzierski

Redaktorzy działów:

adiunkt mgr inż. *Aleksy Brodowski*, doc. mgr inż. *Władysław Cetner*
doc. mgr inż. *Jerzy Wójcikiewicz*

Adres Redakcji:

Instytut Łączności, 04-894, Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

WSZELKIE PRAWA ZASTRZEŻONE

Printed in Poland

Opracowano w Dziale Wydawniczym Instytutu Łączności

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI — WARSZAWA 1976

Wydanie I. Nakład 550+60 egz. Ark. wyd. 4,28. Ark. druk. 4. Oddano do składania w lutym 1976 r. Podpisano do druku i druk ukończono w sierpniu 1976. Papier druk. sat. kl. V. 70 g. 70 × 100. Zam. P/33/76.K/7773. Indeks 37002

Poznańskie Zakłady Graficzne im. M. Kasprzaka — 826/76 — J-39

EDWARD KOWALCZYK

002

ROZWAŻANIA OGÓLNE NAD ISTOTĄ INFORMACJI

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 25.II.1975 r.

Przypominając rozważania *L. N. Brillouina* i *L. Szilarda*, dotyczące powiązania pojęcia informacji z pojęciem entropii, zwłaszcza — negentropii, w artykule bliżej rozpatrzone sugestie co do możliwości stworzenia zasad „fizycznej teorii informacji”. Przykłady z zakresu przekazywania informacji człowiek-człowiek wskazują na to, że zagadnienie wydaje się być godne bliższego rozpoznania.

Artykuł jest szkicem jednej z wypowiedzi autora, jaka miała miejsce na temat istoty informacji w PTC.

L. N. Brillouin w swojej książce „Nauka a teoria informacji” zajmuje się szeroko problematyką związku pojęcia informacji z pojęciem entropii, a zwłaszcza negentropii.

Wydaje się, że związek ten jest we współczesnych zastosowaniach pojęcia informacji w technice, a także i w wielu innych dziedzinach — nie doceniany; nikt również poważnie nie potraktował możliwości podjęcia prób stworzenia zasad „fizycznej teorii informacji”, co *Brillouin* w swoich pracach sugerował.

Spróbujmy więc na podstawie sugestii tego autora zawartych w jego pracach, a także na podstawie pracy *L. Szilarda* „On the decrease of entropy in a thermodynamic system, by the intervention of intelligent beings” (*Zeitschrift für Physik* — 1929 r.), przeprowadzić pewne rozważanie nad takimi możliwościami i postawić pytanie, na które być może znalazłaby się odpowiedź oparta na pojęciu czysto fizycznym.

Zacznijmy od przypomnienia definicji, co to jest proces informacji i informacja.

Mówimy, że proces informacyjny zachodzi wtedy, gdy „zmiana stanu” jednego obiektu (nadajnik) wpływa na zmianę stanu drugiego obiektu (odbiornik), pozostającego w stanie celowego działania (informacja w tym procesie to „czynnik” powodujący „zmianę stanu” celowego działania odbiornika).

A więc do tego, aby można było mówić o informacji, potrzebny jest „obiekt pozostający w stanie celowego działania”, który decyduje o tym, czy oddziaływanie innego obiektu jest dla niego informacją, czy nie jest.

Jest to logiczne przy założeniu, że rozróżniamy pojęcia: wiadomości i informacji, przy czym wiadomości — to pewien układ znaków (sygnałów, symboli) zorganizowany według pewnego prawa, według którego zakodowana jest w wiadomości określona „treść” czyli „odbicie” pewnego wycinka rzeczywistości.

Z pojęciem informacji związana jest więc:

- 1) treść (odbicie rzeczywistości),
- 2) nośnik tej treści, czyli wiadomość. na którą składa się: pewne prawo (kod) i określone zjawisko fizyczne, materialne; na bazie tego zjawiska realizowane jest kodowanie treści (materializacja kodu),
- 3) znaczenie tej treści dla odbiornika, a ściślej jej użyteczność w jego celowym działaniu.

Wartość treści — wartość informacji — ocenia sam odbiornik w zależności od tego, o ile na jej podstawie może zbliżyć się do realizowanego przez siebie celu. Ta sama treść ma w zasadzie inną wartość dla każdego odbiornika.

Nie każde oddziaływanie „objektu” na „obiekt” czy układu na układ ma charakter procesu informacyjnego. Ocena jednak, czy mamy do czynienia z procesem informacyjnym, czy nie, jest często bardzo trudna, trudna też jest niekiedy ocena „stanu celowego działania”.

Procesom przekazywania informacji, jak zostało powiedziane, towarzyszą przemiany energetyczne, materialne (w sensie np. przemieszczenia się masy) itp.

Jeżeli proces informacyjny można podzielić na: generowanie informacji przez źródło i kodowanie (czyli tworzenie wiadomości na podstawie zjawisk fizycznych), przesyłanie tej wiadomości lub utrwalanie na jakimś nośniku, percepcję informacji przez odbiornik i zużycie jej w celowym działaniu — to na każdym z tych etapów zużywana jest jakaś energia. Na każdy bit wytworzonej przez źródło wiadomości i na każdy bit odczytanej z tej wiadomości informacji przypada pewna porcja potrzebnej do tego minimalnej energii, pochodzącej z jakiegoś źródła. Ogólnie rzecz biorąc, w zjawiskach oddziaływania obiektu na obiekt mogą brać udział 4 rodzaje energii:

- 1) mechaniczna,
- 2) elektryczna,
- 3) chemiczna,
- 4) cieplna.

W każdej z tych rodzajów energii inne właściwości i wielkości wchodzi w skład „zjawisk nośnikowych” w procesie przekazywania informacji, a inne są „wskaźnikami” określonych stanów i zmian. Na przykład w przypadku energii mechanicznej może być „przenoszona” (jako wielkość ekstensywna) objętość, siła; wskaźnikiem zmiany stanu jest np. naprężenie, ciśnienie, w przypadku energii elektrycznej — nośnikiem jest np. ładunek elektryczny, wskaźnikiem stanu elektrycznego — potencjał elektrostatyczny. W przypadku energii chemicznej nośnikiem może być masa (cząstki), wskaźnikiem np. zapach (obecność masy i jej stan materialny), barwa, potencjał. Energia cieplna przez przepływ ciepła wytwarza np. określone temperatury.

W każdej z tych form oddziaływania mają zastosowanie prawa fizyczne, np. prawo zachowania masy, energii, prawa termodynamiki, prawa „gazowe” itd., które utrzymują „dyscyplinę” fizyczną, a często określają nam możliwości praktyczne wykorzystania tych form oddziaływania.

L. Brillouin w swej pracy wyprowadza następujące związki:

Jeśli $I = K \ln P$ jest ilością informacji o stanie układu, gdzie P — liczba stanów równoprawdopodobnych, w których znajdować się może jakiś układ, to współczynnik K można przyjąć albo równy:

$$K = \frac{1}{\ln 2} = \lg_2 e$$

wtedy: $I = \lg_2 P$ określone jest w bitach, albo też K możemy przyjąć jako $1,38 \cdot 10^{-16} \text{ erg}^\circ\text{K} = k$, czyli jako równy stałej Boltzmana, a wtedy

$I = k \ln P$ określona jest w jednostkach entropii, przy czym $\frac{k}{K} = 10^{-16} \text{ erg}^\circ\text{K}$.

Wynika z tego, że jeżeli informacje skojarzymy z entropią, to każdemu bitowi odpowiadałaby wartość $10^{-16} \text{ erg}^\circ\text{K}$.

Informację więc możemy traktować jako miarę „uporządkowania” układu. Im układ jest bardziej uporządkowany, tym entropia jest mniejsza. Doprowadzając do układu ujemną entropię, czyli negentropię, powodujemy wzrost uporządkowania — czyli wywołujemy taki sam skutek, jaki powoduje doprowadzenie informacji w wypadku układu pozostającego w celowym działaniu. Jeżeli tak, to informacja i negentropia mogą być traktowane jako pojęcia skojarzone i, jak mówi Brillouin, „za informacje trzeba płacić entropią”, czyli nie ma informacji bez ubytku entropii i na odwrót. Ścisłej — zjawiska informacyjne i pewne zjawiska termodynamiczne mogą być opisane taką samą formułą matematyczną.

Zachodzi pytanie, czy w przypadku gdy mamy do czynienia z przekazywaniem informacji w środowisku ludzkim, można stosować zmiennie pojęcie negentropii, które zrodziło się przecież z teorii termodynamicznych, z rozpatrywania np. mikrostanów zbiorowiska cząstek w układach izolowanych.

Oglądając zbiorowisko ludzkie, np. z bardzo dużej wysokości, można by mówić np. o swoistej „temperaturze” tego środowiska; jeśli ludzie np. znajdują się w stanie paniki (lub biją się), to często się mówi o „gorącej atmosferze” lub o „wysokiej temperaturze zbiorowiska”. Jeżeli zachowują się spokojnie i nie reagują na bodźce (np. śpią), to takie zbiorowisko można uznać za „zimne”.

Mimo że są to porównania frapujące, to jednak są to tylko opisowe i dość dalekie na razie analogie. Natomiast szerokie podejście „negentropijne” do wszelkich procesów „komunikowania” się ludzi między sobą wymaga głębokiego rozważenia.

Ervin Szücs w „Dialogach o naukach technicznych” (WT 1974) pisze, że każdemu oddziaływaniu towarzyszy zmiana pewnej „wielkości ekstensywnej” pod wpływem jakiejś wielkości „intensywnej”, przy czym występuje także zmiana energii. Zmiana

wielkości ekstensywnej jest rozumiana jako zmiana pewnych własności związanych nierozdzielnie z materią. Proces „oddziaływania” wywołany jest różnicą określonych wielkości intensywnych. Zmiana energii pociąga za sobą zmianę tych wielkości intensywnych. Zmiana energii zachodzi poprzez wykonanie pracy.

Zacytowane tu podejście z poprzednio przedstawianymi poglądami Brillouina można wykorzystać do „ufizycznionej” interpretacji istoty informacji w wypadku jej przekazywania od człowieka do człowieka.

Mówiąc o „mechanizmie negentropijnym” w procesach informacyjnych pilnować musimy pewnej dyscypliny „przestrzennej”, tzn. zwracać uwagę, w jakim aktualnie układzie (czyli „przeźrzeni”) rozpatrujemy entropie czy negentropie: fizjologicznym czy psychicznym.

Co się dzieje np. w umyśle człowieka, który przekazuje informację, tworząc najpierw wiadomości i przesyłając je do odbiorcy. Założmy, że człowiek ten dysponuje równoprawdopodobnymi skojarzeniami, które powinny stanowić według jego rozeznania informacje dla odbiorcy, tzn. stać się jemu użyteczne w celowym działaniu, czyli zwiększać prawdopodobieństwo osiągnięcia przez niego jakiegoś wyniku. Mając układ o P skojarzeniach możemy wyznaczyć entropię tego układu według wzoru:

$$S = k \ln P$$

Jest to entropia układu psychicznego, a P — jest to ilość skojarzeń i związanych z nimi informacji dla odbiornika.

Jak interpretować entropię informacyjną źródła (o informacji można mówić tylko wtedy, jeżeli chodzi o celowe działanie. W tym wypadku celowym działaniem źródła jest poinformowanie odbiorcy)? Co się dzieje, jeżeli np. nadawca „pobiera z magazynu” posiadanych w umyśle informacji pewną ich ilość i przekazuje je odbiorcy? Musi on do tego aktu użyć pewnej energii; odbiorca, aby odczytać i uświadomić sobie określone treści, również zużywa pewną energię.

Proces formowania wiadomości wymaga powiązania informacji z energią, podobnie proces przekształcenia wiadomości w informację wymaga także określonej energii. Zarówno nadawca, jak i odbiorca płacą „negentropią lub entropią” za „wysłanie” i „przejęcie” informacji — jako układy bioenergetyczne. Za każdy bit informacji minimalna „opłata” w jednostkach entropii wynosi 10^{-16} erg/°K. Zarówno nadawca, jak i odbiorca — jeden za zakodowanie w wiadomości, drugi za wydobywanie z wiadomości informacji — płaci każdy w najlepszym przypadku taką minimalną „cenę”. W rzeczywistości płaci o wiele więcej. Minimalny koszt takiej podwójnej informacji — nie licząc kosztu przesłania wiadomości na odległość — wynosi:

$$2 \cdot 10^{-16} \text{ erg/}^\circ\text{K}$$

A więc przejście z wewnętrznego „psychologicznego układu informacyjnego” nadawcy do „układu materialnego”, w którym powstaje wiadomość, oraz przejście z układu materialnego do „psychologicznego układu informacyjnego” odbiorcy

jest związane ze zmianą entropii, której minimalny wydatek określiliśmy powyższym wzorem.

Zakodowane w „magazynie umysłowym” (pamięci) wiadomości są na pewno dla ich posiadacza informacjami, gdyż tylko jako takie mogły się w tym magazynie znaleźć. Dla odbiorcy po ich przesłaniu w postaci wiadomości staną się one informacjami po weryfikacji ich użyteczności.

Jeżeli mowa o nadawcy i jego entropii psychoinformacyjnej, to określić je można tylko w układzie: nadawca i określony odbiorca (lub odbiorcy), to znaczy rozpatrując, jak zmienił się jego stan w stosunku do odbiorcy. Celem nadawcy jest tu „trafienie” przekazywanej wiadomości w obszar odpowiedniego zainteresowania odbiorcy (nastawionego na użyteczność wiadomości), tak aby wiadomość stała się dla niego informacją.

Jeżeli zakres zainteresowania użytecznością wiadomości u nadawcy uznać pierwotnie za określony na pewnym poziomie (ze względu na jakiś cel), to po przejęciu wiadomości i uznaniu jej za informację zakres zainteresowania odbiorcy w stosunku do nadawcy zmniejszy się i łatwo udowodnić, że u odbiorcy entropia zmalała, a wzrosła negentropia. Natomiast u nadawcy liczba możliwych „stanów” w stosunku do odbiorcy wzrosła (odbiorca uwolnił się jakoby z jednego z łączących go więzów — stał się bardziej „niezależny” — zainteresowanie do nadawcy zmalało). W ogólnym przypadku nadawca może nie wiedzieć, czy przesłana wiadomość stała się rzeczywiście informacją dla odbiorcy. W dalszym ciągu dysponuje on P skojarzeniami, natomiast zakres zainteresowania u odbiorcy zmalał o jedną odebraną informację. Jeżeli charakteryzować będziemy zakres zainteresowania odbiorcy do nadawcy przez ilość spodziewanych a użytecznych komunikatów będących wynikiem skojarzeń nadawcy i oznaczymy go przez Z , to założywszy sytuację po odebraniu informacji zakres ten określać można przez $Z-1$.

Sytuację nadawcy do odbiorcy można określić wtedy stosunkiem:

$$\sigma_1 = \frac{P}{Z-1}$$

stąd oznaczając $\frac{P}{Z} = \sigma_0$ i $\frac{P}{Z-1} = \sigma_1$, otrzymujemy:

$$\sigma_1 > \sigma_0$$

Współczynnik σ może charakteryzować liczbę możliwych stanów w relacji, jaka wiąże nadawcę z odbiornikiem.

W sytuacji początkowej entropia wynosiła:

$$S_0 = k \ln \sigma_0$$

a w sytuacji końcowej:

$$S_1 = k \ln \sigma_1$$

$$S_1 > S_0 \quad \text{oraz} \quad N_1 < N_0$$

A więc entropia nadawcy jako źródła informacji dla odbiorcy wzrosła, a tak rozumiana negentropia zmalała. Utracił on bowiem część swego potencjału informacyjnego w stosunku do określonego odbiornika.

Rozpatrywaliśmy tu problem „stanu” nadawcy w stosunku do jego celu, jakim było poinformowanie odbiorcy. Natomiast odbiorca oczywiście ma inny cel niż nadawca. U niego negentropię trzeba określać w stosunku do liczby różnych skojarzeń, z których jedne są efektywne, drugie nieefektywne, jakie ma on w stosunku do sposobu osiągnięcia swojego celu. Jeżeli dostał on informację ograniczającą liczbę skojarzeń nieefektywnych, to jest bliższy osiągnięcia celu i wzrosła negentropia. Jeżeli przed odebraniem informacji negentropia ta wyniosła N^x_0 , a po odbiorze N^x_1 , to:

$$N^x_1 > N^x_0$$

Nadawca nie traci nic z zasobów informacji, którą posiada dla siebie. Utraci on ją jednak w układzie z odbiorcą — w pewnym układzie zamkniętym, tzn. takim w którym np. ilość sposobów realizacji celu przez odbiorcę zależy wyłącznie od informacji napływającej od nadawcy.

Niezależnie od tego rodzaju mechanizmu negentropijnego odniesionego do układów, w których elementami są skojarzenia psychiczne, nadawca i odbiorca stanowią układy biologiczne, w których występują procesy energetyczne sprzężone z procesami informacyjnymi. Nadawca traci energię przekształcając informacje w wiadomości, a odbiorca zużywa energię odczytując z wiadomości informację, pobierając tę energię z otoczenia (np. światło przy czytaniu). Często wraz z informacją przesyłamy odbiorcy energię potrzebną do odczytania informacji. Czy można tu mówić o jakiejś istniejącej na początku sytuacji „różnicy potencjałów informacyjnych”? Czy ta różnica wykazuje samorzutną tendencję do wyrównania się w czasie wzajemnych kontaktów? Sprawa wydaje się być godna bliższego rozpoznania. Także przedstawiona w artykule interpretacja negentropii wymaga dalszych weryfikujących rozważań.

WYKAZ LITERATURY

1. Brillouin L. Nauka a teoria informacji. PWN, 1969
2. Reykowski J. Motywy i bodźce ludzkiego działania
3. Zeszyty Nauk. Instytutu Psychologii UW nr 2, 1972
4. Huber J. Twórczość. Studia Filozoficzne nr 8, 1974
5. Ekel J. Teoria informacji a prakseologia. Materiały prakseologii, maj 1963
6. Praca zbiorowa. Informacja i cybernetyka. WNT, Warszawa 1970
7. Mazur M. Jakościowa teoria informacji. WNT, Warszawa 1970
8. Barrett T. W. Entropy and symmetry — Their Relation to Thought Processes in the Biological System

9. Miller G. A., Galanter E. H., Pribram H. H. Plans and the structure of behaviour. New York Holt. 1960
10. Tolman R. Relativity, thermodynamics and cosmology. Oxford University Press, 1934
11. Szücs E. Dialogi o naukach technicznych. WNT, 1974

Эдуард Ковальчик

ОБЩИЕ РАССУЖДЕНИЯ НАД СУЩЕСТВОМ ИНФОРМАЦИИ

Резюме

Имея в памяти рассуждения Л. Н. Бриллюэна и Л. Силарда относительно ассоциации идеи информации и идеи энтропии а точнее негэнтропии, в статье подробно рассмотрено возможности создания правил „физической теории основ информации”.

Примеры в области передачи информации между лицами указывают, что вопрос заслуживает на более подробное рассмотрение.

Edward Kowalczyk

GENERAL CONSIDERATIONS ON THE ESSENCE OF INFORMATION

Summary

Recalling the considerations of L. N. Brillouin and L. Szilard concerning the relations between the concept of information and that of entropy, or more precisely of negentropy, the paper deals closer with the suggestions of possibility of establishing the principles of the physical theory of information.

The examples concerning transmission of information from “person to person” prove that the question would be worth a closer investigation.

Edward Kowalczyk

CONSIDERATIONS GENERALES SUR L'ESSENCE DE L'INFORMATION

Résumé

En rappelant les considérations de L. N. Brillouin et de L. Szilard, concernant la liaison entre la notion d'information et celle d'entropie et en particulier néguentropie, on a examiné dans l'article d'une façon plus serrée les suggestions ayant rapport à la possibilité de créer les principes d'une théorie physique de l'information.

Des exemples de transmission de l'information de „personne à personne“ démontrent que la question est digne d'une étude plus approfondie.

Edward Kowalczyk

ALLGEMEINE BETRACHTUNGEN ÜBER DAS WESEN DER INFORMATION

Zusammenfassung

Ausgehend von den Betrachtungen von L. N. Brillouin und L. Szilard über die Verbindung des Informationsbegriffes mit dem Begriff der Entropie, insbesondere der Negentropie, wurden in dem Artikel die Möglichkeiten der Ausarbeitung der „*physischen Informationstheorie*“ untersucht. Die Beispiele aus dem Gebiet der Informationsübertragung Mensch — Mensch zeigen, dass dieses Problem genauer zu erkennen ist.

EDWARD KOWALCZYK

002

INFORMACJA A MOTYWACJA

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 25.II.1975 r.

W artykule przeprowadzono modyfikację stosowanych w psychologii zależności pomiędzy motywacją a użytecznością uzyskanego wyniku i subiektywnym prawdopodobieństwem osiągnięcia tego wyniku, nadając im nieco odmienne interpretacje. W ten sposób stworzono możliwość powiązania tych zależności z ilością informacji, co prowadzi do zbliżenia pojęć z zakresu psychologii do pojęć z zakresu teorii informacji.

Artykuł stanowi szkic jednej z wypowiedzi autora w dyskusjach, jakie na temat istoty informacji miały miejsce w P.T.C.

Znany fakt, iż informację można traktować jako ujemną entropię układu na podstawie wzoru Boltzmann'a, jest powodem dużego zamieszania w sferze pojęć dotyczących analogii termodynamicznych w teorii informacji. Z faktu bowiem, że pewne zjawiska informacyjne i pewne zjawiska termodynamiczne można opisać za pomocą tego samego wzoru, nie wynika jeszcze, by te zjawiska traktować zamiennie. Niemniej jednak świadczy to o tym, że w obydwu przypadkach mają zastosowanie te same prawa i być może — poza faktem, że ilość informacji i ubytek entropii mogą być opisane wzorem Boltzmann'a — można będzie znaleźć jeszcze inne podobieństwa i analogie, które mogą wzbogacić nasze metody badawcze, zwłaszcza w teorii informacji.

W zjawiskach termodynamiki zmianom entropii towarzyszą zmiany energii. Zmiany te określone są ze wzoru

$$\Delta S = \frac{\Delta Q}{T_1}$$

a stąd

$$T_1 \Delta S = \Delta Q$$

Iloczyn $T_1 \Delta S$ ma wymiar energii w ergach.

Jeżeli przyjmiemy, że $-\Delta S = \Delta N$ możemy traktować jako tzw. negentropię, a następnie $\Delta N = \Delta I$, to można sobie zadać pytanie, czy również ma sens zależność:

$$\Delta S = -\Delta I = \frac{\Delta Q^*}{T_1^*}$$

gdzie ΔQ^* , T_1^* reprezentowałyby jakieś wielkości, mające sens w teorii informacji i psychologii, oraz czy umożliwi nam to dokonanie pewnych analogii informacyjno-termodynamicznych na podstawie tego ostatniego wzoru. Pamiętamy przy tym, że

$$\Delta Q = C_v(T_2 - T_1)$$

gdy $T_2 > T_1$ lub

$$-\Delta Q = C_v(T_1 - T_2)$$

gdy $T_1 > T_2$;

stąd

$$\Delta N = C_v \frac{T_1 - T_2}{T_1}$$

We wzorze tym C_v — ciepło właściwe.

Gdyby się to udało, można by wtedy zastanowić się np., czy i w procesach przepływu informacji mamy do czynienia ze zmianami jakiejś specyficznej wielkości informacyjnej przez analogię do iloczynu $T\Delta S$ w wypadku procesów termodynamicznych.

Jakie pojęcie występujące w obszarze problemów przekazywania informacji, a mogące spełniać wymogi analogii do pojęć termodynamiki, można brać pod uwagę?

Wydaje się, że interesujące być mogą pod tym względem np. znane w psychologii pojęcie „motywacji” i napięcia motywacji.

Pojęcie motywacji jest pojęciem złożonym. Ogólnie jest to czynnik, wywołujący wolę ukierunkowanego działania z większym lub mniejszym natężeniem zależnie od napięcia motywacji, które z kolei jest zależne od wielkości spodziewanego wyniku celowego działania, jego wartości i spodziewanej „łatwości” lub „trudności” działania na drodze osiągnięcia celu.

W książce „Problemy osobowości i motywacji w psychologii amerykańskiej” prof. Janusz Reykowski, omawiając poglądy Raymonda Cattella, pisze, że autor ten pojęcie motywacji wiąże z zagadnieniem jej pomiaru, a jako miernik motywacji wybiera tzw. „postawę” i stopień zainteresowania jakimś problemem. Mając zatem wielkość zainteresowania, mierzyć można tym samym i motywację.

Motywację traktujemy tu jako „przyczynę”, która wywołuje określony kierunek i wyzwala energię ludzkiego działania. Można by tu mówić o pewnym wewnętrznym „ładunku motywacyjnym”. Wielkość tego ładunku nie stanowi jednak jeszcze o działaniu (tak jak ilość ciepła nie mówi o możliwości wykonania pracy).

O sile czy intensywności działania (lub wyładowania) decydować może inna „wielkość”, określająca swego rodzaju natężenie motywacji lub napięcie (czy „temperaturę” wewnętrzną), która by pełniła rolę wielkości intensywniej, charakteryzującej stan motywacyjny i była czynnikiem wywołującym zamianę „ładunku moty-

wacji” na określoną pracę, działanie efektoryczne lub psychiczne. Wiadomo bowiem, że człowiek może być „naładowany” wiedzą i doświadczeniem życiowym, może jednak nie wykazywać chęci działania celowego, np. oddziaływania na innych czy m. in. chęci oddziaływania informacyjnego, jeżeli nie zaistnieją odpowiednie warunki.

Czy w ogóle jest możliwe ściśle określenie jednostki motywacji — jakiegoś podstawowego elementu motywacji? Zajmują się tym psychologowie i im zostawić trzeba trud rozwiązania problemu. Można chyba jednak założyć, że jest to możliwe. Przykładem może być poprzednio opisana próba pomiaru motywacji poprzez „postawę” — jako tendencji do działania w określonym kierunku, w pewien szczególny sposób. Określenie ilości takich jednostkowych „postaw” (w stosunku do pojedynczych zjawisk) mówi nam zarówno o zakresie zainteresowania, jak i chęci działania w pewnym zakresie. Jednak może nam niewiele powiedzieć o poziomie napięcia (potencjale) motywacji.

Napięcie motywacji decyduje jednak o intensywności przejawów działania i oddziaływania (w tym także oddziaływania informacyjnego). Co składa się na motywację, jeżeli chodzi o formę, a nie naturę psychologiczną bodźców? Przede wszystkim informacje dopływające z zewnątrz oraz przeżycia i wiedza skumulowane w pamięci. Na motywację wpływają także pewne cechy osobowości — jako pewien „współczynnik właściwy”, zależny np. od typu temperamentu. W tym „współczynniku” mieścić się powinna także zależność od cech fizjologicznych i biologicznych.

Można by tu mówić o pewnej „wewnętrznej strukturze psychiczno-informacyjnej”, wytworzonej w wyniku wychowania, nauczania, a także związanej z cechami wrodzonymi (temperamentem). Stanowi to pewien „zbiór relacji”. Tak więc typ „wewnętrznej struktury psychiczno-informacyjnej” i dopływające informacje składają się na rozwój motywacji, jej wielkość i inne jej cechy — łącznie z pewną „idealną jakością”, do której realizacji się dąży, np. w marzeniach, ale ocenia się jako nie-realne. Istnieje także czynnik nieświadomości — chociaż kształtuje się on także pod wpływem pewnych informacji (np. genetycznych, biologicznych) wywołujących odruchowe lub popędowe działanie ukształtowane w procesach ewolucji gatunku.

Narzuca się tu samo zagadnienie znalezienia ilościowych związków pomiędzy „ilością informacji” i wielkością w motywacji.

Należy sądzić, że wyznaczenie jakichś ogólnych związków, wyrażonych np. ogólnymi relacjami, jest możliwe (np. prosta proporcjonalność, liniowość itp.). Najbardziej bliskie dla naszych celów wydają się poglądy prof. Janusza Reykowskiego, wyrażone w jego opracowaniach (np. „Motywy i bodźce ludzkiego działania” — Zeszyty Naukowe Instytutu Psychologii UW, 1972 r.).

Przytoczę tu niektóre z tych poglądów i pojęć.

Otóż prof. Reykowski określa następujące zależności w przytoczonej pracy:

$$M_i = U_i \cdot P_{si}$$

gdzie M_i — motywacja do podjęcia czynności dla osiągnięcia jakiegoś wyniku i ,

U_i — użyteczność wyniku,

P_{si} — subiektywne prawdopodobieństwo osiągnięcia tego wyniku.

Użyteczność wyniku

$$U_i = N_i \cdot G_i$$

gdzie N_i — napięcie motywacji,

G_i — wartość gratyfikacyjna odpowiadająca wynikowi (zdolność do redukcji napięcia motywacji).

Twierdzą niektórzy, że napięcie motywacji powstaje wtedy, gdy naruszona jest równowaga w układzie regulacji psychicznej.

Spróbujmy rozwinąć przytoczone tu poglądy.

Dla celów analizy procesów informacyjnych duże znaczenie mogłoby mieć właśnie pojęcie napięcia motywacyjnego.

Od czego ono zależy?

- 1) od wielkości motywacji,
- 2) od struktury wewnętrznej osobnika, w ramach której napięcie to powstało.

Obiekt, pozostając pod wpływem tego napięcia, często szuka innego obiektu, za pomocą którego napięcie to mógłby zredukować. Jeżeli napięcie dotyczy zaspokojenia chęci przekazania informacji, to człowiek szuka innego człowieka — odbiornika, któremu mógłby informacje przekazać. Często zdarza się to w życiu w postaci np. potrzeby „zwierzenia się”. (Im ktoś bardziej nadaje się na „cierpliwego słuchacza”, tym posiada większą wartość gratyfikacyjną dla pozostającego pod napięciem motywacyjnym człowieka).

Na podstawie dotychczasowych rozważań można przyjąć, że istnieje pojęcie motywacji, że jest ono wymierne, że istnieje pojęcie napięcia motywacji, które zależy od wielkości motywacji, struktury wewnętrznej i pewnej zewnętrznej sytuacji odniesienia (wielkość i jakość wyniku, możliwości jego osiągnięcia, trudności, czas osiągnięcia celu itp.). Innymi szczegółami i dogłębną analizą omówionych wielkości zajmować się nie będziemy, gdyż jest to sprawa psychologii. Dotyczy to także metod pomiarów i jednostek pomiarowych oraz stosunków ilościowych.

Postaramy się nadać pewne nowe interpretacje przytoczonym pojęciom i poglądom zakładając, że motywacje powstają głównie pod wpływem informacji.

A więc z jednej strony motywacja M jest funkcją ilości i rodzaju informacji I i „wewnętrznej struktury” psychiczno-informacyjnej obiektu, którą elementy informacji wypełniają w specyficzny sposób — jakby „układają się” względem siebie według relacji, jakie wyznacza struktura. (Struktura bowiem to nic innego jak zbiór relacji zachodzących w zbiorze pewnych elementów). Oczywiście „struktura wewnętrzna” ulega zmianom, jednak można przyjąć, że w pewnych ograniczonych przedziałach czasu pozostaje stała. Zmiana struktury, naruszenie pewnej jej „równowagi” (jak twierdzą psychologowie) są m. in. powodem powstawania napięć moty-

wacyjnych. Związane to jest ze zjawiskiem tzw. niedogodności informacyjnej. Możemy pominąć tę sprawę, żeby nie komplikować głównego nurtu rozważań.

Zastanówmy się, czy można by dokonać tu pewnych modyfikacji pojęć, z jakimi spotkamy się w przytoczonych pracach prof. Reykowskiego, nie uchybiając w niczym doświadczeniom i prawom psychologii, a jednocześnie przybliżając do siebie pewne pojęcia: informacyjne, fizyczne i psychologiczne.

W tym przypadku należałoby zmodyfikować pojęcie motywacji, które nie jest na nasze potrzeby dość precyzyjnie zdefiniowane.

Narzuca się następujący uporządkowany układ pojęć:

- 1) ładunek lub energia motywacji,
- 2) potencjał motywacyjny — napięcie motywacyjne,
- 3) natężenie motywacji.

Jeżeli odniesiemy to pojęcie do zachowania się człowieka, jako układu pozostającego w celowym działaniu (a także świadomym), to oczywiście założyć należy, że człowiek dąży do osiągnięcia wielu cząstkowych celów składających się na jakiś cel kompleksowy. Do osiągnięcia tych cząstkowych celów mobilizują go cząstkowe motywy — można więc mówić o pewnej sumie motywów cząstkowych, choć trudno je atomizować i ująć za pomocą jakiejś jednostki wymiarowej.

Każdy motyw cząstkowy jest „stowarzyszony” z pewnym obiektem — celem, którego prawdopodobieństwo osiągnięcia jest określone, którego wartość gratyfikacyjna jest też określona i wobec którego występuje pewne „napięcie motywacyjne”.

Napięcie motywacyjne T_m jest więc proporcjonalne do tego subiektywnie odczuwanego prawdopodobieństwa osiągnięcia wyniku i do jego wartości gratyfikacyjnej. Można więc zaproponować zależności

$$T_m = \kappa \cdot P_s \cdot G_t$$

gdzie T_m — napięcie motywacyjne,

P_s — subiektywne prawdopodobieństwo osiągnięcia wyniku,

G_t — wartość gratyfikacyjna osiągnięcia wyniku, który można by nazwać „ładunkiem gratyfikacyjnym”,

κ — pewien współczynnik zależny od obiektu motywowanego.

W powyższej zależności należałoby bliżej zinterpretować prawdopodobieństwo P_s . Otóż można przyjąć, że jest ono równe ilości „skojarzeń” będących wynikiem procesu odbicia rzeczywistości do „wnętrza obiektu” na dany temat. Jeżeli liczbę tych skojarzeń określimy przez P i założymy, że są one jednakowo prawdopodobne (co jest założeniem bardzo upraszczającym w stosunku do rzeczywistości), to można przyjąć, przez analogię do prawdopodobieństwa stanu termodynamicznego, że:

$$P_s = P$$

Wobec tego

$$T_m = \kappa \cdot P \cdot G_t$$

Ładunek motywacji M można dalej przedstawić za pomocą zależności

$$M = C_m \cdot T_m$$

gdzie C_m — współczynnik właściwy dla obiektu motywowanego — współczynnik podatności motywacyjnej, wynikający z „wewnętrznej struktury” obiektu.

Zależności te można by odnieść zarówno do zjawisk cząstkowych, pisząc np

$$T_{mi} = \varkappa \cdot P_{si} \cdot G_i$$

i odnosząc to do pewnego i -tego wyniku i i -tego celu; podobnie

$$M_i = C_m \cdot T_{mi}$$

jeśli traktujemy M , T_m , P_s , G jako wielkości wypadkowe złożone z wielkości cząstkowych.

Powiązanie zaproponowanych tu wielkości z ilością informacji może nastąpić za pośrednictwem wzoru:

$$I = k \ln P$$

gdzie I jest maksymalną ilością informacji odniesionej do równoprawdopodobnych możliwości skojarzeniowych i sytuacji, w której wystąpi na pewno jedno z nich, a więc można napisać:

$$\Delta I = \Delta N = k \ln \frac{P}{P_i} \quad \text{gdzie } P_i = 1$$

$$\Delta I = \Delta N - \text{ubytek entropii}$$

Ponieważ wzrost informacji przyjmujemy od 0 do jakiejś wartości I , wobec tego $\Delta I = I^1$.

$$\frac{I}{k} = \ln P, \quad \text{stąd } P = e^{I/k}$$

Jeśli tak, to

$$T_m = \varkappa \cdot e^{I/k} \cdot G$$

a

$$M = C_m \cdot \varkappa \cdot e^{I/k} \cdot G$$

lub

$$M = C'_m \cdot e^{I/k} \cdot G$$

Pozostaje nam zaproponować trzecią wielkość: „natężenie motywacji” wyrażone przez siłę motywacji.

Siłę motywacji można odnosić do jakiegoś konkretnego celu i wyniku cząstkowego o wartości gratyfikacji cząstkowej G_1 . Ładunek ten powoduje — po osiągnięciu

¹⁾ Brillouin „Nauka i teoria informacji”, str. 202.

wyniku — zmniejszenie ładunku motywacji M . W najlepszym przypadku, gdy $G_i = M_i$, po osiągnięciu celu zanika napięcie T_{mi} . Zaproponować tu można do sprawdzenia eksperymentalnego wzór na siłę motywacji w stosunku do osiągnięcia jakiegoś wyniku, wyrażonego ładunkiem gratyfikacyjnym G_i w postaci:

$$\bar{F}_m = \sigma \frac{M \cdot G_i}{\frac{P_s}{P_{st}}} = \sigma \frac{M \cdot G_i \cdot P_{st}}{P_s}$$

$$F_m = \frac{\sigma \cdot M \cdot G_i \cdot P_{st}}{e^{I/k}}$$

gdzie σ — współczynnik, określający warunki ogólne, charakter otoczenia itp. towarzyszące zjawiskom motywacji.

To, co zostało powiedziane, jest dyskusyjną próbą pewnego toku rozumowania, które zweryfikować powinni przede wszystkim psychologowie, a które prowadzi do zbliżenia teorii informacji do fizyki z jednej strony i do pojęć psychologicznych z drugiej.

WYKAZ LITERATURY

1. Brillouin L. Nauka a teoria informacji. PWN, 1969
2. Reykowski J. Motywy i bodźce ludzkiego działania. Zeszyty Nauk. Instytutu Psychologii UW nr 2, 1972
3. Huber J. Twórczość. Studia Filozoficzne nr 8, 1974
4. Ekel J. Teoria informacji a prakseologia. Materiały prakseologii, Maj 1963
5. Praca zbiorowa. Informacja i cybernetyka. WNT, Warszawa 1970
6. Mazur M. Jakościowa teoria informacji. WNT, Warszawa 1970
7. Barrett T. W. Entropy and symmetry — Their Relation to Thought Processes in the Biological System
8. Miller G. A., Galanter E. H., Pribram H. H. Plans and the structure of behaviour. New York Holt. 1960
9. Tolman R. Relativity, thermodynamics and cosmology. Oxford University Press. 1934
10. Szücs E. Dialogi o naukach technicznych. WNT, 1974

Эдуард Ковальчик

ИНФОРМАЦИЯ И МОТИВАЦИЯ

Резюме

В статье проведено модификацию применяемых в психологии зависимостей между мотивацией и пользой из полученного результата и субъективной вероятностью достижения этого результата, приписывая им немного другую интерпретацию.

Этим путем создано возможность ассоциации этих зависимостей с количеством информации, что ведет к приближению понятий из области психологии к понятиям теории информации.

Edward Kowalczyk

INFORMATION AND JUSTIFYING MOTIVES

Summary

The paper presents a modification of the relations so far accepted in psychology between the justifying motives, the utility of the obtained result and the subjective probability of reaching this result, by giving them a slightly different interpretation.

In this way a possibility has been created of correlating these relations with the amount of information, which brings certain concepts of psychology closer to the information theory.

Edward Kowalczyk

INFORMATION ET MOTIVATION

Résumé

Dans l'article on a présenté une modification des relations, acceptées jusqu'à présent par la psychologie, entre la motivation et l'utilité du résultat obtenu et la probabilité subjective, en les interprétant d'une façon un peu différente.

Ainsi on a créé une possibilité d'associer ces relations avec la quantité d'information, c'est qui entraîne l'approchement des notions du domaine de la psychologie et celui de la théorie d'information.

Edward Kowalczyk

INFORMATION UND MOTIVATION

Zusammenfassung

In dem Artikel wurde die Modifikation der in Psychologie verwendeter Zusammenhänge zwischen der Motivation und Nützlichkeit des erhaltenen Resultates und der subjektiven

Wahrscheinlichkeit des Erreichens dieses Resultates durchgeführt, interpretierend diese etwas anders. Damit ist die Möglichkeit der Verbindung dieser Zusammenhänge mit der Informationsmenge gegeben, was zur Näherung der Begriffe der Psychologie und der Informationstheorie führt.

WŁADYSŁAW MAJEWSKI

681.325.6:621.39.049

PEWNA METODA SYNTEZY ABSTRAKCYJNEJ AUTOMATÓW SKOŃCZONYCH

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 11.IV.1975 r.

W artykule omówiono pewną metodę syntezy abstrakcyjnej automatów skończonych. Metoda ta znajduje zastosowanie w przypadku, gdy pożądane działanie automatu podlegające syntezie może być przedstawione w postaci kilku działań składowych odpowiadających prostszemu automatom. Omówiona metoda jest całkowicie uzasadniona teoretycznie i ma charakter ogólny; jednak z samego założenia znajduje zastosowanie przy dość wąskiej klasie problemów.

W artykule przedstawiono podstawy teoretyczne metody oraz przykłady jej zastosowania. Szczególnie w pierwszym z podanych przykładów — synteza przerzutnika potencjałowego JK — ukazano, jak użyteczna może być prezentowana metoda.

1. PODSTAWY TEORETYCZNE METODY

Na wstępie dwie definicje. Pierwsza z nich umożliwia normalizację alfabetów wejściowych automatów.

Definicja 1. Niech $M = \langle S, X, Y, \delta, \lambda \rangle$ będzie automatem skończonym. Automat $M_0 = \langle S, X_0, Y, \delta_0, \lambda_0 \rangle$ nazywamy rozszerzeniem automatu M na alfabet wejściowy $X_0 \supset X$, jeżeli $\delta_0 = \delta$ i $\lambda_0 = \lambda$.

Oznacza to, że $\bigwedge s \in S \bigwedge x \in X^0 - X \langle s, x \rangle \circ \delta = \emptyset$ oraz $\langle s, x \rangle \circ \lambda = \emptyset^{1)}$. Tak więc rozszerzenie automatu do alfabetu X_0 sprowadza się do dodania kolumn odpowiadających literom wejściowym, należącym do $X_0 - X$ tablicy przejść-wyjść; kolumny te zawierają same kreski.

Kolejna definicja umożliwia konstruowanie automatu łączącego w sobie własności kilku automatów.

Definicja 2. Niech $M_1 = \langle S_1, X, Y, \delta_1, \lambda_1 \rangle$ oraz $M_2 = \langle S_2, X, Y, \delta_2, \lambda_2 \rangle$ będą automatami skończonymi, przy czym $S_1 \cap S_2 = \emptyset^{2)}$. Automat M nazywamy sumą automatów M_1 i M_2 , co zapisujemy $M = M_1 + M_2$, jeżeli $S = S_1 \cup S_2$, $\delta = \delta_1 \cup \delta_2$, $\lambda = \lambda_1 \cup \lambda_2$.

¹⁾ Stosuje się tu zapis relacyjny; $\langle s, x \rangle \circ \delta$ oznacza, gdy δ jest funkcją, wartość tej funkcji w punkcie (s, x) ; zapis $\langle s, x \rangle \circ \delta = \emptyset$ odpowiada kresce w tablicy.

²⁾ Założenie o rozłączności zbiorów stanów nie jest konieczne; rezygnacja z tego założenia powoduje konieczność operowania sumami prostymi zamiast zwykłych sum teorii mnogości.

Oznacza to, że sumę dwóch automatów otrzymuje się po prostu zestawiając ich tablice przejść-wyjść jedna nad drugą.

Podamy teraz twierdzenia stanowiące podstawę omawianej metody.

Twierdzenie 1. Niech $M = M_1 + M_2$ oraz $M_0 = \min(M)$. Wtedy:

- 1) $M \geq M_1$ oraz $M \geq M_2$
- 2) $M_0 \geq M_1$ oraz $M_0 \geq M_2$

Dowód. Każdy stan automatu $M_1(M_2)$ reprezentowany jest w automacie M przez stan izomorficzny — wynika stąd 1). Z definicji automatu $\min(M)$ wynika, że $M_0 \geq M$. Wobec przechodniości relacji \geq wynika stąd 2).

Omawiana metoda syntezy sprowadza się więc do przedstawienia własności automatu przez własności kilku automatów składowych, rozszerzenia tych automatów na wspólny alfabet wejściowy, utworzenia sumy automatów i przeprowadzenia minimalizacji.

2. PRZYKŁADY ZASTOSOWANIA METODY

2.1. Synteza przerzutnika potencjalowego JK

Przerzutnik JK traktujemy jako układ łączący w sobie własność przerzutnika SR i przerzutnika T. Przerzutnik SR opisany jest za pomocą tablicy 1.

Tablica 1

	a	b	d	
1	①	①	2	0
2	②	1	②	1

Jest to układ Moore'a o dwóch stanach wewnętrznych (1 — stan „zimny”, 2 — stan „gorący”), trzech literach wejściowych¹⁾

(a — wejście w stanie biernym,

b — sprowadzenie do stanu zimnego,

d — sprowadzenie do stanu gorącego),

oraz o dwóch literach wyjściowych. Przerzutnik T jest opisany za pomocą tablicy 2.

Tablica 2

	a	c	
3	③	4	0
4	5	④	1
5	⑤	6	1
6	3	⑥	0

Jest to układ Moore'a o czterech stanach wewnętrznych (3, 6 — stany „zimne”, 4, 5 — stany „gorące”), dwóch literach wejściowych (a — wejście w stanie biernym, c — zmiana stanu wewnętrznego) oraz o dwóch literach wyjściowych.

¹⁾ Operujemy tu alfabetem abstrakcyjnym, a nie parami zmiennych binarnych; zwykle zamiast a, b, c, d piszemy odpowiednio SR = 00, 01, 11, 10.

W tablicach 3 i 4 przedstawione są przerzutniki SR i T rozszerzone do znormalizowanego alfabetu czteroelementowego, a w tablicy 5 — suma tych układów.

Tablica 3

	a	b	c	d	
1	1	1	—	2	0
2	2	1	—	2	1

Tablica 4

	a	b	c	d	
3	3	—	4	—	0
4	5	—	4	—	1
5	5	—	6	—	1
6	3	—	6	—	0

Tablica 5

	a	b	c	d	
1	1	1	—	2	0
2	2	1	—	2	1
3	3	—	4	—	0
4	5	—	4	—	1
5	5	—	6	—	1
6	3	—	6	—	0

Łatwo sprawdzić, że układ podany w tablicy 5 jest sumą dwóch układów. Dla przykładu wypiszmy funkcje δ dla tych trzech układów.

Dla przerzutnika SR mamy: $\delta_1 = \{1a1, 2a2, 1b1, 2b1, 1d2, 2d2\}^{1)}$. Dla przerzutnika T mamy: $\delta_2 = \{3a3, 4a5, 5a5, 6a3, 3c4, 4c4, 5c6, 6c6\}$. Oczywiście funkcja dla układu z tablicy 5 spełnia warunek $\delta = \delta_1 \cup \delta_2$.

Minimalizując²⁾ układ podany w tablicy 5 otrzymamy następującą rodzinę maksymalnych zbiorów stanów niesprzecznych: $\{Q_j\} = \{\{13\}, \{25\}, \{24\}, \{16\}\}$. Biorąc pod uwagę, że liczba stanów układu minimalnego zawarta jest w przedziale $4 \leq n \leq 4$, przyjmujemy powyższą rodzinę jako podstawę do dalszej minimalizacji. Prowadzi to do zbioru układów minimalnych podanych w tablicy 6.

Tablica 6

	a	b	c	d	
p (13)	p	p albo s	r	q albo r	0
q (25)	q	p albo s	s	q albo r	1
r (24)	q	p albo s	r	q albo r	1
s (16)	p	p albo s	s	q albo r	0

Interpretacja fizyczna wieloznaczności występujących w kolumnach b i d jest prosta: układ sprowadzany do stanu „zimnego” („gorącego”) może przechodzić do jednego z dwóch stanów odpowiedniej kategorii. Oczywiście wybór musi być wykonany raz na zawsze podczas dalszego projektowania układu.

Nie wszystkie automaty, zawarte w tablicy 6, mogą być realizowane jako układy asynchroniczne. Odpowiednie warunki realizacji dla kolumny B (podobnie można napisać dla d) mają postać:

$$\forall t \in S \ (tbp) \in \delta \Rightarrow (pbp) \in \delta$$

$$\forall t \in S \ (tbs) \in \delta \Rightarrow (sbs) \in \delta$$

¹⁾ Piszemy tu np. $2b1 \in \delta$, zamiast $\langle 2, b \rangle$, $1 > \in \delta$, albo $\delta_1(2, b) = 1$.

²⁾ Szczegóły dotyczące techniki minimalizacji patrz [1], [2], [3], [5].

Jeden z możliwych układów¹⁾ przedstawiono w tablicy 7.

Tablica 7

	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>	<i>d</i>	
<i>p</i>	Ⓟ	Ⓟ	<i>r</i>	<i>q</i>	0
<i>q</i>	Ⓠ	<i>p</i>	<i>s</i>	Ⓠ	1
<i>r</i>	<i>q</i>	<i>p</i>	Ⓡ	<i>q</i>	1
<i>s</i>	<i>p</i>	<i>p</i>	Ⓢ	<i>q</i>	0

Wariant kodowania dla układu zawartego w tablicy 7 podano w 5.

Zalety przedstawionej metody w odniesieniu do przerzutnika *JK* stają się oczywiste przy porównaniu jej z metodą konwencjonalną; pełna synteza przerzutnika *JK*, poczynając od wykresów czasowych, jest bardzo żmudna²⁾. Ponadto wyniki otrzymane przy użyciu metody proponowanej są bardziej ogólne.

2.2. Synteza potencjalowego licznika rewersyjnego modulo 4

Licznik rewersyjny mod. 4 traktujemy jako układ łączący własności licznika mod. 4 liczącego „w przód” i licznika mod. 4 liczącego „w tył”. Liczniki takie rozszerzone do alfabetu wejściowego w trzech literach wejściowych przedstawiono w tablicach 8 i 9. Litery wejściowe mają teraz następujące znaczenie: *a* — stan bierny wejścia, *b* — skok „w przód”, *c* — skok „w tył”.

Tablica 8

	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>	
1	①	2	-	0
2	3	②	-	1
3	③	4	-	1
4	5	④	-	2
5	⑤	6	-	2
6	7	⑥	-	3
7	⑦	8	-	3
8	1	⑧	-	0

Tablica 9

	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>	
9	16	-	⑨	0
10	⑩	-	9	1
11	10	-	⑪	1
12	⑫	-	11	2
13	12	-	⑬	2
14	⑭	-	13	3
15	14	-	⑮	3
16	⑯	-	15	0

¹⁾ Literom *a, b, c, d* zwykle podporządkowuje się *JK* = 00, 01, 11, 10.

²⁾ Szkic takiej syntezy podany jest w [4].

Tablica 10

	a	b	c	
1	1	2	—	0
2	3	2	1	1
3	3	4	—	1
4	5	4	—	2
5	5	6	—	2
6	7	6	—	3
7	7	8	—	3
8	1	8	—	0
9	16	—	9	0
10	10	—	9	1
11	10	—	11	1
12	12	—	11	2
13	12	—	13	2
14	14	—	13	3
15	14	—	15	3
16	16	—	15	0

Tablica 11

	a	b	c	
$p(1,16)$	\textcircled{p}	q	u	0
$q(2,11)$	r	\textcircled{q}	\textcircled{q}	1
$r(3,10)$	\textcircled{r}	s	v	1
$s(4,13)$	t	\textcircled{s}	\textcircled{s}	2
$t(5,12)$	\textcircled{t}	u	q	2
$u(6,15)$	w	\textcircled{u}	\textcircled{u}	3
$w(7,14)$	\textcircled{w}	v	s	3
$v(8,9)$	p	\textcircled{v}	\textcircled{v}	0

W tablicy 10 przedstawiono sumę tych dwóch liczników. Minimalizując tak otrzymany automat dochodzimy do rodziny zbiorów maksymalnych stanów niesprzecznych złożonej z 16 elementów. Eliminując zbiory zbędne otrzymujemy automat minimalny przedstawiony w tablicy 11.

Oczywiście identyczny wynik można otrzymać stosunkowo prosto na drodze intuicyjnej [1]. Dlatego rozważony przykład nie jest aż tak efektywny, jak poprzedni i został umieszczony dla dalszego zilustrowania metody.

WYKAZ LITERATURY

1. Krieger M. Basic Switching Circuit Theory. New York, The Macmillan Company, 1967
2. Majewski W. Zagadnienie minimalizacji liczby stanów automatów skończonych. Rozprawy Elektrotechniczne t. XV z. 2, 1969
3. Miller R. E., Switching Theory. New York, John Wiley and Sons, 1965
4. Misiurewicz P. Potencjałowa realizacja przerzutników JK, T. D. Prace IV Krajowej Konferencji Automatyki z. 2, Kraków 1967
5. Majewski W. Układy logiczne. WNT, Warszawa 1974

B. Маевски

НЕКОТОРЫЙ МЕТОД АБСТРАКЦИОННОГО СИНТЕЗА ОКОНЧАТЕЛЬНЫХ АВТОМАТОВ

Резюме

Статья представляет собой некоторый метод синтеза окончательных автоматов. Метод может быть применен, когда поведение автомата может быть представлено в виде составляющих поведений некоторого количества автоматов.

В статье рассмотрены теоретические основы метода и поданы два примера его использования, а именно триггерной в виде схемы JK асинхронного типа и в виде реверсивного счётчика.

W. Majewski

A METHOD OF ABSTRACT SYNTHESIZING THE FINITE AUTOMATA

Summary

The paper presents a method of synthesizing the finite automata. The method may be applied when the behaviour of the automaton can be presented in the form of component behaviours of several automata.

Theoretical bases of the method are discussed and two examples of its application are given, namely a "flip-flop" JK asynchronous circuit and a reversible counter.

W. Majewski

UNE MÉTHODE DE SYNTHÈSE ABSTRAITE DES AUTOMATES FINIS

Résumé

L'article expose une méthode de synthèse des automates finis. La méthode peut être utilisée quand le comportement de l'automate peut être représenté sous la forme des comportements composants de quelques automates particuliers.

L'article explique les principes théoriques de la méthode et cite deux exemples de son application, notamment comme circuit JK du type asynchrone et comme circuit compteur réversible.

Władysław Majewski

EINE METHODE DER ABSTRAKTEN SYNTHESE DER ENDLICHEN AUTOMATEN

Zusammenfassung

In dem Aufsatz wurde eine Methode der Synthese der endlichen Automaten dargestellt. Die Methode kann dann verwendet werden, wenn das Verhalten des Automaten in Form der Teilverhalten einiger Automaten dargestellt werden kann.

Es wurden in dem Aufsatz theoretische Grundlagen der Methode besprochen und zwei Beispiele für ihre Anwendung (asynchrone Schaltung JK und Reverszähler) gegeben.

MIECZYŚŁAW RYDEL, MARCIN ZAWADZKI¹⁾

621.317.34

PROBLEMY TEORETYCZNE POMIARÓW NIEJEDNORODNOŚCI TORÓW WSPÓŁOSIOWYCH METODĄ IMPULSOWO-CZĘSTOTLIWOŚCIOWĄ

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 28.II.1975 r.

Omówiono podstawy fizyczne impulsowo-częstotliwościowej metody pomiarów niejednorodności torów wielkiej częstotliwości. Przeprowadzono teoretyczną analizę sygnałów echa przy zastosowaniu na wejściu toru kluczowanych impulsów wielkiej częstotliwości. Przedyskutowano otrzymywane wyniki analizy w zależności od właściwości toru przesyłowego i czasu trwania stosowanych impulsów. Wyniki pomiarowej analizy metody impulsowo-częstotliwościowej pozwalają odróżniać echa powstające na końcach toru od echa powstającego od niejednorodności wewnętrznych na przestrzeni całego toru przesyłowego lub wewnątrz specjalnie wyróżnionych jego odcinków. Możliwa jest również ocena niejednorodności występujących w torze na przestrzeni od jego początku do dowolnego żądanego punktu. Są również możliwe pomiary impedancji falowych miejscowych na obu końcach toru kablowego.

1. WSTĘP

Obecnie na świecie stosowane są dwie metody pomiaru niejednorodności torów współosiowych — metoda impulsowa oraz metoda fali ciągłej (częstotliwościowa).

Za pomocą metody impulsowej można uzyskać na ekranie lampy oscyloskopowej (echometru lub transimetru) rozkład niejednorodności wzdłuż toru. Pozwala to zarówno na pomiar wielkości odbić, spowodowanych tymi niejednorodnościami, jak i ustalenie ich położenia w torze.

Bardzo korzystną cechą metody impulsowej jest możliwość wydzielenia w echogramie sygnałów pochodzących z odbicia wskutek niejednorodności wewnętrznych toru od sygnałów wywołanych niedopasowaniem na końcach toru, w aparaturze, kablach pomiarowych itp.

¹⁾ Instytut Telekomunikacji Politechniki Warszawskiej

Metoda częstotliwościowa przy zastosowaniu sinusoidalnej fali ciągłej sprowadza się w zasadzie do pomiaru w funkcji częstotliwości wypadkowego współczynnika odbicia, tj. współczynnika echa własnego. Metoda ta — w przeciwieństwie do metody impulsowej — nie pozwala oddzielić wpływu niejednorodności wewnętrznych toru od wpływu niedopasowań na końcach toru, w kablach, aparaturze pomiarowej itp. na mierzony współczynnik echa. Oczywiście, utrudnia to lub wręcz uniemożliwia ocenę współczynnika echa własnego, pochodzącego wyłącznie od niejednorodności wewnętrznych toru. Zadanie takie jest tym trudniejsze, im większa jest częstotliwość pomiarowa, tym trudniej jest bowiem zapewnić wówczas właściwe dopasowanie toru na jego końcach.

Metoda impulsowa nie daje bezpośredniej informacji o zmianach współczynnika echa w funkcji częstotliwości, metoda częstotliwościowa zaś nie zawiera informacji o rozkładzie niejednorodności wzdłuż toru. Zastosowanie obu tych metod daje zatem pełną informację o jakości toru. W fabrykach kablowych stosuje się w zasadzie pomiary torów metodą impulsową, sprawdzając wielkość niejednorodności i ich rozkład wzdłuż toru; czasem również bada się metodą częstotliwościową wielkość współczynnika echa w funkcji częstotliwości.

Przy wprowadzeniu do sieci szerokopasmowego, wysokokrotnego, teletransmisyjnego systemu analogowego (TN-10800) okazało się, że metody powyższe nie pozwalają ocenić niejednorodności toru w dostatecznym stopniu. Spowodowane to jest głównie niejednorodnościami okresowymi, których przyczyną są systematyczne, powtarzające się wzdłuż toru drobne niedokładności produkcyjne. Wpływ ich uwidocznia się przy pewnych częstotliwościach w pasmie powyżej 20 MHz¹⁾ gwałtownym wzrostem współczynnika echa. Wynika to z faktu, że przy pewnych częstotliwościach okres sygnału pomiarowego jest zgodny z okresem niejednorodności okresowych, co powoduje sumowanie się obserwowanych sygnałów odbitych od tych niejednorodności, a zatem gwałtowny wzrost współczynnika echa.

Przy zastosowaniu metody impulsowej nie można w prosty sposób wykryć odbić od niejednorodności okresowych, ponieważ ich wielkość jest tego samego rzędu lub mniejsza niż wielkości niejednorodności czysto przypadkowych. W metodzie częstotliwościowej zaś, mimo możliwości wykrycia tych niejednorodności, trudno jest, jak już wiemy, ocenić wpływ odbić wynikających z niedopasowań na końcach toru oraz odbić w kablach i aparaturze pomiarowej na mierzony współczynnik echa.

Należy zauważyć, że wpływ niejednorodności okresowych nie tylko jest groźny dla systemów analogowych, lecz także dla systemów cyfrowych o dużej przelotności. W przypadku bowiem gdy częstotliwość taktowania będzie współmierna z okresem tych niejednorodności, wystąpi wzrost interferencji międzysymbolowej, a zatem wzrost prawdopodobieństwa błędu transmisji.

C. Rosman [3] do pomiaru niejednorodności toru współosiowego przy wielkich

¹⁾ Przy badaniu kabla normalnowymiarowego produkowanego w kraju stwierdzono wpływ niejednorodności okresowych na częstotliwościach pomiędzy 40–45 MHz [6].

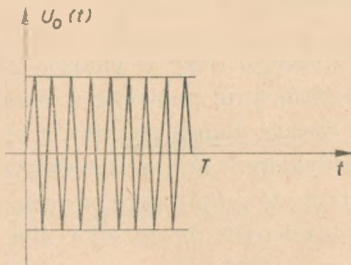
częstotliwościach zaproponował metodę, polegającą na zastosowaniu kluczowanych impulsów prądu zmiennego wielkiej częstotliwości. Metoda ta, podobnie jak metoda impulsowa, pozwala na rozróżnienie odbić zachodzących wewnątrz toru od odbić wynikających z niedopasowań na końcach badanego toru i w aparaturze. Będziemy ją dalej nazywać „metodą impulsowo-częstotliwościową”.

Praca niniejsza poświęcona jest omówieniu tej metody oraz teoretycznemu opisowi sygnałów echa własnego towarzyszących kluczowanym impulsom wielkiej częstotliwości. Opis taki może być przydatny do właściwej interpretacji wyników pomiarowych¹⁾.

3. METODA IMPULSOWO-CZĘSTOTLIWOŚCIOWA

2.1. Uzasadnienie fizyczne

Przy badaniu kabla współosiowego kluczowanymi impulsami prądu zmiennego wielkiej częstotliwości, które w dalszej części pracy nazywane będą „impulsami pomiarowymi” (rys. 1), wskutek niejednorodności impedancji toru otrzymamy na

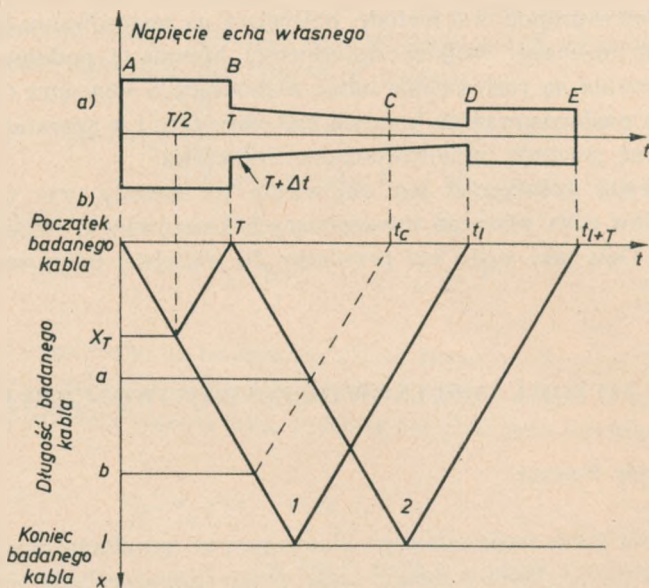


Rys. 1. Impuls wielkiej częstotliwości stosowany w metodzie impulsowo-częstotliwościowej

wejściu toru napięcie echa własnego. Przykładowy kształt obwiedni napięcia echa własnego (echogramu) przedstawiony jest na rys. 2a.

Przedstawiony echogram można podzielić na trzy części. Pierwszą część ($A-B$) stanowią odbicia impulsu pomiarowego od miejscowej impedancji toru. Długość odcinka $A-B$ odpowiada czasowi trwania impulsu pomiarowego, a amplituda napięcia echa własnego zależy od niedopasowania impedancji miejscowej na początku toru do impedancji aparatury pomiarowej. W szczególności należy tu uwzględniać odbicia od zmiennych impedancji giętkich kabli i złączy łączących aparaturę pomiarową z badanym torem. W praktyce amplituda odbić od impedancji miejscowej na początku toru jest co najmniej o rząd wielkości większa niż amplituda odbić pochodzących od wewnętrznych niejednorodności toru.

¹⁾ Analiza matematyczna takich sygnałów nie została w pracach [3] i [4] przeprowadzona.



Rys. 2. Impulsowo-częstotliwościowy sygnał echa

a) obwiednia sygnału echa własnego b) wykres przestrzenno-czasowy przebiegu impulsu pomiarowego w fazie 1. dla czoła impulsu, 2. dla końca impulsu

W rzeczywistości amplituda napięcia echa własnego tylko w punkcie *A* odpowiada odbiciu od impedancji miejscowej na wejściu toru, ponieważ w następnych punktach, zawartych między *A-B*, do odbić od wejścia dodają się odbicia od kolejnych wewnętrznych niejednorodności toru, napotykanym przy przemieszczaniu się impulsu pomiarowego ku końcowi kabla. Z powodów uprzednio wymienionych, dla uproszczenia rysunku, pominięto odbicia wewnętrzne na odcinku *A-B*.

Następna część echogramu, od momentu zakończenia czasu trwania impulsu pomiarowego (punkt *B*) do punktu *D*, odpowiada sumarycznym odbiciom od wewnętrznych niejednorodności wzdłuż kolejnych odcinków badanego toru.

Ostatnia część echogramu, odcinek *D-E*, odpowiada odbiciom od impedancji obciążenia toru i długość tego odcinka czasu równa jest czasowi trwania impulsu pomiarowego. Z przyczyn analogicznych, jak dla impedancji na wejściu toru, amplituda napięcia echa własnego, odpowiadająca odbiciom od impedancji obciążenia toru, jest na ogół znacznie większa od amplitudy echa pochodzącego od odbić od wewnętrznych niejednorodności toru.

Rozpatrzmy teraz następujące możliwości interpretacji podanego na rys. 2 echogramu.

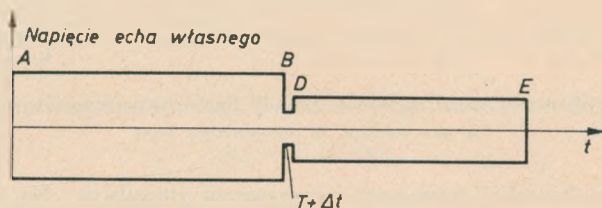
1. Czas trwania impulsu pomiarowego T jest mniejszy niż podwójny czas propagacji impulsu w torze — odpowiada to sytuacji przedstawionej na rys. 2a i b.

Ponieważ prędkość propagacji jest jednakowa dla impulsu pomiarowego prze-

mieszczącego się w kierunku końca toru, jak i dla odbić podążających ku początkowi toru, napięcie echa własnego, odpowiadające odbiciu w punkcie X_T (rys. 2b), pojawi się na wejściu toru w czasie T . Odcinek toru o długości X_T , mierzonej od początku toru, odpowiada połowie długości impulsu pomiarowego, a więc odbicie od niejednorodności toru w punkcie X_T pojawi się na wejściu w momencie zakończenia czasu trwania impulsu pomiarowego. Oczywiście nie będzie to odbicie tylko od niejednorodności w punkcie X_T , lecz także odbicie odpowiadające sumie wzajemnych oddziaływań niejednorodności na odcinku toru o długości X_T .

Na podstawie tego możemy stwierdzić, że amplituda napięcia echa w punkcie $T + \Delta t$ (rys. 2a), który znajduje się w bezpośredniej bliskości punktu T zależy tylko od czułości aparatury pomiarowej i od stromości impulsu pomiarowego, odpowiada sumarycznemu napięciu echa od odcinka toru długości X_T . Widać stąd, że jeśli będziemy wydłużali impuls pomiarowy, to będzie można pomierzyć odpowiedzi toru na impuls pomiarowy dla coraz dłuższej części toru.

2. Czas trwania impulsu pomiarowego jest prawie równy podwójnemu czasowi propagacji impulsu w torze; punkt B z rys. 2a znajduje się w bezpośredniej bliskości punktu D (rys. 3). W tym przypadku amplituda napięcia echa własnego w punkcie



Rys. 3. Kształt obwiedni napięcia echa własnego dla przypadku pomiaru całej długości kabla

$T + \Delta t$ odpowiada sumie oddziaływań wzajemnych niejednorodności na całej długości toru — oczywiście z pominięciem punktów początku i końca toru.

3. Określenie amplitudy napięcia echa własnego, odpowiadającego poszczególnym punktom zawartym w odcinku $B-D$ (np. w punkcie C , rys. 2a). Czas trwania impulsu pomiarowego jak dla przypadku 1.

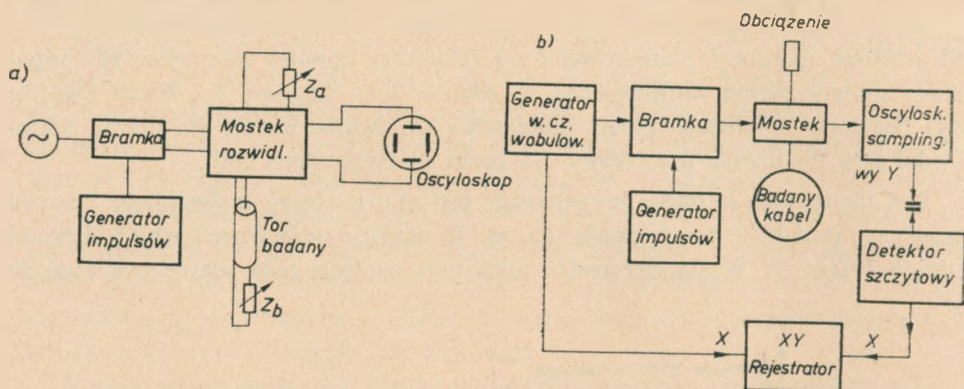
Zgodnie z punktem 1, amplituda napięcia echa w punkcie C jest odpowiedzią odcinka toru o długości równej połowie długości impulsu pomiarowego; na podstawie rys. 2b przez odpowiednie przerzutowanie odczytujemy, że jest to odcinek toru zawarty między punktem $a-b$. Otrzymujemy więc możliwość badania dowolnego fragmentu toru (odcinek $B-D$), którego długość możemy regulować przez zmianę długości impulsu pomiarowego.

We wszystkich tych przypadkach należy uwzględnić tłumienność podwójnej drogi impulsu pomiarowego w torze. Tłumienność toru należy przyjmować równą tłumienności toru przy częstotliwości kluczowanej.

2.2. Schemat blokowy układu pomiarowego

Metoda impulsowo-częstotliwościowa, jak wykazano, umożliwia pomiar współczynnika odbicia (napięcia echa własnego) od dowolnego fragmentu badanego toru, podobnie jak w metodzie impulsowej, a jednocześnie pomiary powyższe można wykonać w funkcji częstotliwości jak w metodzie analogowej.

Na rysunku 4a przedstawiono ideowy schemat blokowy metody impulsowo-częstotliwościowej. Z generatora wielkiej częstotliwości sygnał sinusoidalny dopro-



Rys. 4. Ideowy schemat blokowy metody impulsowo-częstotliwościowej:

a) idea pomiaru, b) automatyczny zapis

wadzany jest do bramki sterowanej generatorem impulsów. Na wyjściu bramki otrzymuje się impulsy wielkiej częstotliwości, które poprzez mostek rozdzielający doprowadzone są do badanego toru. Mostek rozdzielający pracuje na analogicznej zasadzie jak w metodach impulsowych. Sygnał echa jest obserwowany na ekranie oscyloskopu.

W artykule C. Rosmana [4] podano schemat blokowy umożliwiający automatyczny zapis obwiedni napięcia echa własnego w funkcji częstotliwości. Układ ten pokazano na rys. 4b.

Sygnał sondujący wielkiej częstotliwości, otrzymany na wyjściu bramki sterowanej generatorem impulsów poprzez układ mostka rozdzielającego, doprowadzany jest do wejścia badanego toru. Otrzymany sygnał zwrotny, odbity od impedancji wejściowej toru, niejednorodności wewnętrznych oraz impedancji obciążenia, zostaje wydzielony przez układ mostka i zarejestrowany na ekranie oscyloskopu próbkującego (samplingowego). Oscyloskop ten umożliwia próbkowanie badanego fragmentu obrazu, a więc po detektorze szczytowym otrzymamy sygnał odpowiadający amplitudzie napięcia echa własnego dowolnie wybranego fragmentu echogramu. Sygnał ten zostaje zapisany w rejestratorze samopiszącym XY, sterowanym z generatora wielkiej częstotliwości.

Jeśli więc będziemy zmieniali częstotliwość generatora wielkiej częstotliwości, to na rejestratorze otrzymamy zapis amplitudy napięcia echa własnego dowolnie wybranego punktu echogramu w funkcji częstotliwości.

3. ANALIZA SYGNAŁÓW ECHA WŁASNEGO

3.1. Pojęcia podstawowe

Dla przejrzystości przeprowadzonej analizy na wstępie przypomnimy pewne pojęcia i przyjmowane zwykle założenia, stosowane w teorii torów o małych częstotliwościach [1], [2], [5]. Pojęcia te są następujące.

1) Impedancja falowa miejscowa $Z(x)$. Wielkość ta jest zależna od współrzędnej odległości x , mierzonej wzdłuż osi toru, i wyraża się przybliżonym wzorem

$$Z(x) \cong \sqrt{\frac{L(x)}{C(x)}} \quad (1)$$

gdzie $L(x)$ — miejscowa indukcyjność jednostkowa toru,

$C(x)$ — miejscowa pojemność jednostkowa toru.

Dla dostatecznie dużych częstotliwości wielkość ta jest praktycznie niezależna od częstotliwości.

2) Impedancja falowa średnia Z_0 . Wielkość ta jest określana jako

$$Z_0 = E \{ Z(x) \} \quad (2a)$$

gdzie E oznacza operację uśredniania

lub

$$Z_0 = \frac{1}{l} \int_0^l Z(x) dx \quad (2b)$$

gdzie l jest długością toru.

3) Odchylenie impedancji falowej miejscowej od impedancji falowej średniej $S(x)$. Wielkość ta określona jest różnicą

$$S(x) = Z(x) - Z_0 \quad (3)$$

Zakłada się, że

$$|S(x)| \ll |Z_0|$$

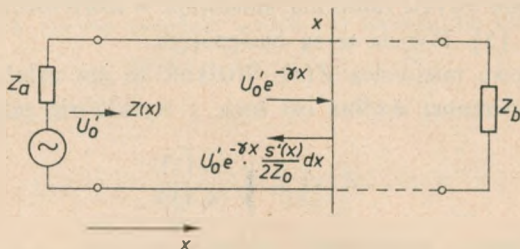
4) Tamowność jednostkowa miejscowa toru $\gamma(x)$. Przyjmuje się, że wielkość ta jest niezależna od x , zmiany $\gamma(x)$ są bowiem w praktyce pomijalne, tj. zakłada się, że

$$\gamma(x) \cong \gamma$$

5) Miejscowy elementarny współczynnik odbicia. Wielkość ta wynika ze zmian impedancji $Z(x)$ i określona jest zależnościami

$$\begin{aligned} dq(x) &\cong \frac{Z(x+dx) - Z(x)}{Z(x+dx) + Z(x)} \cong \frac{Z(x+dx) - Z(x)}{2Z_0} \cong \\ &\cong \frac{Z'(x)}{2Z_0} dx = \frac{S'(x)}{2Z_0} dx \end{aligned} \quad (4)$$

przy czym pochodną $S'(x)$ funkcji $S(x)$ należy uważać za pochodną dystrybucyjną, zawierającą dystrybucje δ w punktach, w których $Z(x)$ doznaje skoków. Na rysunku 5 przedstawiono tor niejednorodny w warunkach pracy. Z rysunku



Rys. 5. Tor niejednorodny w warunkach pracy. Na rysunku zaznaczono elementarny sygnał odbity

tego widać, że napięcie pierwotnej fali docelowej, doprowadzanej do wejścia toru, wyraża się wzorem

$$U_0' = E \frac{Z(0)}{Z_a + Z(0)} \quad (5)$$

Gdyby w torze była tylko jedna niejednorodność w punkcie x , to wtedy napięcie echa własnego na początku toru, wynikające z tej niejednorodności, byłoby równe

$$dU_{ei} = U_0' \frac{S'(x)}{2Z_0} e^{-2\gamma x} dx \quad (6)$$

Przy istnieniu wielu niejednorodności i przy uwzględnieniu założenia, że niejednorodności są małe, można pominąć wszystkie wielokrotne odbicia wewnętrzne, gdyż wpływ ich na całkowite napięcie echa własnego jest drugiego rzędu. W takim więc przypadku napięcie echa własnego od niejednorodności wewnętrznych wyraża się całką

$$U_{ei} = \frac{U_0'}{2Z_0} \int_0^l S'(x) e^{-2\gamma x} dx \quad (7)$$

Uwzględniając odbicie od obciążenia, całkowite napięcie echa własnego w torze możemy wyrazić wzorem

$$U_e = U_{ei} + q_b U_0' e^{-2\gamma l} \quad (8)$$

gdzie

$$q_b = \frac{Z_b - Z(l)}{Z_b + Z(l)} \quad (9)$$

jest współczynnikiem odbicia od obciążenia.

Znajdziemy jeszcze odpowiedź impulsową echa własnego, tj. przyjmiemy, że

$$u'_0(t) = \delta(t) \quad (10)$$

zakładając przy tym, że tor jest niezniekształcający, tj. że

$$\gamma = \alpha_0 + j \frac{\omega}{v_0} \quad (11)$$

gdzie

v_0 — stała prędkość propagacji fali w torze,

α_0 — stała tłumienność jednostkowa toru.

Ponadto założymy, że współczynnik odbicia jest rzeczywisty i niezależny od częstotliwości. Na podstawie (7) i (8) możemy napisać

$$u_e(t) = \mathcal{F}^{-1} \left\{ \frac{1}{2Z_0} \int_0^l S'(x) e^{-2\alpha_0 x} \cdot e^{-j \frac{2\omega}{v_0} x} dx + q_b e^{-2\alpha_0 l} \cdot e^{-j \frac{2\omega}{v_0} l} \right\} \quad (12)$$

Ponieważ $S'(x)$ jest funkcją rzeczywistą i niezależną od częstotliwości, więc

$$\mathcal{F}^{-1} \left\{ e^{-j \frac{2\omega}{v_0} x} \right\} = \delta \left(t - \frac{2x}{v_0} \right) \quad (13)$$

Korzystając z własności impulsu Diraca

$$a \delta(at) = \delta(t) \quad \text{i} \quad \delta(-t) = \delta(t)$$

równanie (13) przyjmuje postać

$$\mathcal{F}^{-1} \left\{ e^{-j \frac{2\omega}{v_0} x} \right\} = \frac{v_0}{2} \delta \left(x - \frac{v_0 t}{2} \right) \quad (14)$$

a ponieważ

$$\int_{-\infty}^{\infty} f(x) \delta(x-a) dx = f(a)$$

więc równanie (12) przekształca się do postaci

$$u_e(t) = q_e(t) = \frac{v_0}{4Z_0} S' \left(\frac{v_0 t}{2} \right) e^{-\alpha_0 v_0 t} + q_b e^{-2\alpha_0 l} \cdot \delta \left(t - \frac{2l}{v_0} \right) \quad (15)$$

przy czym

$$q_{ei}(t) = \frac{v_0}{4Z_0} S' \left(\frac{v_0 t}{2} \right) \cdot e^{-\alpha_0 v_0 t} \quad \text{dla} \quad 0 \leq t < \frac{2l}{v_0} \quad (16)$$

jest odpowiedzią impulsową echa własnego od niejednorodności wewnętrznych, a

$$q_b \cdot \delta\left(t - \frac{2l}{v_0}\right) e^{-2\gamma_n t} \quad (17)$$

jest impulsem odbitym od impedancji obciążenia. Równanie (15) stanowi podstawę impulsowej metody pomiaru niejednorodności.

3.2. Współczynniki echa własnego

Współczynnikiem echa nazywa się stosunek napięcia zespolonego echa $U_{ei}(\omega)$ do napięcia zespolonego pierwotnej fali docelowej $U'_0(\omega)$, doprowadzanej do wejścia toru. Współczynnik ten na zasadzie wzoru (8) wyraża się wzorem

$$Q_e(\omega) = Q_{ei}(\omega) + q_b \cdot e^{-2\gamma l} \quad (18)$$

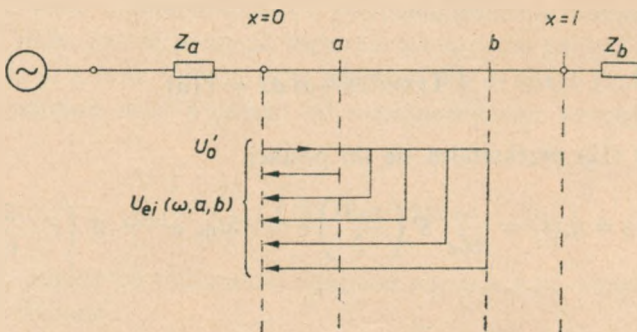
przy czym na zasadzie (7)

$$Q_{ei}(\omega) = \frac{U_{ei}(\omega)}{U'_0(\omega)} = \frac{1}{2Z_0} \int_0^l S'(x) \cdot e^{-2\gamma x} dx \quad (19)$$

Widać, że współczynnik Q_{ei} uwzględnia tylko sygnały odbite od niejednorodności wewnętrznych toru na całej jego długości od 0 do l . Współczynnik ten będziemy dalej nazywać całkowitym współczynnikiem echa własnego od niejednorodności wewnętrznych toru.

Wprowadzimy pojęcie przedziałowego współczynnika echa $Q_{ei}(\omega, a, b)$, określonego jako stosunek napięcia zespolonego $U_{ei}(\omega, a, b)$ echa obserwowanego na wejściu toru, a wynikającego z odbić od niejednorodności jedynie w przedziale $x \in [a, b]$ toru, do napięcia zespolonego pierwotnej fali docelowej $U'_0(\omega)$ (rys. 6). Współczynnik ten wyraża się oczywistym wzorem

$$Q_{ei}(\omega, a, b) = \frac{U_{ei}(\omega, a, b)}{U'_0(\omega)} = \frac{1}{2Z_0} \int_a^b S'(x) e^{-2\gamma x} dx \quad (20)$$



Rys. 6. Echo własne wynikające z odbić w przedziale $[a, b]$

Zauważmy, że całkowity współczynnik echa od niejednorodności wewnętrznych jest równy

$$Q_{ei}(\omega) = Q_{ei}(\omega, 0, l) \quad (21)$$

Jeżeli fala doprowadzana do toru jest falą sinusoidalnie zmienną w czasie, tj. gdy

$$u'_0(t) = \text{Re} \{e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)}\} \quad (22)$$

to sygnał echa własnego wyraża się wzorem

$$u_e(t) = \text{Re} \{Q_e(\omega_0) e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)}\} = \text{Re} \{Q_{ei}(\omega_0, 0, l) e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)}\} + \text{Re} \{q_b e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)}\} \quad (23)$$

z którego widać, że amplituda sygnału echa od niejednorodności jest równa modułowi $|Q_{ei}(\omega_0, 0, l)|$.

Przekształćmy wzór (20), wprowadzając w nim nową zmienną całkowania

$$x = \frac{v\tau}{2}$$

i podstawiając $\gamma = \alpha + j \frac{\omega}{v}$. W rezultacie napiszemy

$$Q_{ei}(\omega, a, b) = \frac{v}{4Z_0} \int_{t_a}^{t_b} S' \left(\frac{v\tau}{2} \right) e^{-\alpha v\tau} \cdot e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (24)$$

gdzie

$$t_a = \frac{2a}{v} \quad \text{oraz} \quad t_b = \frac{2b}{v}$$

Warto zwrócić uwagę na fakt, iż w przypadku gdy prędkość fazowa v jest zależna od częstotliwości, wielkości t_a i t_b są również od niej zależne. Jedynie w przypadku stałej prędkości fazowej wielkości te będą zależne tylko od odległości a i b .

Napiżemy wzór dotyczący odpowiedzi echa własnego od niejednorodności w przedziale $[a, b]$ na sygnał sinusoidalny określony zależnością (22). Wzór ten ma oczywistą postać

$$\begin{aligned} u_{ei}(t, a, b) &= \text{Re} \{Q_{ei}(\omega_0, a, b) e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)}\} = \\ &= \text{Re} \left\{ e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)} \cdot \frac{v(\omega_0)}{4Z_0} \int_{t_a(\omega_0)}^{t_b(\omega_0)} S'(x) e^{-\alpha(\omega_0) \cdot v(\omega_0) \cdot \tau} \cdot e^{-j\omega_0 \tau} d\tau \right\} \end{aligned} \quad (25)$$

Wzór ten będzie przydatny do interpretacji zależności, którymi zajmiemy się niżej.

3.3. Impulsowo-częstotliwościowe sygnały echa własnego

Rozpatrzmy teraz sygnały echa własnego w przypadku, gdy sygnał doprowadzany do toru ma postać interesującego nas impulsu wielkiej częstotliwości (rys. 1), a więc gdy

$$u'_0(t) = g_T(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) = \text{Re} \{g_T(t) e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)}\} \quad (26)$$

gdzie

$$g_T(t) = \begin{cases} 1, & \text{dla } 0 \leq t \leq T \\ 0, & \text{dla pozostałych } t \end{cases} \quad (27)$$

Druga postać zapisu (26) wskazuje, że jeśli znajdziemy odpowiedź na sygnał zespolony o postaci

$$u'_0(t) = g_T(t) e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)} \quad (28)$$

to odpowiedź na sygnał rzeczywisty (26) można następnie określić znajdując część rzeczywistą odpowiedzi na sygnał (28).

Znalezienie odpowiedzi na ten sygnał w ogólnym przypadku toru ze zniekształceniami nie jest proste; jeżeli jednak założyć, że tor jest niezniekształcający, tzn. że jego tamowność jednostkowa wyraża się wzorem (11), to zagadnienie to znacznie się upraszcza i można się przy tym oprzeć na odpowiedzi impulsowej echa, wyrażonej wzorem (16). Należy jeszcze zauważyć, że założenie o niezniekształcalności toru jest w rozpatrywanym przypadku bardziej uzasadnione niż w przypadku badania echa towarzyszącego krótkim impulsom takim, jakie są stosowane w metodach impulsowych. Rozpatrywane obecnie impulsy wielkiej częstotliwości są bowiem — w przeciwieństwie do poprzednich — sygnałami wąskopasmowymi, których widmo skoncentrowane jest w otoczeniu częstotliwości ω_0 .

Poszukiwany sygnał echa własnego od niejednorodności wewnętrznych wyraża się splotem

$$u_{ei}(t) = q_{ei}(t) * u'_0(t)$$

skąd, uwzględniając zależności (16) i (28), otrzymujemy

$$u_{ei}(t) = \frac{v_0}{4Z_0} \int_0^{t_1} S' \left(\frac{v_0 \tau}{2} \right) e^{-\alpha_0 v_0 \tau} \cdot g_T(t - \tau) e^{j[\omega_0(t - \tau) + \varphi_0]} d\tau$$

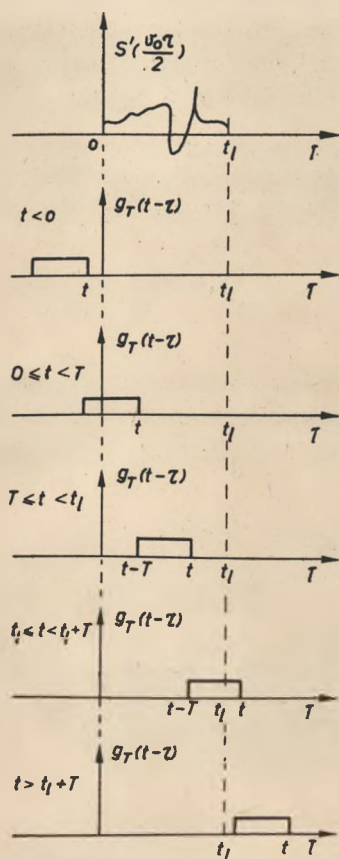
lub

$$u_{ei}(t) = e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)} \cdot \frac{v_0}{4Z_0} \int_0^{t_1} S' \left(\frac{v_0 \tau}{2} \right) e^{-\alpha_0 v_0 \tau} \cdot g_T(t - \tau) e^{-j\omega_0 \tau} d\tau \quad (29)$$

gdzie

$$t_1 = \frac{2l}{v_0}$$

Przedyskutujemy teraz powyższe wyrażenie, przy czym założymy, że szerokość impulsu T jest co najwyżej równa t_1 . Na rysunku 7 pokazano możliwe położenia impulsu $g_T(t - \tau)$ względem funkcji $S' \left(\frac{v_0 \tau}{2} \right)$, która jest nierówna zero jedynie w przedziale $[0, t_1]$. Uwzględniając sytuację, pokazaną na tym rysunku, znajdujemy



Rys. 7. Przebiegi funkcji $S' \left(\frac{v_0 \tau}{2} \right)$ i $g_T(t-\tau)$, występujące w calce wzoru (29)

a) Dla $0 \leq t < T$

$$u_{ei}(t) = e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)} \cdot \frac{v_0}{4Z_0} \int_0^t S' \left(\frac{v_0 \tau}{2} \right) e^{-\alpha_0 v_0 \tau} \cdot e^{-j\omega_0 \tau} d\tau \quad (30a)$$

b) Dla $T \leq t < t_l$

$$u_{ei}(t) = e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)} \cdot \frac{v_0}{4Z_0} \int_{t-T}^t S' \left(\frac{v_0 \tau}{2} \right) e^{-\alpha_0 v_0 \tau} \cdot e^{-j\omega_0 \tau} d\tau \quad (30b)$$

c) Dla $t_l \leq t < t_l + T$

$$u_{ei}(t) = e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)} \cdot \frac{v_0}{4Z_0} \int_{t-T}^{t_l} S' \left(\frac{v_0 \tau}{2} \right) e^{-\alpha_0 v_0 \tau} \cdot e^{-j\omega_0 \tau} d\tau \quad (30c)$$

d) Jeżeli $t < 0$ lub $t > t_l + T$, to w obydwu przypadkach $u_{ei}(t) = 0$.

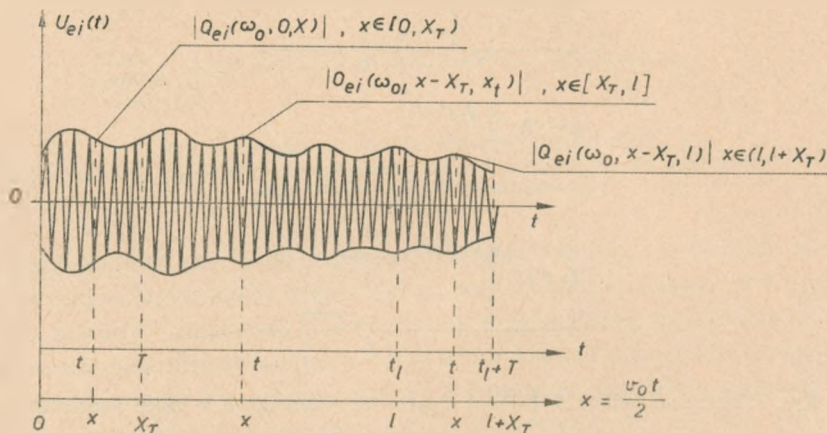
Powyższe wyrażenia reprezentują sygnały o modulowanej amplitudzie. Porównując te wyrażenia ze wzorem (25), przy uwzględnieniu w nim, że tor jest niezniekształcający, możemy wyrażenia (30) napisać w postaci

$$u_{ei}(t) = e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)} \cdot \begin{cases} Q_{ei}(\omega_0, 0, x_t) & \text{dla } 0 \leq t < T & \text{a)} \\ Q_{ei}(\omega_0, x_t - X_T, x_t) & \text{dla } T \leq t < t_l & \text{b)} \\ Q_{ei}(\omega_0, x_t - X_T, l) & \text{dla } t_l \leq t < t_l + T & \text{c)} \end{cases} \quad (31)$$

gdzie oznaczono

$$x_t = \frac{v_0 t}{2} \quad X_T = \frac{v_0 T}{2} \quad (32)$$

Ponieważ odpowiedzi na rzeczywisty sygnał określony wzorem (26) uzyskuje się przez wzięcie części rzeczywistych z wyrażeń (31), wyrażenia te zatem pozwalają interpretować przebieg sygnału echa. Przebieg ten pokazano przykładowo na rys. 8.



Rys. 8. Przykładowy sygnał echa własnego od niejednorodności wewnętrznych toru. Na rysunku zaznaczono wartość obwiedni sygnału w poszczególnych przedziałach czasowych

Uwaga: Na powyższym rysunku, w przeciwieństwie do rys. 2, nie zaznaczono odbić powstałych na wejściu i wyjściu toru

Należy zwrócić uwagę, że wartości obwiedni sygnału echa w poszczególnych momentach czasu są równe modułom współczynników echa własnego przy częstotliwości ω_0 wynikającym z odbić wewnątrz odpowiednich odcinków toru. W szczególności: 1° Jeżeli we wzorze (31b) przyjąć $t = t_0 \cong T \cong t_l$, to obwiednia sygnału w tym punkcie będzie równa

$$|Q_{ei}(\omega_0, 0, l)|$$

co wskazuje na to, iż wyznaczając wielkość obwiedni w tym punkcie wyznaczamy współczynnik echa własnego od niejednorodności wewnętrznych w całym torze.

2° Jeżeli T jest mniejsze niż t_l , to określając wielkość obwiedni w momencie t_b w przedziale $[T, t_l)$ wyznaczamy wartość $|Q_{ei}(\omega_0, a, b)|$

gdzie

$$b = \frac{v_0 t_b}{2} \quad a = b - X_T$$

a więc wartość przedziałowego współczynnika echa uwzględniającego niejednorodności odcinka toru długości X_T , zawartego pomiędzy odległościami a i b .

3° Jeżeli przyjąć, że T jest mniejsze niż t_l i wyznaczyć wielkość obwiedni w momencie $t_b \cong T$, to można otrzymać wartość przedziałowego współczynnika echa własnego, uwzględniającego niejednorodności początkowego odcinka toru długości X_T $|Q_{ei}(\omega_0, 0, X_T)|$

Zauważmy jeszcze, że powyższa dyskusja dotyczyła przedziału $[T, t_l)$, w którym obowiązuje wzór (31b), a więc przedziału, w którym na sygnał echa od niejednorodności wewnętrznych nie nakładają się ani sygnały echa od obciążenia, ani sygnały powstające w aparaturze, w kablach i złączach doprowadzających. Zauważmy, że pierwsze z tych sygnałów występują dopiero przy $t > t_l$ (wzór 8), podczas gdy drugie — przy $t < T$ (rys. 2). Ponieważ całkowite usunięcie tych sygnałów może być niemożliwe, można zatem przypuszczać, że nie da się wykorzystać wniosków ze wzorów (31a i c). Oznacza to, że trudno jest zmierzyć moduły przedziałowych współczynników echa własnego w odcinkach odległych od końców toru o mniej niż X_T .

Warto jeszcze zwrócić uwagę na fakt, że jeżeli szerokość impulsu T jest na tyle mała, że

$$e^{-\alpha_0 v_0 T} = e^{-2\alpha_0 X_T} \cong 1$$

to wtedy w całości wzoru (31b) można pominąć zmienność czynnika $e^{-\alpha_0 v_0 t}$ w przedziale całkowania i zastąpić go wyrażeniem $e^{-\alpha_0 v_0 (t-T/2)}$, które można wynieść przed całkę. Jeżeli tak postąpić, to wzór (31b) można napisać w postaci

$$u_{ei}(t) = e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)} \cdot e^{-\alpha_0 v_0 t} \cdot Q'_{ei}(\omega_0, x_t - X_T, x_t) \quad (33)$$

przy czym $T \leq t < t_l$ oraz gdzie Q'_{ei} jest przedziałowym współczynnikiem echa własnego w przypadku, gdyby rozpatrywany tor był bezstratny. Współczynnik ten jest bardziej miarodajny dla oceny niejednorodności niż uwzględniający straty współczynnik Q_{ei} , sygnały echa powracającego do miejsca obserwacji z dużych odległości są bowiem silnie tłumione w torze. Wzór (33) pozwala wnioskować o wielkości $|Q'_{ei}|$ na podstawie pomierzonej wartości Q_{ei} .

4. ZAKOŃCZENIE

Rozważania dotyczące zarówno strony fizycznej, jak i matematycznej zjawiska echa przy metodzie impulsowo-częstotliwościowej pozwalają stwierdzić:

1) Możliwość łatwego odróżnienia odbić pochodzących od impedancji miejscowych na wejściu i wyjściu toru oraz dzięki temu wyeliminowanie ich wpływu na napięcie echa własnego od niejednorodności wewnętrznych.

- 2) Możliwość analizy niejednorodności całej długości toru.
- 3) Możliwość analizy jednorodności odcinka toru od jego początku do dowolnie ustalonego punktu.
- 4) Możliwości pomiaru dowolnego odcinka toru o dowolnej długości, przy uwzględnieniu zastrzeżeń podanych w rozdziale 3.

Ponadto z przeprowadzonych rozważań wynika teoretyczna możliwość pomiaru impedancji falowych miejscowych na końcach toru (wzór 8).

Na zakończenie należy dodać, że przy zmianie wielkiej częstotliwości ω_0 używa się charakterystyki częstotliwościowe zmierzonych wielkości.

WYKAZ LITERATURY

1. *Fuchs G.* Réflexions dues aux irrégularités d'impédance dans un câble coaxial. Câbles et Transm. nr 2, 1953
2. *Kaden H.* Impulse und Schaltvorgänge in der Nachrichtentechnik. München: R. Oldenbourg, 1957
3. *Rosman C.* Assesment of coaxial cable for frequency — division — multiplex transmission by means of a c.w. — burst test signal. Proc. IEE No 1, 1970
4. *Rosman C.* Sweep — frequency measurement of structural return loss by a carrier — burst method. Electron. Letters No 9, 1971
5. *Rydel M.* Parametry niejednorodnych torów współosiowych i metody ich pomiaru. Zeszyty Naukowe Politechniki Warszawskiej „Elektryka” z. 37, 1964
6. *Szpigler Z.* i inni. Wyniki badań odcinków fabrykacyjnych kabli współosiowych normalno-wymiarowych w zakresie częstotliwości do 60 MHz. IT — PW, opracowanie wewnętrzne, 1972
7. *Zawadzki M., Rydel M.* Zagadnienie pomiarów niejednorodności torów współosiowych metodą impulsowo-częstotliwościową. Instytut Teleelektroniki Politechniki Warszawskiej — opracowanie wewnętrzne, 1974

M. Рыдель, М. Завадзкі

НЕКОТОРЫЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ ИЗМЕРЕНИЙ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ ИМПЕДАНСА КООКСИАЛЬНОГО КАБЕЛЬНОГО ТРАКТА В СЛУЧАЕ УПОТРЕБЛЕНИЯ ИМПУЛЬСНО-ЧАСТОТНОГО МЕТОДА

Резюме

Рассмотрены здесь физические основы импульсно-частотного метода измерений неоднородностей импеданса высокочастотных трактов. Проведено теоретический анализ отражений, возникающих при возбуждении тракта включением высокочастотных импульсов. Проведено дискусию над полученными результатами в зависимости от свойств рассматриваемого тракта и длительности применяемого высокочастотного импульса.

Анализ импульсно-частотного измерительного метода доказывает возможность раз-

делять отражения, возникающие на концах тракта от отражений, возникающих внутри целого тракта или внутри особо желанных его участков. Результаты эти доказывают тоже возможность провести оценку неоднородностей импеданса, выступающих в линии на протяжении от начала тракта до его желательного пункта. Измерения местных волновых импедансов на обоих концах тракта являются тоже возможны.

M. Rydel, M. Zawadzki

SOME THEORETICAL PROBLEMS OF IMPEDANCE IRREGULARITY MEASUREMENTS IN COAXIAL CABLES BY MEANS OF "C.W. — BURST TEST SIGNALS"

Summary

In the paper the physical essentials of the "C.W. — burst test signals" measuring method of high frequency line impedance irregularities have been presented. A theoretic echo analysis has been performed, applying the high frequency keyed pulses to the input of the line.

The obtained results have been discussed in function of the transmitting line characteristics and of the applied pulse duration. The analysis of the obtained results of the "C.W. — burst test signal" measuring method allows to differentiate the echos arising at both ends of the line from the echos resulting inside the line as a whole or inside the chosen line sections. These results enable also the assesment of echos originating from impedance irregularities all along the line, from its beginning up to the optionally chosen point. The measurements of local impedances on both ends of the line are also possible.

M. Rydel, M. Zawadzki

CERTAINS PROBLEMES THEORIQUES DE MESURE DES IRREGULARITES D'IMPEDANCE DANS LES CABLES COAXIAUX AU MOYEN D'UNE METHODE DE „CW BURST SIGNALS"

Résumé

Dans l'article on expose les principes physiques d'une méthode de mesure des irrégularités d'impédance d'une ligne de haute fréquence. Une analyse théorique de réflexions mesurées à l'entrée de la ligne a été réalisée en utilisant des impulsions de haute fréquence manipulées.

Les résultats obtenus ont été analysés en fonction des particularités de câble et de la durée des impulsions.

Les résultats de l'analyse des mesures, réalisée au moyen de ladite méthode, permettent d'évaluer les réflexions aux extrémités de la ligne, à l'intérieur de la ligne entière ou à l'intérieur de son secteur spécialement choisi.

Ces résultats permettent aussi d'apprécier les réflexions dans la ligne à partir de son début jusqu'à un point quelconque et de mesurer les impédances locales à deux extrémités de la ligne.

M. Rydel, M. Zawadzki

THEORETISCHE MESSPROBLEME DER UNGLEICHARTIGKEIT VON KOAXIALLEITUNGEN MITTELS EINER IMPULS-FREQUENZARTIGEN METHODE

Zusammenfassung

Es wurden die physikalischen Grundlagen einer impuls-frequenzartigen Messmethode der Ungleichartigkeit von Hochfrequenzleitungen besprochen.

Es wurde eine theoretische Analyse der Echosignale mit Verwendung der getasteten Hochfrequenzimpulse am Leitungseingang durchgeführt.

Die erhaltenen Resultate dieser Analyse wurden je nachdem besprochen, ob sie von Eigenschaften des Übertragungsweges oder von der Dauerzeit der angewandten Impulse abhängen.

Resultate der impuls-frequenzartigen Messmethode ermöglichen das am Leitungsende entstehende Echo von dem Echo zu unterscheiden, das infolge der Ungleichartigkeit in ganzer Leitung oder in speziell ausgewählten Abschnitten entsteht.

Es ist möglich, die zwischen dem Eingang und einem beliebigen Punkt der Leitung auftretenden Ungleichartigkeit zu bewerten. Die Messungen der Wellenimpedanzen an beiden Enden der Kabelleitung sind auch möglich.

STANISŁAW SYPNIEWSKI

621.396.97

621.375.4

621.376

TRANZYSTOROWY CZŁON WZBUDZAJĄCY NADAJNIKA RADIOFONICZNEGO Z SILNYM UJEMNYM SPRZĘŻENIEM ZWROTNYM

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 10 lutego 1975 r.

W artykule omówiono sposób realizacji silnego ujemnego sprzężenia zwrotnego w tranzystorowym członie wzbudzającym współczesnego nadajnika radiofonicznego fal średnich, przeznaczonego do pracy bezobsługowej. Moc fali nośnej, zależnie od użytej tetrody wzmacniacza liniowego, może w tych warunkach wynosić od 1 do 5 kW. W członie wzbudzającym zastosowano rezonansowy modulator amplitudowy klasy D, obejmujący dwa wzmacniacze modulowane o zsumowanej mocy wyjściowej. Wynosi ona nieco ponad 100 W, przy czym wzmacniacz modulujący zrealizowano w postaci stabilizatora napięcia zasilania sterowanego napięciem o częstotliwości akustycznej. Układ jego nie zawiera żadnego transformatora, lecz jedynie elementy *RC*. Przeprowadzono dyskusję przyjętego rozwiązania, ze szczególnym uwzględnieniem niezbędnego kształtowania charakterystyki amplitudowej i fazowej wzmacniacza modulującego. W zakończeniu zestawiono uzyskane parametry elektryczne urządzenia.

WSTĘP

Koncepcja nowoczesnego nadajnika radiofonicznego o mocy rzędu pojedynczych kilowatów często jest oparta na układzie składającym się z tzw. członu wzbudzającego tranzystorowego, zawierającego rezonansowy modulator amplitudowy, oraz jednolampowego tetrodowego wzmacniacza liniowego mocy [1], [2], [8].

Ze względu na prostotę rozwiązania członu wzbudzającego jest dogodnie zastosować rezonansowy modulator amplitudowy pracujący w klasie D. Dzięki temu uzyskuje się lepsze parametry sygnału wyjściowego z członu wzbudzającego, niż to może zapewnić półprzewodnikowy układ konwencjonalny, pracujący w klasie B lub C.

Parametry sygnału wyjściowego nadajnika będą przy takim rozwiązaniu uzależnione przede wszystkim od warunków pracy lampowego wzmacniacza liniowego mocy.

Przy powszechnej dążności do budowy radiofonicznych urządzeń nadawczych, przystosowanych do pracy bezobsługowej, staje się oczywista tendencja zmierzająca do maksymalnego uproszczenia zastosowanego rozwiązania układowego. W konsekwencji należy się liczyć ze znacznym wykorzystaniem tetrody i żarzeniem jej z jednofazowego transformatora sieciowego, co wprowadza nieliniowość przebiegów i przydźwięk sieciowy.

W wyniku tego parametry elektryczne sygnału wyjściowego z trudnością spełniają wymagania stawiane przez polską normę branżową¹⁾ na nadajniki radiofoniczne z modulacją amplitudową.

W tej sytuacji staje się oczywiste stosowanie silnego ujemnego sprzężenia zwrotnego, które swą pętlą obejmuje całość układu nadajnika, poczynając od obwodu anteny — aż do zacisków wejściowych wzmacniacza modulującego w członie wzbudzającym. Dzięki temu jest możliwe wyrównanie zniekształceń harmonicznnych i tłumieniowych oraz uzyskanie wymaganego niskiego poziomu napięć zakłócających, powodowanych przez pracę lampowego wzmacniacza mocy.

Ze względu na specyficzne częstotliwościowe własności elementów półprzewodnikowych oraz znaczną liczbę stopni wzmocnienia, wchodzących do układu członu wzbudzającego, rozwiązanie zagadnienia stosowania silnego ujemnego sprzężenia zwrotnego, obejmującego całość nadajnika, nie jest zadaniem prostym.

W dalszej części artykułu przeprowadzono dyskusję tego zagadnienia oraz omówiono sposób rozwiązania i osiągnięte wyniki.

1. WYBÓR UKŁADU TRANZYSTOROWEGO WZMACNIACZA MODULUJĄCEGO

W tranzystorowym modulatorze amplitudowym klasy D jako wzmacniacz modulujący może być użyty w zasadzie odpowiedniej mocy wzmacniacz sygnałów o częstotliwościach akustycznych, pracujący w dowolnym układzie.

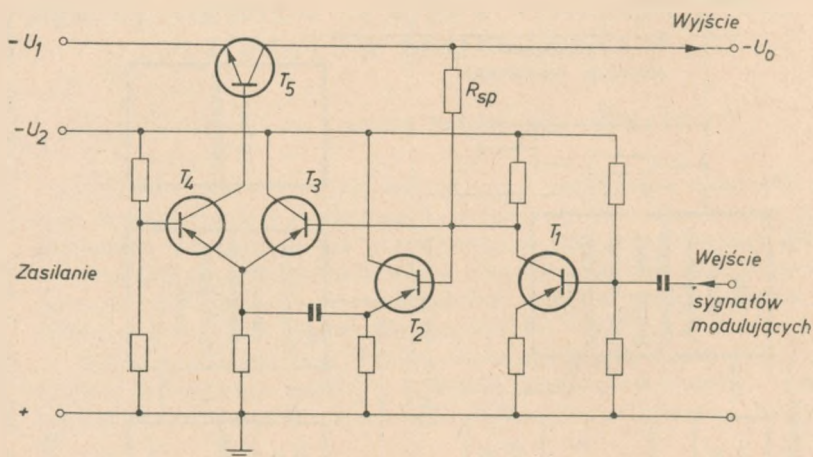
Oczywiście, biorąc pod uwagę układy tranzystorowe, które pracują przy modulacji amplitudowej, należy dążyć do uzyskania możliwie dużej liczby godzin bezawaryjnej pracy nadajnika (MTBF). Warunek ten sprowadza się między innymi do ochrony tranzystorów od możliwości występowania chwilowych przepięć, które mogą występować przy nagłych zmianach poziomu sygnału na wejściu wzmacniacza modulującego, z czym należy się zawsze liczyć w eksploatacji urządzeń radiofonicznych. Z tego więc względu konwencjonalny układ wzmacniacza przeciwobnego klasy B lub AB, pracującego jako wzmacniacz modulujący, jest raczej niewskazany i wymagałby stosowania ograniczników amplitudowych w akustycznych układach wejściowych.

Po przeanalizowaniu możliwości zastosowania różnych układów, jako wzmac-

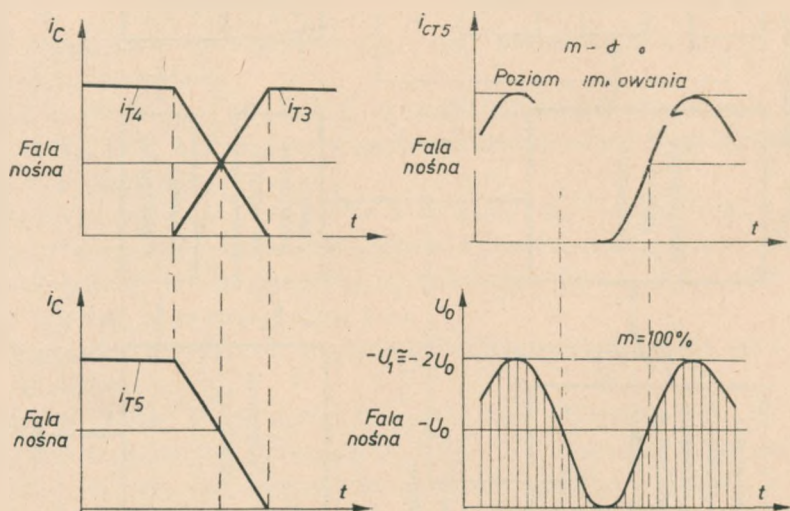
¹⁾ Norma BN 71/3321-01.

niacz modulujący wykorzystano ostatecznie stabilizator napięcia sterowany napięciem o częstotliwości akustycznej [2], odpowiednio do tego celu zmodyfikowany¹⁾.

Stabilizator, pracując w układzie RC , spełnia rolę beztransformatorowego wzmacniacza modulującego i jest właściwie elektronowo sterowanym rezystorem, który został włączony od strony zasilania kolektora modulowanego wzmacniacza rezonansowego.

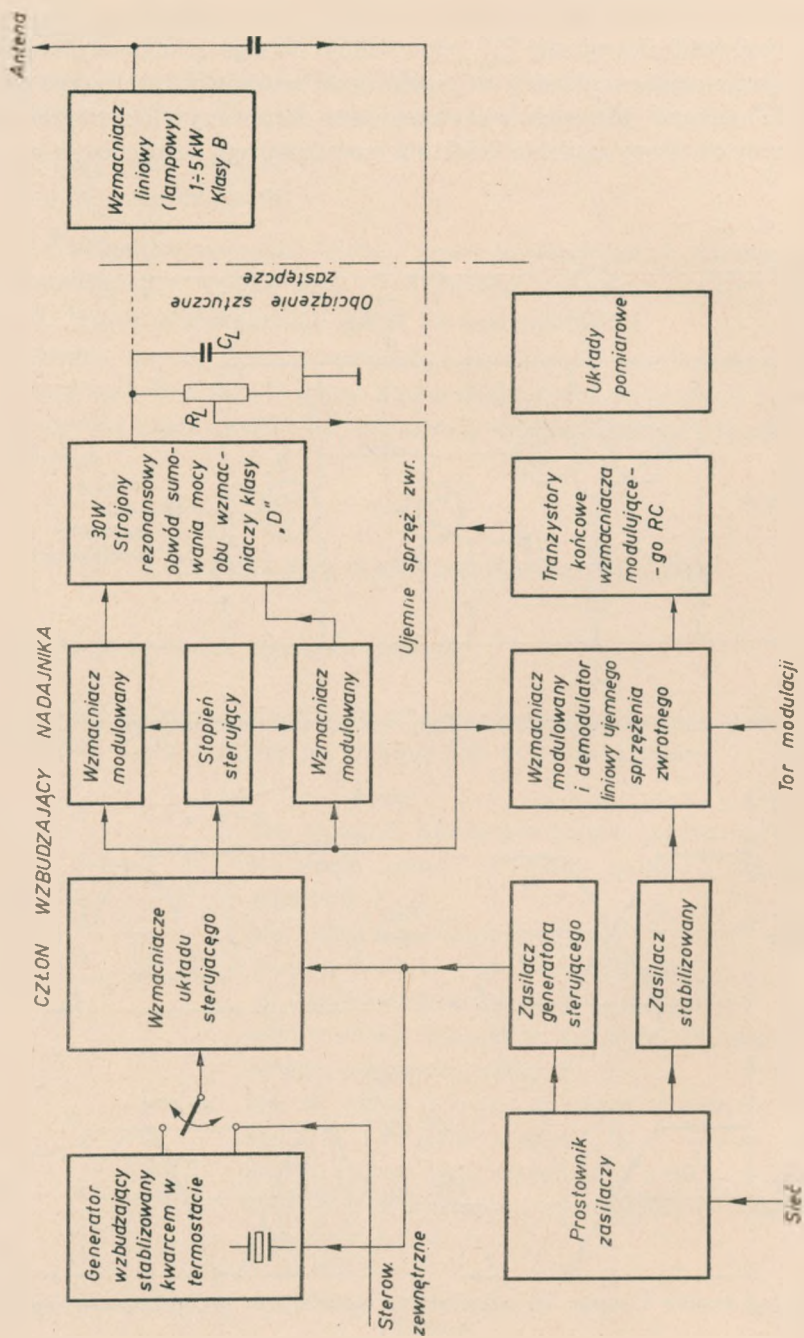


Rys. 1. Zasadniczy człon beztransformatorowego wzmacniacza modulującego w układzie RC



Rys. 2. Przebiegi prądów i napięć we wzmacniaczu modulującym RC pracującym wg układu z rys. 1

¹⁾ Stabilizator taki był przedmiotem pracy dyplomowej mgr inż. Z. Szola, wykonywanej pod kierunkiem autora.



Rys. 3. Współczesny układ radiofonicznego nadajnika o mocy 1 do 5 kW fali nośnej

Jak wynika z rozpatrzenia rysunków 1 oraz 2 zasadniczy układ elektryczny tego typu wzmacniacza modulującego oparto na tranzystorze T_5 , który spełnia rolę sterowanej rezystancji. Wartość tej rezystancji jest uzależniona od sygnałów przychodzących dwiema drogami. Jednym z tych sygnałów jest sygnał modulujący, doprowadzany przez tranzystory T_1 , T_2 i T_4 , natomiast drugi sygnał, doprowadzany przez tranzystory T_1 , T_3 i T_4 , służy do stabilizacji średniej wartości napięcia zasilania wzmacniacza modulowanego na poziomie odpowiadającym fali nośnej, podobnie jak w typowym stabilizatorze. Pętla wewnętrzznego ujemnego sprzężenia zwrotnego, obejmująca cztery spośród pięciu pracujących tranzystorów i zamknięta przez rezystor R_{sp} , ma na celu zmniejszenie nieliniarnych zniekształceń układu.

Wadą opisanego wzmacniacza modulującego jest jego mała sprawność energetyczna, wynikająca z przyjętej zasady działania. Pożądaną natomiast i istotną zaletą tego układu (zwłaszcza w stosunku do układów tranzystorowych) jest jego zdolność do wyraźnego ograniczania sygnałów wyjściowych. Efekt ten występuje przy głębokości modulacji we wzmacniaczu modulowanym odpowiadającej $m = 100\%$.

Mała sprawność energetyczna tego typu wzmacniacza modulującego nie odgrywa jednak zasadniczej roli w bilansie energetycznym całości nadajnika, gdyż mamy tu do czynienia z małymi mocami. W związku z tym opisywany układ wzmacniacza modulującego RC może być wykorzystywany w amplitudowo modulowanym członie wzbudzającym nadajnika, przeznaczonym do sterowania liniowego wzmacniacza lampowego, zasilającego antenę nadawczą.

Producenci wielu krajów rozwiązują dziś nadajniki o mocy rzędu 1 do 5 kW właśnie w sposób podobny do opisywanego. Są one przeznaczane przeważnie dla lokalnych stacji nadawczych lub jako stacje wypełniające luki w zasięgu ośrodków nadawczych sieci głównej. W rozwiązaniu takim stosuje się tylko jedną lampę nadawczą, pracującą w układzie liniowego wzmacniacza drgań modulowanych, która jest sterowana przez tranzystorowy człon wzbudzający, zawierający modulator amplitudowy. Zapewnia to znaczne uproszczenie konstrukcji nadajnika, co sprzyja jego dużej niezawodności pracy, pozwalającej na jego bezobsługową eksploatację. Układ blokowy takiego nadajnika podano na rys. 3 oraz omówiono w [1], [2] i [3].

W rozwiązaniach praktycznych należy się jednak liczyć z koniecznością uwzględnienia całego szeregu dodatkowych warunków, które rzutują na rozwiązanie układowe urządzenia.

2. UJEMNE SPRZĘŻENIE ZWROTNE W NADAJNIKU

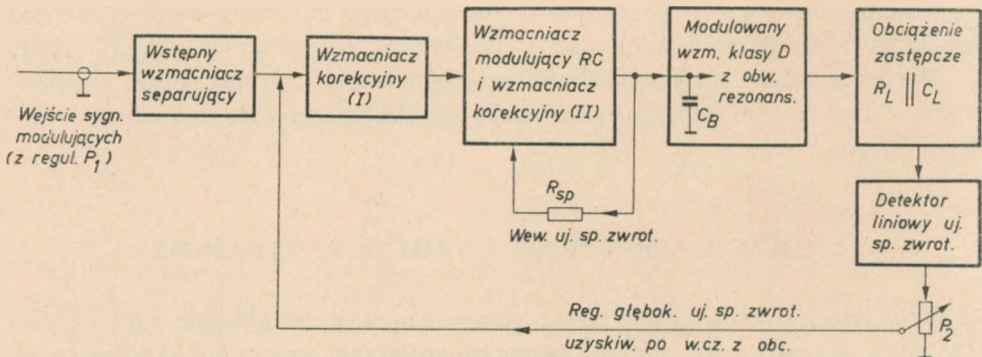
Przy projektowaniu nadajników o wspomnianym wyżej układzie staje się niezbędne wykorzystywanie silnego ujemnego sprzężenia zwrotnego, konieczne ze względu na stosowanie bezpośredniego żarzenia katody lampy liniowego wzmacniacza rezonansowego prądem zmiennym oraz z uwagi na wysokie wymagania linearności

przebiegów wyjściowych. Obejmując pętlę sprzężenia zwrotnego cały łańcuch wzmacniaczy od rezonansowych obwodów wyjściowych liniowego wzmacniacza lampowego aż do wejścia sygnałów o częstotliwościach akustycznych, można uzyskać również korekcję stosunkowo dużych zniekształceń nieliniarnych, wprowadzanych przez lampę liniowego wzmacniacza mocy.

Takie rozwiązanie pozwala spełnić wysokie wymagania stawiane nadajnikom radiofonicznym o modulacji amplitudowej, w szczególności dotyczące dopuszczalnych zniekształceń oraz poziomu szumów w emitowanych sygnałach.

Główną występującą tu trudnością jest znane zjawisko wprowadzania opóźnień fazowych przez każdy konwencjonalny stopień oporowego wzmacniacza małej częstotliwości. Towarzyszą one opadaniu charakterystyki wzmocnienia każdego ze stopni wzmacniacza na krańcach przenoszonego zakresu częstotliwości. Natomiast dla środkowych częstotliwości przenoszonego pasma (gdzie wzmocnienie ma wartość stałą) nie występują dodatkowe opóźnienia fazowe. Wiadomo również, że przy zbliżaniu się do krańców przenoszonego zakresu częstotliwości tak zwane asymptotyczne nachylenie charakterystyki wzmocnienia osiąga wartość 6 dB na oktawę. Ponieważ pętla sprzężenia zwrotnego składa się z reguły z układu wzmacniacza modulującego RC, rezonansowego wzmacniacza modulowanego w.c.z. klasy D oraz liniowego demodulatora amplitudowego układu ujemnego sprzężenia zwrotnego, znajdzie się tam więc szereg stopni wzmacniających i wskutek tego można się spodziewać występowania dużych przesunięć fazowych pomiędzy sygnałami na jej wejściu i wyjściu. Oczywiście, łączne przesunięcie fazy nie może przekroczyć 180° , aby układ nie zaczął oscylować. W związku z tym, zwłaszcza przy stosowaniu silnego sprzężenia zwrotnego, a więc przekraczającego -20 dB, należy korzystać z odpowiednich środków zapewniających stabilną pracę układu. Znaczne bowiem zmniejszenie liczby stopni wzmocnienia we wzmacniaczu modulującym nie może mieć oczywiście miejsca.

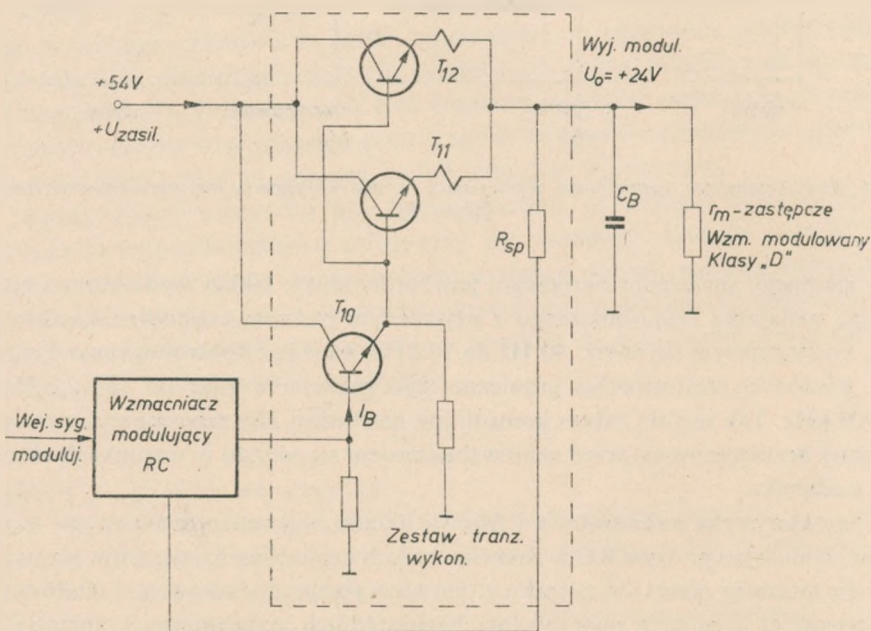
Na rysunku 4 podano uproszczony układ blokowy urządzenia, wyjaśniający



Rys. 4. Układ blokowy wzmacniacza modulującego RC oraz wzmacniacza modulowanego klasy D

zasadę przyjętego rozwiązania. Całość układu urządzenia ze względów konstrukcyjnych podzielono na następujące bloki: wstępny wzmacniacz separujący, wzmacniacz korekcyjny oraz wzmacniacz modulujący RC łącznie z jego wyjściowymi tranzystorami.

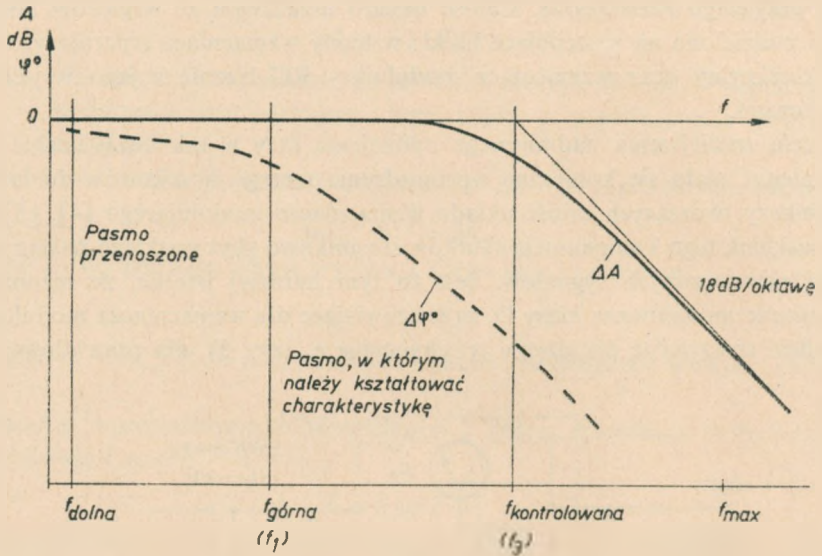
W celu zmniejszenia nadmiernego opóźnienia fazy w tak dużej liczbie stopni wzmocnienia, stało się konieczne wprowadzenie szeregu korektorów do łańcucha wzmacniaczy tworzących całość układu wzmacniacza modulującego [4], [5]. Użytko wskutek tego kompensację skutków stosunkowo zbyt wąskiego pasma częstotliwości przenoszonych sygnałów. Jest to tym bardziej istotne, że rezonansowe wzmacniacze modulowane klasy D, przedstawiające dla wzmacniacza modulującego w zasadzie rzeczywiste obciążenie rezystancyjne r_m (rys. 5), dla prawidłowej pracy



Rys. 5. Układ elektryczny tranzystorów końcowych wzmacniacza modulującego RC oraz jego obciążenia zastępczego $r_m || C_B$

powinny być zablokowane do masy układu stosunkowo dużą pojemnością C_B [8]. Wpływa to na zmianę charakteru omawianego obciążenia z r_m na Z_m , co dodatkowo powoduje zawężenie pasma częstotliwości sygnałów przenoszonych. W związku z tym w zakresie częstotliwości ponadakustycznych (rys. 6) powiększa się opóźnienie fazy sygnału wyjściowego w stosunku do sygnału wejściowego, co wymaga odpowiedniej korekcji.

Jak wiadomo, zakres częstotliwości, w którym należy kontrolować przebieg charakterystyki wzmocnienia i opóźnienia fazy napięć wyjściowych układu objętego



Rys. 6. Zniekształcenia tłumieniowe występujące w nie korygowanym wzmacniaczu modulującym RC

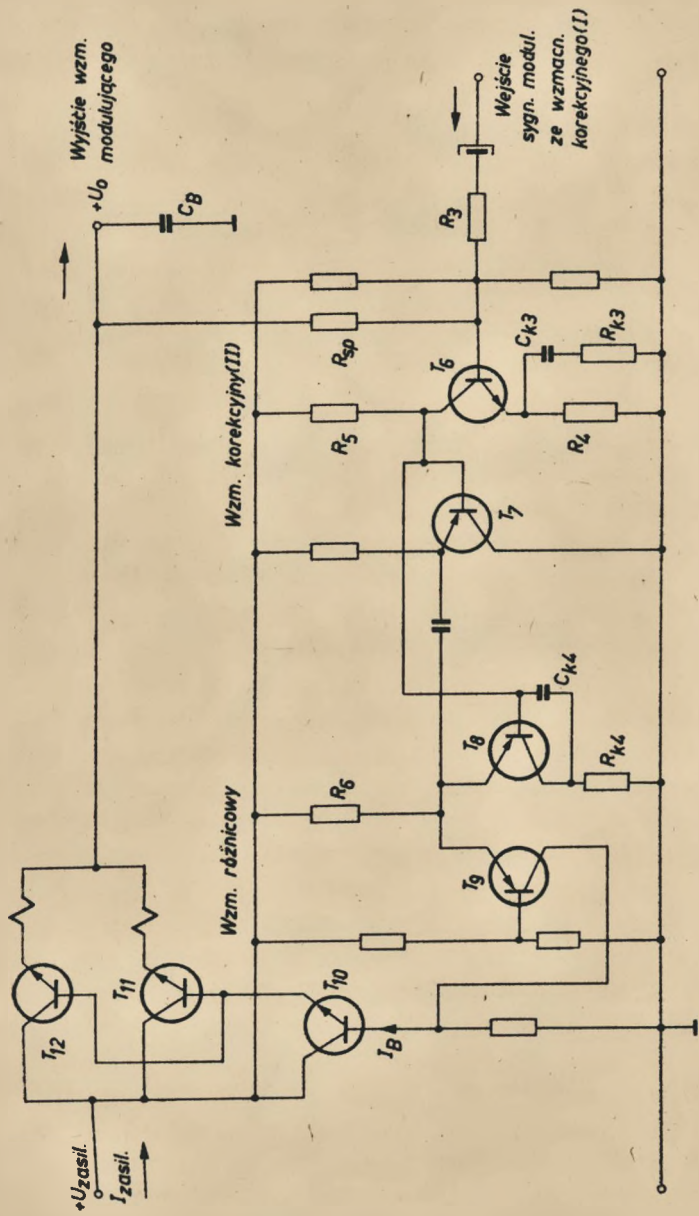
pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego, jest bardzo duży. Układ modulatora amplitudowego nadajnika radiofonicznego z użytecznym pasmem częstotliwości akustycznych, rozciągającym się od ok. 40 Hz do 10 kHz, musi być kontrolowany o 4 oktawy poza krańcowe częstotliwości graniczne tego zakresu, a więc od ok. 2,5 Hz do ok. 160 kHz. Tak szeroki zakres kontroli jest niezbędny, aby zabezpieczyć wymagany margines bezpieczeństwa przed samowzbudzeniem się układu w warunkach eksploatacji nadajnika.

Charakterystyka amplitudowa i fazowa układu beztransformatorowego wzmacniacza modulującego typu RC w zakresie małych częstotliwości sygnałów wzmacnianych ma przebieg płaski i w związku z tym nie wymaga dodatkowego kształtowania. Właściwość ta wynika z zastosowania bezpośrednich, galwanicznych sprzężeń pomiędzy jego poszczególnymi stopniami wzmacniającymi, natomiast dla zrealizowania postawionego zadania należy korygować charakterystyki w pasmie częstotliwości ponadakustycznych sygnałów przenoszonych. W przedziale do ok. 160 kHz dążymy więc do uzyskania charakterystyk wzmocnienia oraz opóźnienia fazy przebiegających możliwie płasko.

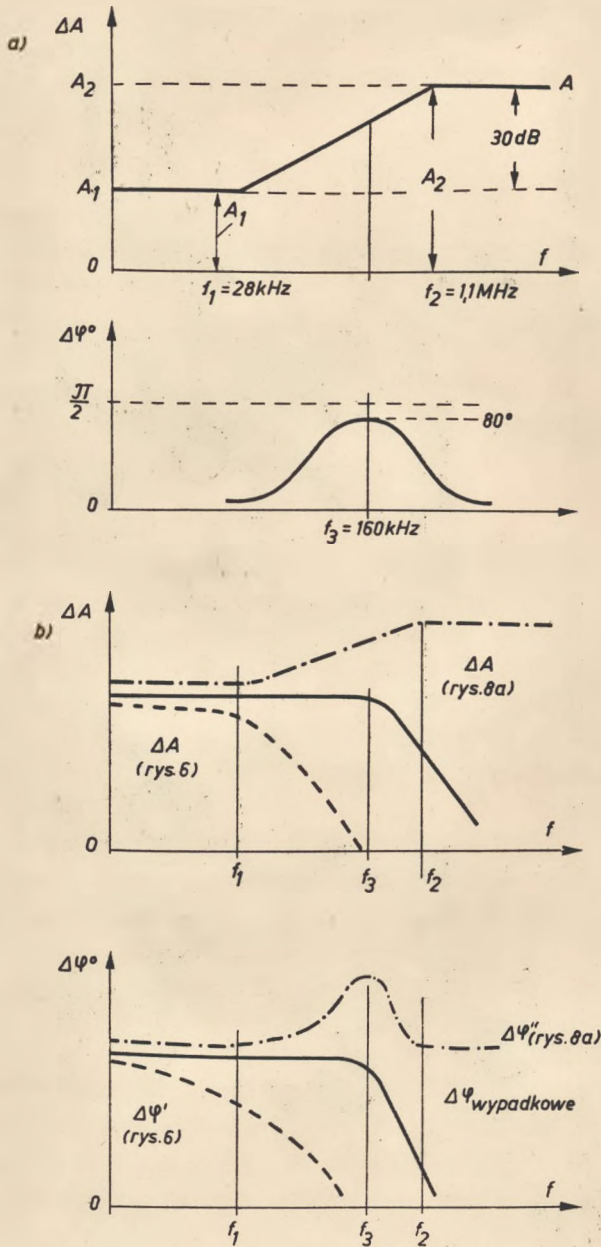
W związku z tym należy przede wszystkim uwzględnić:

- wpływ zablokowania dużą pojemnością (C_B) do masy układu napięcia zasilania kolektorów rezonansowych wzmacniaczy modulowanych klasy D,
- wpływ zależności częstotliwościowych poszczególnych parametrów elektrycznych tranzystorów użytych w końcowym stopniu wzmacniacza.

Całość układu wzmacniacza modulującego RC przedstawia rys. 7.



Rys. 7. Układ wzmacniacza modulującego RC członu wzbudzającego



Rys. 8. Charakterystyki wzmacniacza korekcyjnego II z rys. 7

a) Charakterystyki wzmacniacza korekcyjnego II (tranzystor T_6)
 b) Charakterystyki wypadkowe wzmacniacza modulującego RC (tranzystory T_6 do T_{12})

Układ ten rozpatrzmy poczynając od zacisku wyjściowego $+U_0$ i przyłączonego doń równoważnika obciążenia wnoszonego przez rezonansowy wzmacniacz modulowany klasy D w kierunku do wejścia sygnałów modulujących. Porównując go z układem z rys. 1 omówionym w [2] zauważamy, że zastąpiono pracujący w stopniu końcowym wysokooporowy wzmacniacz o wspólnym emiterze układem wtórnika emiterowego o małej oporności (T_{12} i T_{11} , rys. 7). Pozwoliło to w zakresie częstotliwości ponadakustycznych w znacznym stopniu zredukować wpływ pojemności blokującej C_B na przebieg charakterystyki fazowej wzmacnianych sygnałów. W celu pożądanego obniżenia wyjściowej rezystancji wzmacniacza modulującego zastosowano tu wewnętrzną pętlę ujemnego sprzężenia zwrotnego zamkniętą przez rezystor R_{sp} i obejmującą wszystkie tranzystory wzmacniacza modulującego RC , a poza tym wprowadzono do łańcucha wzmacniacza dwa dwójniki korekcyjne oraz kilka innych szczegółów układowych.

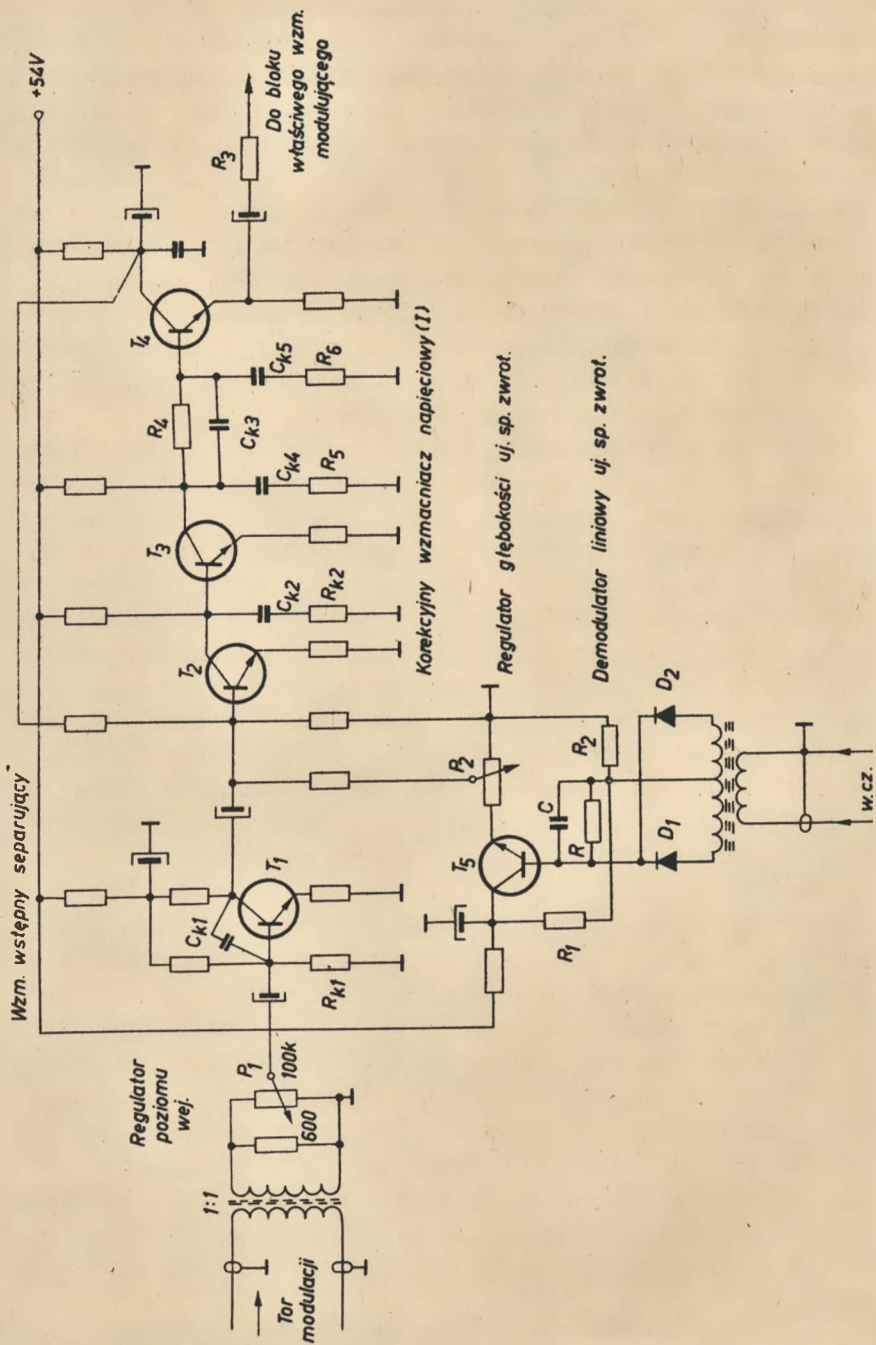
Zastosowanie dwójnika korekcyjnego $C_{k3}R_{k3}$ spowodowało takie zwiększenie wzmocnienia (z wartości A_1 do wartości A_2 , rys. 8a) sygnałów o częstotliwościach ponadakustycznych stopnia pracującego na tranzystorze T_6 , że charakterystyka amplitudowa układu, będąc wypadkową przebiegów pokazanych na rysunkach 6 i 8, staje się płaska aż do częstotliwości f_3 (rys. 8b). Równocześnie charakterystyka fazowa wykazuje widoczne „podbicie” w okolicy częstotliwości f_3 . Dwójnik korekcyjny $C_{k4}R_{k4}$, stanowiąc lokalne ujemne sprzężenie zwrotne w układzie tranzystora T_8 wzmacniacza różnicowego, ma za zadanie ograniczenie wzmocnienia w zakresie największych częstotliwości sygnałów wzmacnianych (współmiernych z częstotliwością fali nośnej, na której pracuje nadajnik). W wyniku tych zabiegów obie charakterystyki, a więc amplitudowa i fazowa wzmacniacza modulującego, wraz z zestawem końcowych tranzystorów obciążonych układem rezonansowego wzmacniacza klasy D zostają na tyle skorygowane, że przebiegają płasko aż do częstotliwości ok. 200 kHz.

Ze względu na konieczność regulacji stopnia ujemnego sprzężenia zwrotnego w nadajniku okazało się niezbędne zastosowanie na wejściu wzmacniacza modulującego RC dodatkowego wstępnego wzmacniacza napięciowego.

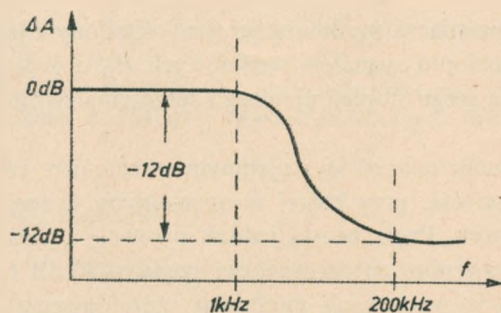
Poziom sygnału na wyjściu linii modulacyjnej jest zwykle ustalony na +6 dBm, natomiast wspomniana regulacja powinna umożliwić uzyskanie stopnia ujemnego sprzężenia zwrotnego dochodzącego do -40 dB. Wymaga to użycia czterostopniowego wzmacniacza napięciowego, który ze względu na wprowadzanie dodatkowego opóźnienia fazy musi być również rozwiązany jako układ korekcyjny.

Uproszczony schemat tego układu pokazano na rys. 9. Linia modulacyjna o impedancji $|\hat{Z}| = 600 \Omega$ jest doprowadzona do transformatora izolującego o przekładni 1:1, zamkniętego regulatorem p_1 poziomu sygnałów wejściowych członu wzbudzającego.

Pierwszym stopniem wzmacniacza jest separator pracujący w układzie wtórnika na tranzystorze T_1 , z korektorem $C_{k1}R_{k1}$ i stabilizowanym punktem pracy, zapewniającym stałość rezystancji wejściowej niezależnie od położenia ślizgacza potencjo-

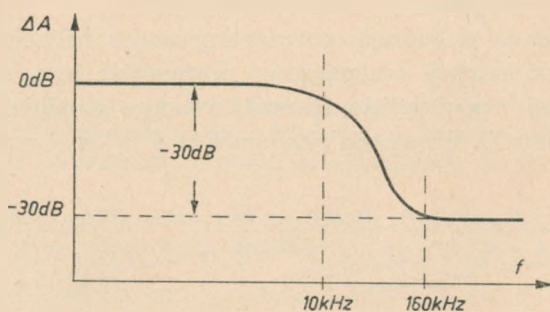


Rys. 9. Układ wstępnego wzmacniacza separującego i napięciowego korekcyjnego I oraz liniowego demodulatora ujemnego sprzężenia zwrotnego

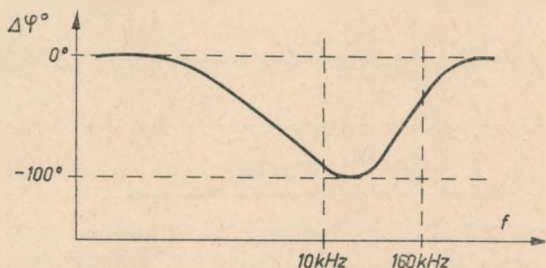


Rys. 10. Wpływ korekcji C_{k2}/R_{k2} na wzmocnienie układu

metru p_1 . Dwa następne stopnie wzmacniające o sprzężeniu bezpośrednim, pracujące na tranzystorach T_2 i T_3 , mają wtrącone ogniwo korekcyjne $C_{k2}R_{k2}$, zmieniające charakterystykę amplitudową w sposób podany na rys. 10 i wprowadzające tłumienie o wartości 12 dB przy górnej kontrolowanej częstotliwości sygnałów modulujących. Tranzystor T_3 zasila wtórnik wyjściowy wzmacniacza poprzez złożony układ korekcyjny $R_4R_5R_6C_{k3}C_{k4}C_{k5}$ obniżający wzmocnienie sygnałów o dalsze 30 dB dla wyższych ponadakustycznych częstotliwości pasma sygnałów modulujących, jak to pokazano na rys. 11. Wypadkowa charakterystyka fazowa wzmacniacza wstępnego jest pokazana na rys. 12. Przy wzroście częstotliwości sygnałów wzmacnianych w przedziale od 10 kHz do 160 kHz występuje, jak widać, znaczne zmniejszenie opóźnienia fazowego.



Rys. 11. Wpływ korekcji pomiędzy tranzystorami T_3 i T_4 w pasmie ponadakustycznym



Rys. 12 Wypadkowa charakterystyka opóźnień fazy wprowadzanych przez napięciowy wzmacniacz korekcyjny I (tranzystory T_2 , T_3 i T_4)

Poziom wzmocnienia całości wzmacniacza modulującego jest określony z jednej strony przez położenie regulatora poziomu sygnałów wejściowych P_1 , a z drugiej przez położenie regulatora P_2 zmieniającego stopień ujemnego sprzężenia zwrotnego (rys. 9).

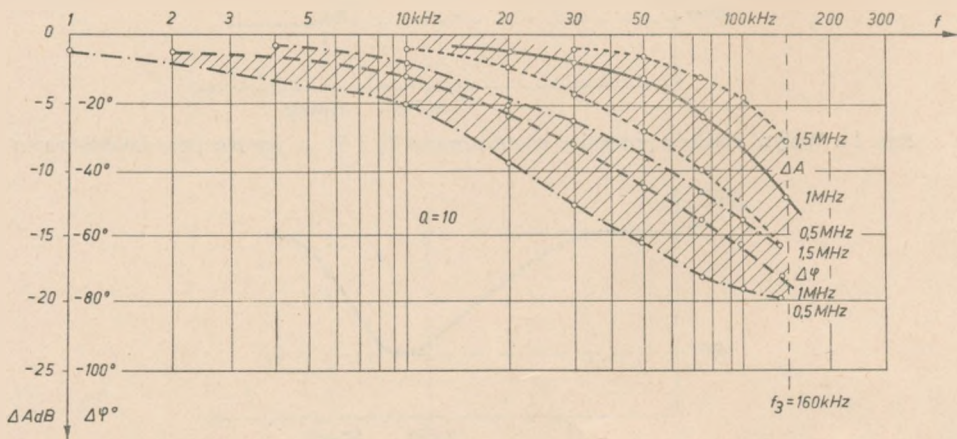
Człon wzbudzający nadajnika pracuje najczęściej z ujemnym sprzężeniem zwrotnym o wartości -26 dB. Jest to wartość, przy której w normalnych warunkach uzyskuje się poprawną pracę nadajnika. Przez prostą jednak regulację P_2 można łatwo zwiększyć ujemne sprzężenie zwrotne aż do wartości rzędu -40 dB (przy zachowaniu stabilnej pracy układu w warunkach modulacji radiofonicznej), co poprawia jeszcze bardziej parametry sygnału wyjściowego nadajnika.

Przewidziano również możliwość objęcia pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego nie tylko samego członu wzbudzającego nadajnika, lecz także lampowego, liniowego wzmacniacza rezonansowego mocy z jego antenowym obwodem wyjściowym (rys. 3).

Pozostała jeszcze do omówienia sprawa przebiegu charakterystyki fazowej w obrębie wstęg bocznych modulacji, z uwzględnieniem wpływu rezonansowego obwodu sumowania mocy obu tranzystorowych wzmacniaczy klasy D oraz demodulatora amplitudowego o małym współczynniku zniekształceń nieliniarnych.

Każdy obciążony obwód rezonansowy wzmacniacza mocy o dobroci $Q = 10$, przy częstotliwościach zakresu średniofalowego dla modulacji amplitudowej i wzrastającej częstotliwości sygnału modulującego wprowadza wzrastające z częstotliwością opóźnienie fazy tych sygnałów, jak to podaje rys. 13.

Elementem członu wzbudzającego rozpatrywanego nadajnika, w którym nie można wprowadzić korekcy występującego przesunięcia fazy, jest zespół obu bloków o sumowanej mocy wyjściowej modulowanego amplitudowo wzmacniacza rezonansowego klasy D. We wcześniejszej publikacji [8] wykazano, że rezonansowy



Rys. 13. Tłumienie amplitud wstęg bocznych i wprowadzany kąt przesunięcia fazy przez obwód rezonansowy o $Q = 10$ dla $f_{rez} = 0,5$ MHz do $1,5$ MHz

wzmacniacz klasy D o komutowanym napięciu i obwodzie typu gamma Γ (dogodny ze względów eksploatacyjnych) charakteryzuje się blisko 90° przesunięciem fazy pomiędzy napięciem komutowanym a napięciem w.c.z., występującym na rezystancji obciążenia obwodu drgań. W badanym układzie było to obciążenie zastępcze, składające się z rezystancji 500Ω i równolegle doń dołączonej pojemności 300 pF , co miało imitować impedancję wejściową lampy rezonansowego wzmacniacza liniowego mocy.

3. DEMODULATOR AMPLITUDOWY O MAŁYM WSPÓŁCZYNNIKU ZNIEKSZTAŁCEŃ NIELINEARNYCH

Zawarty w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego demodulator amplitudowy powinien odznaczać się małym współczynnikiem zniekształceń nieliniarnych, przy dużych zmianach głębokości modulacji.

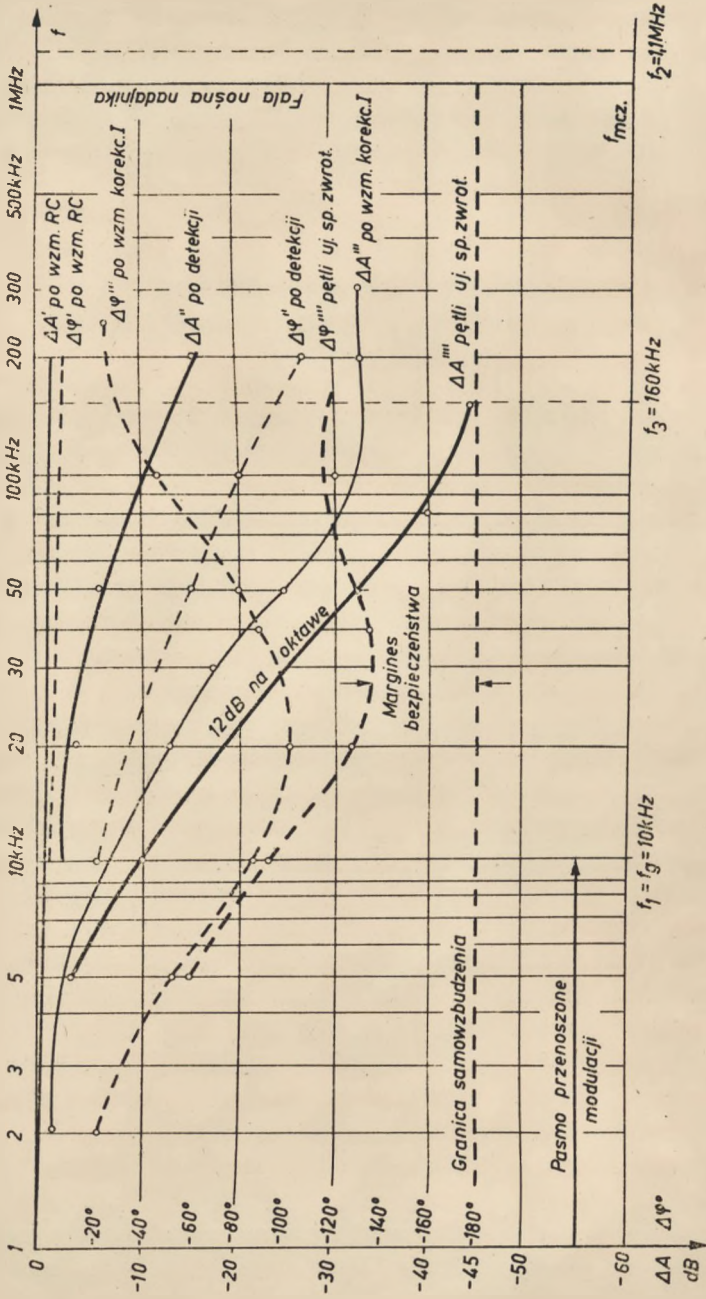
Znane dotychczas układy demodulatorów amplitudowych o dużej linearności, wykorzystujące transformator wejściowy, w którego uzwojenie wtórne jest włączony układ detekcji dwupołówkowej, przy głębokości modulacji przekraczającej $m = 95\%$, wprowadzają duże zniekształcenia dochodzące do 10% . Jest to spowodowane różnicą rezystancji obciążenia diod detekcyjnych dla składowej stałej i dla częstotliwości akustycznych, występujących w obwiedni fali nośnej.

W związku z tym w opisywanym członie wzbudzającym nadajnika zastosowano nowy układ¹⁾ demodulatora, w którym opisana wada nie występuje. Demodulator odznacza się tym, że również stosuje układ detekcji dwupołówkowej, dzięki czemu ułatwione jest odfiltrowywanie napięć o częstotliwości nośnej, ale wyjście detektora zostało sprzęgnięte galwanicznie z bazą tranzystora T_5 , jak to podaje rys. 9. Tranzystor ten pracuje w układzie wzmacniacza o dużej rezystancji wejściowej i małej wyjściowej, przy czym środek wtórnego uzwojenia transformatora w.c.z. w celu ustalenia punktu pracy wzmacniacza połączono przez dzielnik rezystorowy R_1, R_2 ze źródłem zasilania wzmacniacza. Wskutek tego zapewniono prawie jednakową rezystancję obciążenia układu detektora dla składowej stałej oraz dla składowych o częstotliwościach sygnałów detektowanych. Dla sygnałów o amplitudzie rzędu kilkunastu woltów i głębokości modulacji dochodzącej do 100% uzyskano w ten sposób poziom zniekształceń nieliniarnych leżący poniżej 1% .

Jak wynika z pomiarów modelu użytkowego członu wzbudzającego nadajnika, przy kontrolowanej częstotliwości sygnałów modulujących wynoszącej 160 kHz wypadkowe przesunięcie fazy wprowadzane przez wzmacniacz modulujący rezonansowych wzmacniaczy modulowanych klasy D wraz z wyjściowym obwodem sumowania mocy i demodulatorem amplitudowym zawierało się w granicach ok. 100° .

¹⁾ Patent PRL WZ 84674/1975

Autorzy: mgr inż. A. Orłowski, mgr inż. St. Sypniewski



Rys. 14. Wypadkowe charakterystyki modulatora amplitudowego

Całość modulatora amplitudowego członu wzbudzającego nadajnika ma pętlę ujemnego sprzężenia zwrotnego, w której przy asymptotycznie ograniczonym do ok. 130° opóźnieniu fazy spadek wzmocnienia przy kontrolowanej częstotliwości 160 kHz sygnałów modulujących osiąga poziom -45 dB. Gwarantuje to stabilną pracę układu nawet przy ujemnym sprzężeniu zwrotnym o wartości -40 dB z wymaganą rezerwą przed samowzbudzeniem, jak to pokazuje rys. 14.

4. PARAMETRY MODELU CZŁONU WZBUDZAJĄCEGO NADAJNIKA

Wykonany model członu wzbudzającego miał ostatecznie następujące parametry:

1. Rodzaj pracy	A_3
2. Moc znamionowa fali nośnej	25 W
3. Obciążenie znamionowe	$500 \Omega 300 \text{ pF}$
4. Zakres częstotliwości roboczych	525 kHz do 1605 kHz
5. Stałość częstotliwości	$\pm 2 \cdot 10^{-6}$
6. Dokładność ustawienia częstotliwości	± 10 Hz
7. Czas ustalania się częstotliwości	30 minut
8. Moc drgań niepożądanych	< 1 mW
9. Promieniowanie bezpośrednie	< 1 V/m
10. Nominalny poziom wejściowy modulacji	0 dBm, przy $m = 100\%$
11. Zakres regulacji poziomu napięcia wejściowego	-6 dBm do $+12$ dBm
12. Znamionowa impedancja wejściowa	$Z_0 = 600 \Omega \pm 10\%$
13. Asymetria impedancji wejściowej	< -40 dB
14. Zakres częstotliwości modulujących	40 Hz do 10 kHz
15. Zakres częstotliwości modulujących przy filtrze ograniczającym pasmo częstotliwości	100 Hz do 4500 Hz
16. Zakres nastawialnego ujemnego sprzężenia zwrotnego z wyjścia w.cz. członu wzbudzającego	0 do -40 dB
17. Zniekształcenia tłumieniowe po detekcji liniowej w zakresie częstotliwości od 40 Hz do 10 kHz i przy głębokości modulacji 95%	$< 0,5$ dB
18. Zniekształcenia nieliniarne po detekcji liniowej w zakresie częstotliwości od 40 Hz do 10 kHz	$\leq 1,5\%$
19. Maksymalna (limitowana) głębokość modulacji	$m = 100\%$
20. Poziom napięć zakłócających po detekcji liniowej dla ujemnego sprzężenia zwrotnego o wartości -40 dB	-85 dB
21. Zasilanie	sieć jednofazowa
22. Moc zasilania	265 VA
23. Współczynnik mocy ($\cos \varphi$)	0,87
24. Sprawność energetyczna	0,113

25. Chłodzenie	wymuszony obieg powietrza $Q = 1 \text{ m}^3/\text{min}$; $h = 15 \text{ mm}$ sł. wody
26. Warunki klimatyczne:	
zakres temperatur	+5°C do +35°C
wilgotność względna	90% przy 20°C
wysokość instalowania	do 2500 m npm
27. Wymiary gabarytowe paneli	483 mm × 177 mm × 426 mm
28. Ciężar: panel zasilaczy i modulatora	18,7 kG
panel wzmacniaczy klasy D	12,3 kG

Podane wyniki pomiarów modelu użytkowego półprzewodnikowego członu wzbudzającego nadajnika pozwalają uznać przydatność modulowanych rezonansowych wzmacniaczy pracujących w klasie D do realizacji nowoczesnych urządzeń nadawczych o bardzo dobrych parametrach technicznych.

Na zakończenie autor pragnie podziękować Panu st. asystentowi mgr inż. *Aleksandrowi Orłowskiemu* za współpracę w zakresie zagadnień układowych i konstrukcyjno-laboratoryjnych oraz Panu docentowi mgr inż. *Henrykowi Kalicie* za owocne dyskusje techniczne i zachętę do rozwiązywania omawianych problemów.

WYKAZ LITERATURY

1. *Sypniewski S.* Półprzewodnikowe wzmacniacze rezonansowe klasy D. Prace Instytutu Łączności 1972, nr 4 (68)
2. *Downing A. C.* New 1 kW one valve m.f. broadcasting transmitter. Sound and Vision Broadcasting. Spring, 1965
3. *Sypniewski S., Orłowski A.* Sprawozdanie z pracy w IŁ 1971/72 pt.: Opracowanie modelu użytkowego członu wzbudzającego do średniofalowego nadajnika radiofonicznego o mocy 1 do 5 kW produkcji Zakładów ZARAT, złożonego z generatora szerokostęgowego i modulatora amplitudy całkowicie w technice półprzewodnikowej, jak i instrukcja obsługi ww. modelu
4. *Terman F. E.* Radio Engineers Handbook. Mc Graw Hill Book Company, 1943
5. *Terman F. E.* Radiotechnika. PWT 1952, tom 1
6. *Kreuse H.* Amplituden Modulation mit Transistoren — Rundfunk und Fernsehen H. 3/193
7. *Kaganow W. J.* Tranzistornyje radiopieredatcziki — Energia, Moskwa 1970
8. *Sypniewski S.* Amplitudowa modulacja tranzystorowych wzmacniaczy rezonansowych klasy D Prace Instytutu Łączności 1975 nr 2 (75)

C. Сытневски

ТРАНЗИСТОРНЫЙ ВОЗБУДИТЕЛЬНЫЙ БЛОК РАДИОВЕЩАТЕЛЬНОГО ПЕРЕДАТЧИКА С СИЛЬНОЙ ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Резюме

В статье рассмотрено способ осуществления сильной отрицательной обратной связи по огибающей в транзисторном возбудительном блоке современного радиовещательного средневолнового передатчика, предназначенного для необслуживаемой станции. Мощность несущей частоты передатчика в зависимости от типа примененного тетрода в линейном усилителе может быть в этих условиях порядка 1–5 квт.

В схеме блока возбудителя применено безтрансформаторный модулятор амплитуды, который является общим для двух модулированных резонансных усилителей класса Д, выходная мощность которых суммируется.

Пиковая мощность возбудительного блока немного превышает 100 вт, при чем модулирующий усилитель выполнен в виде стабилизированного питающего устройства, управляемого напряжением акустического сигнала. Его схема выполнена на элементах RC, без применения трансформатора. Проведено дискусию принятого решения со специальным учётом требуемой амплитудной и фазовой характеристики рассматриваемых усилителей. В заключении составлено полученные электрические параметры устройства.

S. Sypniewski

TRANSISTORIZED EXCITER OF BROADCASTING TRANSMITTER WITH STRONG NEGATIVE FEEDBACK

Summary

The paper presents a means of realizing strong negative feedback in a transistorized exciter of an up-to-date broadcasting medium wave transmitter, intended to work in unattended station. In these conditions, the carrier frequency power, depending upon the type of the tetrode applied in linear amplifier may be of the order of 1 to 5 kW.

In the exciter a special amplitude modulator has been applied, common for two resonance modulated class D amplifiers, with summarized output power.

This pick power slightly exceeds 100 W, and the modulating amplifier is realized in the form of a power supply stabiliser device, controled by acounstic signal tension.

The modulator has been built on RC elements, without application of a transformer. The adopted solution has been discussed with special regard to the wanted amplitude and phase characteristics of the amplifiers in question.

In the final part of the paper the obtained electrical parameters of the discussed device have been tabularized.

S. Sypniewski

EXCITATEUR TRANSISTORISE POUR L'EMETTEUR DE RADIODIFFUSION AVEC CHAINE DE CONTRE-REACTION FORTE

Résumé

L'article présente une méthode de réalisation d'une chaîne de contre-réaction forte dans un excitateur transistorisé d'un émetteur de radiodiffusion ondes moyennes, destiné à travailler automatiquement dans une station sans personnel. La puissance de l'onde porteuse, selon le type de tétrode utilisée dans l'amplificateur linéaire peut être d'ordre 1 à 5 kW. Dans l'excitateur on a utilisé un modulateur d'amplitude commun pour les deux amplificateurs à résonance de classe D modulés, couplés en parallèle.

Cette puissance totale dépasse légèrement la valeur de 100 Watt, tandis que le modulateur joue le rôle d'un dispositif alimentaire stabilisé, commandé par la tension acoustique. Son schéma est réalisé sur les éléments *RC* sans transformateur de sortie.

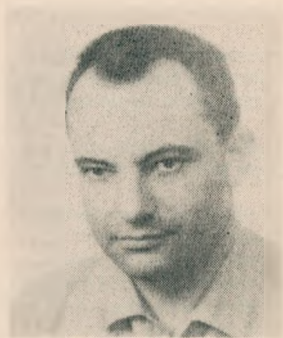
Une discussion de la solution acceptée est faite, la caractéristique désirable concernant l'amplitude et la phase des amplificateurs en question étant prise en considération en particulier.

S. Sypniewski

TRANSISTORISIERTER ERREGUNGSSTUFE DES RUNDFUNKSENDERS MIT STARKER GEGENKOPPLUNG

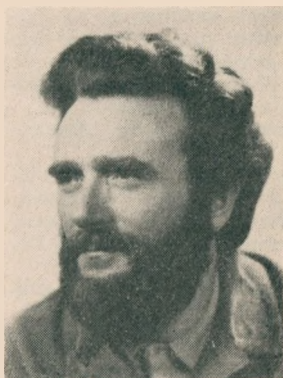
Zusammenfassung

In dem Artikel wurde die Realisationsmethode der starken Gegenkopplung in der transistorisierten Erregungsstufe des MW-Rundfunksenders besprochen, der zum Betrieb ohne Bedienung bestimmt ist. Die Leistung der Trägerwelle kann in diesen Umständen in Abhängigkeit von verwendeter Tetrode im Linearverstärker 1 bis 5 kW betragen. In der Erregungsstufe sind zwei modulierte D-Klasse Resonanz Verstärker verwendet worden die mit summierter Ausgangsleistung arbeiten. Die Spitzenleistung beträgt etwas über 100 W. Der Modulator ist als ein Spannungsstabilisator realisiert worden, der mit akustischer Spannung gesteuert wird. Die Schaltung ist ohne Transformator auf *RC*-Elementen gebaut worden. Es wurde Diskussion der angenommenen Lösung mit spezieller Berücksichtigung der Gestaltung der Amplituden- und Phasencharakteristik der einzelnen Verstärker durchgeführt. Schliesslich wurden die erhaltenen elektrischen Parameter zusammengestellt.



Dr inż. *Mieczysław Rydel* jest pracownikiem naukowo-dydaktycznym w Zakładzie Podstaw Teletransmisji Instytutu Teleelektroniki Politechniki Warszawskiej.

W roku 1957 ukończył studia na Wydziale Łączności Politechniki Warszawskiej, a w roku 1965 obronił pracę doktorską w dziedzinie współosiowych torów niejednorodnych. Obecnie zajmuje się zagadnieniami propagacji sygnałów w torach przewodowych.



Mgr inż. *Marcin Zawadzki* jest pracownikiem naukowo-badawczym w Zakładzie Podstaw Teletransmisji Instytutu Teleelektroniki Politechniki Warszawskiej.

W 1965 r. ukończył studia na Wydziale Elektroniki Politechniki Warszawskiej.

Obecnie zajmuje się zagadnieniami związanymi z konstrukcją i miernictwem szerokopasmowych torów przewodowych i falowdowych.

Notka biograficzna mgra inż. *Stanisława Sypniewskiego* została zamieszczona w zeszytce 4 (68) 1972 r. Prac IŁ.



WSPOMNIENIE POŚMIERTNE

W dniu 10 kwietnia 1975 r. po krótkim okresie choroby, nieomal nagle, odszedł od nas na zawsze (w wieku 69 lat) Profesor *Feliks Blocki*, Człowiek olbrzymich zasług wobec polskiej telekomunikacji.

Urodzony dnia 18 listopada 1905 r. w Żurawnie nad Dniestrem, uczęszczał do szkoły średniej w Złoczowie, studia wyższe odbywał na Oddziale Elektrotechnicznym Wydziału Mechanicznego Politechniki Lwowskiej.

Dyplom inżyniera elektryka uzyskał we Lwowie w roku 1931. W ostatnich latach pracy zawodowej Profesor *Blocki* był członkiem Rad Naukowych Instytutu Łączności w Warszawie, Centralnego Ośrodka Badań i Rozwoju Techniki Kolejnictwa, Instytutów Telekomunikacji i Akustyki Politechniki Wrocławskiej, Instytutu Automatyki Politechniki Poznańskiej,

Rady Naukowo-Technicznej przy Ministrze Łączności, członkiem licznych komisji i zespołów naukowych Komitetu ds. Techniki.

W działalności Profesora dają się wyróżnić trzy nurty, a mianowicie praca naukowo-dydaktyczna, pełnienie funkcji administracyjnych w resorcie łączności, wdrażanie własnych koncepcji w przemyśle i eksploatacji. W dydaktyce bierze On już czynny udział przed uzyskaniem dyplomu, jako asystent przy Katedrze Fizyki Politechniki Lwowskiej.

Z warszawskim ośrodkiem telekomunikacji nawiązuje kontakt, zostając pracownikiem, z czasem adiunktem, organizowanego wówczas we Lwowie przez inżyniera, dziś profesora *Witolda Nowickiego*, Laboratorium Teletechnicznego.

W czasie wojny Feliks Blocki osiedla się wraz z rodziną w Warszawie na stałe. Od listopada 1945 r. jest pracownikiem naukowym Politechniki Warszawskiej w Katedrze Techniki Przenoszenia Przewodowego, na początku w charakterze adiunkta, a następnie zastępcy profesora. Odtąd stale prowadzi wykłady i ćwiczenia z urządzeń teletransmisyjnych, jednocześnie w latach 1946-1951 jest pracownikiem Państwowego Instytutu Telekomunikacyjnego. W roku 1955 zostaje Mu nadany tytuł naukowy profesora nadzwyczajnego. W latach 1953-1963 kieruje Katedrą Teletransmisyjnych Urządzeń Przewodowych, a następnie po reorganizacji tej katedry w 1964 r. — Zakładem Urządzeń Telefonicznych i Telegraficznych.

W trakcie swej pracy dydaktycznej Profesor *Blocki* kierował ponad 100 pracami dyplomowymi i był promotorem wielu przewodów doktorskich oraz recenzentem licznych habilitacyjnych i doktorskich prac, a także autorem wielu publikacji naukowych oraz współautorem cenionej książki pod tytułem „Systemy wielokrotne w telekomunikacji”. Następnie w latach 1967-1971, pracując w nowo utworzonym Instytucie Teleelektroniki Politechniki Warszawskiej, kieruje pracami wykonywanymi w Instytucie Łączności, zgodnie z opracowanymi przez siebie koncepcjami.

Za pracę na polu dydaktyki i za naukowe osiągnięcia zostaje odznaczony w 1974 r. Medalem Komisji Edukacji Narodowej.

Funkcje administracyjne w resorcie łączności Feliks Blocki zaczął pełnić wcześniej, bo już w latach 1932-1938 był naczelnikiem wydziału w Dyrekcji Okręgowej Pocht i Telegrafów we Lwowie.

W ciągu czterech pierwszych lat pobytu w Warszawie pracował w Biurze Studiów warszawskiej filii firmy Standard Electric Company. W latach 1951-1953 pełnił obowiązki wicedyrektora Departamentu Techniki w Ministerstwie P. i T.

W latach 1964-1968 pracował w Instytucie Łączności na stanowisku zastępcy dyrektora ds. naukowych.

W ciągu kilku lat był redaktorem działowym, a w latach 1964-1966 redaktorem naczelnym kwartalnika „Prace Instytutu Łączności”.

Niezwykle wybitny był udział Profesora *Feliksa Blockiego* we wszystkich pracach w zakresie rozwoju i unowocześnienia powojennej polskiej telekomunikacji, a więc w pracach mających związek z niemal wszystkimi ważniejszymi uruchomieniami urządzeń teletransmisyjnych 30-lecia powojennego i to zarówno w zakresie opracowania, jak i produkcji oraz eksploatacji.

Do pionierskich opracowań zainicjowanych przez Profesora należą stosunkowo wczesne próby tranzystoryzacji sprzętu telekomunikacyjnego. Wiele spośród prac prowadzonych pod Jego kierunkiem doczekało się nagród i wyróżnień. Można tu wymienić:

- Zespołową Nagrodę Państwową II stopnia za opracowanie i wdrożenie stranzystorowanych traktów liniowych systemu 24-krotnego.
- Zespołową Nagrodę Państwową II stopnia za opracowanie prototypu wielokrotnego systemu cyfrowego.

Profesor *F. Blocki* był ponadto niejednokrotnie wyróżniany nagrodami Przewodniczącego Komitetu ds. Techniki, Ministra Nauki i Szkolnictwa Wyższego, Ministra Obrony Narodowej oraz Ministra Łączności.

Przez Radę Państwa został odznaczony Krzyżami Kawalerskim i Oficerskim Orderu Odrodzenia Polski.

Obok wielkich zalet umysłu cechowała Go prawość charakteru, patriotyzm oraz przyjacielski i opiekuńczy stosunek do współpracowników, wychowanków i podległych mu pracowników.

Pamięć o tym wysokiej wartości Człowieku i Naukowcu przetrwa wiele lat wśród pracowników Instytutu Łączności i innych instytucji, z którymi On współpracował.

