

PRZEGLĄD RADIOTECHNICZNY

OGŁASZANY STARANIEM SEKCJI RADIOTECHNICZNEJ STOW. ELEKTR. POLSKICH

Rok XVII.

7 Marca 1939 r.

Zeszyt 5—6

Redaktor kpt. STEFAN JASIŃSKI.

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

Uniwersalna krzywa wzmocnienia transformatorowego wzmacniacza małej częstotliwości

inż. Jerzy Gliński

1. Wstęp

Na str. 192 drugiego wydania „Radio Engineering“ *) prof. F. E. Terman podał dość proste wzory na współczynniki wzmocnienia jednego stopnia wzmacniacza transformatorowego m. cz. dla dolnego zakresu, środka i górnego zakresu przenieszonego pasma częstotliwości. Na podstawie tych wzorów prof. Terman skonstruował rodzinę krzywych, którą nazwał „uniwersalną krzywą wzmocnienia wzmacniaczy transformatorowych“ (rys. 103 na str. 193 cytowanej wyżej książki).

Wzorów i wykreślonej na ich podstawie krzywej nie można jednak uważać za „uniwersalne“, gdyż odnoszą się one do wypadku szczególnego, kiedy wtórne uzwojenie transformatora nie jest obciążone żadnym oporem rzeczywistym.

Ponieważ na ogół, z tych lub innych względów, opór rzeczywisty na wtórnym uzwojeniu transformatora istnieje, istotnym będzie uogólnienie wzorów prof. Termana.

Okazuje się, że tak uogólnionym wzorom można nadać postać analogiczną do wzorów prof. Termana, co pozwala wykorzystać krzywe termanowskie także i w tym ogólniejszym przypadku.

2. Współczynnik wzmocnienia dla środkowego zakresu przenieszonego pasma częstotliwości

Jak wiadomo, w zakresie tym układ zastępczy stopnia wzmacniacza transformatorowego może być przedstawiony jak na rys. 1. Przy czym:

K — współczynnik wzmocnienia lampy poprzedzającej transformator;

ρ_{a1} — oporność wewnętrzna tej lampy;

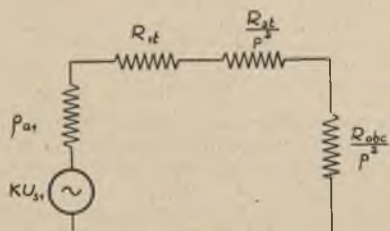
R_{1t} i R_{2t} — oporności rzeczywiste, odpowiednio, pierwotnego i wtórnego uzwojenia transformatora;

p — przekładnia transformatora:

$$p = \frac{n_2}{n_1},$$

n_1 i n_2 — ilości zwojów w uzwojeniu pierwotnym i wtórnym;

R_{obc} — oporność obciążająca wtórne uzwojenie transformatora.



Rys. 1.

Napięcie na przeniesionej do obwodu pierwotnego oporności R_{obc} :

$$U' = KU_{s1} \frac{R_{obc}}{p^2} \frac{1}{\rho_{a1} + R_{1t} + \frac{R_{2t}}{p^2} + \frac{R_{obc}}{p^2}}$$

Napięcie na oporności R_{obc} :

$$U = pU' = \frac{pKU_{s1} \frac{R_{obc}}{p^2}}{\rho_{a1} + R_{1t} + \frac{R_{2t}}{p^2} + \frac{R_{obc}}{p^2}}$$

Współczynnik wzmocnienia będzie:

$$k_{sr} = \frac{U}{U_{sr}} = \frac{pK \frac{R_{obc}}{p^2}}{\rho_{a1} + R_{1t} + \frac{R_{2t}}{p^2} + \frac{R_{obc}}{p^2}}$$

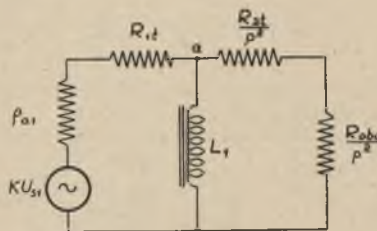
Ostatecznie:

$$k_{sr} = \frac{pK}{1 + \frac{\rho_{a1} + R_{1t} + \frac{R_{2t}}{p^2}}{\frac{R_{obc}}{p^2}}}$$

3. Charakterystyka wzmocnienia w dolnym zakresie przenieszonego pasma częstotliwości

Układ zastępczy dla rozważanego zakresu przedstawiono na rys. 2. Przy czym:

L_1 — indukcyjność uzwojenia pierwotnego transformatora (obliczona lub mierzona dla normalnych warunków pracy, gdyż, jak wiadomo, indukcyjność ta jest funkcją napięcia przyłożonego do zacisków pierwotnego uzwojenia transformatora).



Rys. 2.

Reszta oznaczeń — patrz objaśnienie do rys. 1. Oznaczmy:

$$p = \rho_{a1} + R_{1t}$$

$$R = \frac{R_{2t}}{p^2} + \frac{R_{obc}}{p^2}$$

*) F. E. Terman. Radio Engineering, second edition Mc. Graw-Hill Book Comp. Inc., New York and London, 1937.

Jeśli między punktami $a-b$ panuje napięcie \hat{U}_{ab} to na oporności przeniesionej $\frac{R_{obc}}{p^2}$ napięcie \hat{U}' będzie:

$$\hat{U}' = \hat{U}_{ab} \frac{R_{obc}}{R}$$

Podobnie:

$$\hat{U}_{ab} = K \hat{U}_{s1} \frac{j R \omega L_1}{R + j \omega L_1} = \frac{K \hat{U}_{s1}}{1 + \frac{\rho(R + j \omega L_1)}{j R \omega L_1}}$$

Kombinując dwa powyższe równania:

$$\frac{\hat{U}'}{K \hat{U}_{s1}} = \frac{\frac{R_{obc}}{p^2}}{R \left[1 + \frac{\rho(R + j \omega L_1)}{j R \omega L_1} \right]}$$

Napięcie na oporności R_{obc} :

$$\hat{U} = p \hat{U}' = \frac{p K \hat{U}_{s1} \frac{R_{obc}}{p^2}}{R + \frac{\rho(R + j \omega L_1)}{j \omega L_1}}$$

Współczynnik wzmocnienia:

$$k_{niskie} = \frac{\hat{U}}{\hat{U}_{s1}} = \frac{p K \frac{R_{obc}}{p^2}}{R + \frac{\rho(R + j \omega L_1)}{j \omega L_1}}$$

Wprowadźmy do wyrażenia na współczynnik wzmocnienia k_{sr} oznaczenia ρ i R , wtedy:

$$k_{sr} = \frac{p K \frac{R_{obc}}{p^2}}{\rho + R}$$

Dzieląc ostatnie dwa równania stronami:

$$\frac{k_{niskie}}{k_{sr}} = \frac{\rho + R}{R + \frac{\rho(R + j \omega L_1)}{j \omega L_1}} = \frac{j \omega L_1 (\rho + R)}{j \omega L_1 (\rho + R) + \rho R} = \frac{1}{1 + \frac{\rho R}{(\rho + R) j \omega L_1}} = \frac{1}{1 - j \frac{\rho + R}{\omega L_1}}$$

Moduł tego wyrażenia będzie:

$$\frac{k_{niskie}}{k_{sr}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\rho R}{\omega L_1} \right)^2}}$$

Oznaczmy:

$$R_{zast} = \frac{\rho R}{\rho + R} = \frac{(\rho_{a1} + R_{1t}) \left(\frac{R_{2t}}{p^2} + \frac{R_{obc}}{p^2} \right)}{\rho_{a1} + R_{1t} + \frac{R_{2t}}{p^2} + \frac{R_{obc}}{p^2}}$$

Wówczas ostatecznie:

$$\frac{k_{niskie}}{k_{sr}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{R_{zast}}{\omega L_1} \right)^2}}$$

Jak widać spadek wzmocnienia dla dolnej granicy jest funkcją $\frac{R_{zast}}{\omega L_1}$. Dla danych wartości R_{zast} , oraz ωL_1 możemy więc określić z krzywej z rys. 4 spadek wzmocnienia. W praktyce najczęściej chodzi o obliczenie L_1 , przy danych: dopuszczalnym spadku wzmocnienia (przy zadanej granicznej częstotliwości ω_n) oraz R_{zast} .

Przykład:

Dane:

$$\rho_{a1} = 1000 \Omega$$

$$\frac{R_{obc}}{p^2} = 2500 \Omega$$

Dopuszczalny spadek wzmocnienia 1 db (0,9) przy $f_n = 30$ herców.

Z krzywej znajduję, że dla 1 db:

$$\frac{\omega_n L_1}{R_{zast}} \cong 2$$

Stąd:

$$L_1 = \frac{2 R_{zast}}{\omega_n}$$

Nie uwzględniając oporności R_{1t} oraz $\frac{R_{2t}}{p^2}$:

$$R_{zast} \cong \frac{\rho_{a1} \frac{R_{obc}}{p^2}}{\rho_{a1} + \frac{R_{obc}}{p^2}} = \frac{1000 \cdot 2500}{1000 + 2500} = \frac{1000 \cdot 2500}{3500} = 715 \Omega$$

Wobec tego:

$$L_1 = \frac{2 \cdot 715}{2\pi \cdot 30} = 7,6 \text{ H}$$

4. Charakterystyka wzmocnienia w górnym zakresie przeniesionego pasma częstotliwości

Układ zastępczy dla tego zakresu — rys. 3.

Przy czym:

L — indukcyjność rozproszenia odniesiona do uzwojenia pierwotnego (a więc na przykład mierzona ze strony uzwojenia pierwotnego przy zwartym uzwojeniu wtórnym).

C — wypadkowa pojemność, którą oblicza się ze wzoru:*)

$$C = p^2 (C_{2t} + C_{obc}) + (1 \pm p)^2 C_{1,2t}$$

We wzorze powyższym:

- p — przekładnia transformatora;
- C_{2t} — pojemność wtórnego uzwojenia transformatora;
- C_{obc} — pojemność wejściowa układu załączonego do wtórnych zacisków transformatora;
- $C_{1,2t}$ — pojemność międzyuzwojeniowa transformatora**).

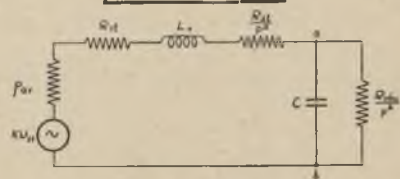
Reszta oznaczeń — patrz objaśnienie do rys. 1.

Oznaczmy:

$$\rho_1 = \rho_{a1} + R_{1t} + \frac{R_{2t}}{p^2}$$

t. j.

$$\rho_1 = \rho + \frac{R_{2t}}{p^2}$$



Rys. 3.

*) Wyprowadzenie powyższego wzoru — patrz np. W. L. Everitt, Communication Engineering, second edition, Mc. Graw-Hill Book Comp. Inc. New York and London, 1937, str. 456 i nast.

***) Wybór znaku w powyższym wzorze zależy od względnej biegunowości końcówek obu uzwojeń transformatora. Kwestii tej bliżej rozważać nie będziemy, gdyż obecnie dążeniem konstruktorów jest usunięcie wpływu pojemności $C_{1,2t}$ przez wprowadzenie odpowiedniego ekranu; w tym wypadku $C_{1,2t} = 0$.

Napięcie między punktami ab :

$$\hat{U}_{ab} = KU_{s1} \frac{\hat{Z}_{ab}}{\rho_1 + j\omega L_r + \hat{Z}_{ab}}$$

przy czym:

$$\hat{Z}_{ab} = \frac{R_{obc}}{p^2 - j \frac{1}{\omega C}}$$

Napięcie na oporności R_{obc} :

$$\hat{U} = p \hat{U}_{ab} = \frac{pK \hat{U}_{s1} \hat{Z}_{ab}}{\rho_1 + j\omega L_r + \hat{Z}_{ab}}$$

Współczynnik wzmocnienia:

$$\hat{k}_{wys} = \frac{\hat{U}}{\hat{U}_{s1}} = \frac{pK \hat{Z}_{ab}}{\rho_1 + j\omega L_r + \hat{Z}_{ab}} = \frac{pK}{1 + \frac{\rho_1 + j\omega L_r}{\hat{Z}_{ab}}}$$

Uwzględniając wartość \hat{Z}_{ab} :

$$\begin{aligned} \hat{k}_{wys} &= \frac{pK}{(\rho_1 + j\omega L_r) \left(\frac{R_{obc}}{p^2} - j \frac{1}{\omega C} \right) + 1} = \\ &= \frac{pK \frac{R_{obc}}{p^2}}{\omega C} = \frac{R_{obc}}{\frac{p^2}{\omega C} + (j\rho_1 - \omega L_r) \left(\frac{R_{obc}}{p^2} - j \frac{1}{\omega C} \right)} = \\ &= \frac{R_{obc}}{\frac{p^2}{\omega C} + \left(j \frac{\rho_1 R_{obc}}{p^2} - \frac{\omega L_r R_{obc}}{p^2} + \frac{\rho_1}{\omega C} + j \frac{L_r}{C} \right)} = \\ &= \frac{pK \frac{R_{obc}}{p^2}}{\omega C} = \frac{R_{obc}}{\frac{p^2}{\omega C} + \left(j \frac{\rho_1 R_{obc}}{p^2} - \frac{\omega L_r R_{obc}}{p^2} + \frac{\rho_1}{\omega C} + j \frac{L_r}{C} \right)} \end{aligned}$$

Moduł tego wyrażenia będzie:

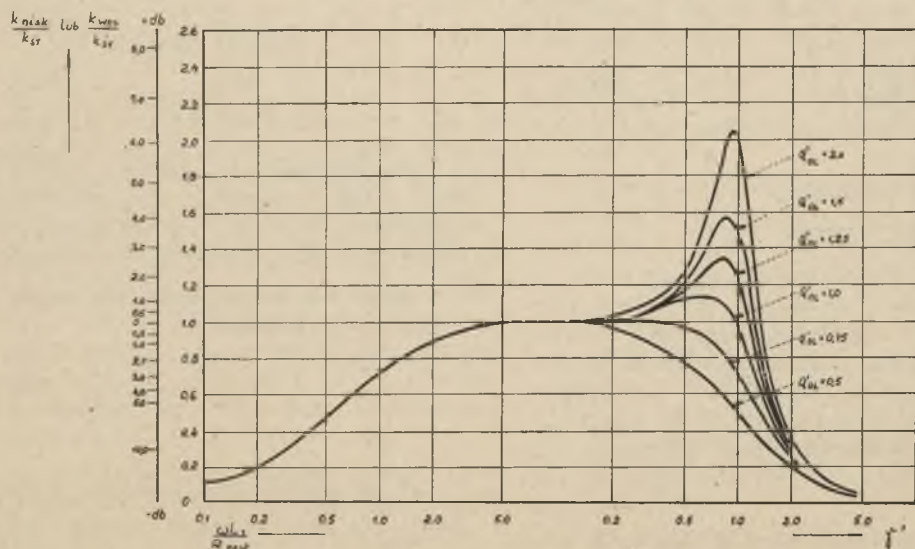
$$k_{wys} = \frac{pK \frac{R_{obc}}{p^2}}{\omega C} \sqrt{\left(\frac{R_{obc}}{p^2} - \frac{R_{obc}}{p^2} \omega L_r + \frac{\rho_1}{\omega C} \right)^2 + \left(\rho_1 \frac{R_{obc}}{p^2} + \frac{L_r}{C} \right)^2}$$

Znajdujemy stosunek $\frac{k_{wys}}{k_{sr}}$:

$$\begin{aligned} \frac{k_{wys}}{k_{sr}} &= \frac{\rho_1 + \frac{R_{obc}}{p^2}}{\omega C} \sqrt{\left(\frac{R_{obc}}{p^2} - \frac{R_{obc}}{p^2} \omega L_r + \frac{\rho_1}{\omega C} \right)^2 + \left(\rho_1 \frac{R_{obc}}{p^2} + \frac{L_r}{C} \right)^2} = \\ &= \frac{\rho_1 + \frac{R_{obc}}{p^2}}{\omega C} \sqrt{\left(\frac{R_{obc}}{p^2} - \frac{R_{obc}}{p^2} \omega^2 L_r C + \rho_1 \right)^2 + \left(\rho_1 \frac{R_{obc}}{p^2} \omega C + \omega L_r \right)^2} = \\ &= \frac{\rho_1 + \frac{R_{obc}}{p^2}}{\omega C} \sqrt{\left(1 - \omega^2 L_r C + \frac{\rho_1}{R_{obc}} \right)^2 + \left(\rho_1 \omega C + \frac{\omega L_r}{\frac{R_{obc}}{p^2}} \right)^2} = \\ &= \frac{\rho_1 + \frac{R_{obc}}{p^2}}{\omega C} \sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2 L_r C}{1 + \frac{\rho_1}{R_{obc}}} \right)^2 + \left(1 + \frac{\rho_1}{R_{obc}} + \frac{\omega L_r}{\frac{R_{obc}}{p^2} + \rho_1} \right)^2} = \\ &= \frac{\rho_1 + \frac{R_{obc}}{p^2}}{\omega C} \sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2 L_r C}{1 + \frac{\rho_1}{R_{obc}}} \right)^2 + \left(\frac{\omega C}{\frac{R_{obc}}{p^2} + \rho_1} + \frac{\omega L_r}{\frac{R_{obc}}{p^2} + \rho_1} \right)^2} \end{aligned}$$

Wprowadźmy oznaczenia:

$$R_1 = \frac{R_{obc}}{p^2} + \rho_1$$



Rys. 4.

t. j.

$$\boxed{R_1 = \rho + R}$$

$$R_2 = \frac{\rho_1 \frac{R_{obc}}{p^2}}{\frac{R_{obc}}{p^2} + \rho_1}$$

t. j.

$$\boxed{R_2 = \frac{\rho_1 \frac{R_{obc}}{p^2}}{R_1}}$$

$$\boxed{\omega = \gamma \omega_0}$$

Teraz:

$$\frac{k_{wys}}{k_{sr}} = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{\gamma^2 \omega_0^2 L_r C}{1 + \frac{\rho_1}{R_{obc}}}\right)^2 + \left(R_2 \gamma \omega_0 C + \frac{\gamma \omega_0 L_r}{R_1}\right)^2}}$$

Uwzględniając, że:

$$\boxed{\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C}}}$$

Oraz wprowadzając:

$$\boxed{Q_{OC} = \frac{1}{R_1 \omega_0 C}}$$

$$\boxed{Q_{OL} = \frac{\omega_0 L_r}{R_2}}$$

Otrzymamy:

$$\frac{k_{wys}}{k_{sr}} = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{\gamma^2}{1 + \frac{\rho_1}{R_{obc}}}\right)^2 + Q_{OL}^2 (1 + Q_{OC} Q_{OL})^2}}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{\gamma^2}{1 + \frac{\rho_1}{R_{obc}}}\right)^2 + \frac{\gamma^2 \left(1 + \frac{\rho_1}{R_{obc}}\right) (1 + Q_{OC} Q_{OL})^2}{\left(1 + \frac{\rho_1}{R_{obc}}\right) Q_{OL}^2}}$$

Wprowadzimy jeszcze oznaczenia:

$$\boxed{\gamma'^2 = \frac{\gamma^2}{1 + \frac{\rho_1}{R_{obc}}}}$$

$$Q_{OL}'^2 = \frac{Q_{OL}^2}{\left(1 + Q_{OC} Q_{OL}\right)^2 \left(1 + \frac{\rho_1}{R_{obc}}\right)}$$

Uwzględniając wyrażenia na Q_{OL} i Q_{OC} oraz wyciągając pierwiastek:

$$\boxed{Q_{OL}' = \frac{Q_{OL}}{\left(1 + \frac{L_r}{R_1 R_2 C}\right) \sqrt{\left(1 + \frac{\rho_1}{R_{obc}}\right) \frac{p^2}{p^2}}}$$

Ostatecznie:

$$\boxed{\frac{k_{wys}}{k_{sr}} = \frac{1}{\sqrt{(1 - \gamma'^2)^2 + \frac{\gamma'^2}{Q_{OL}'^2}}}$$

Widać, że spadek*) wzmocnienia dla górnego zakresu jest funkcją γ' oraz Q_{OL}' . Dla danych wartości γ' oraz Q_{OL}' można więc określić z rodziny krzywych z rys. 4 przebieg wzmocnienia.

Przykład:

ρ_{a1} oraz $\frac{R_{obc}}{p^2}$ — jak w przykładzie z paragrafu poprzedniego,

$$L_r = 0,1 \text{ H};$$

$$C = 2500 \cdot 10^{-12} \text{ F},$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C}} = \frac{1}{\sqrt{0,1 \cdot 2500 \cdot 10^{-12}}} = 63500 \text{ sek}^{-1}$$

$$R_1 = \rho + R \cong \rho_{a1} + \frac{R_{obc}}{p^2} = 3500 \Omega$$

$$R_2 = \frac{\rho_1 \frac{R_{obc}}{p^2}}{R_1} \cong \frac{\rho_{a1} \frac{R_{obc}}{p^2}}{R_1} = \frac{1000 \cdot 2500}{3000} = 715 \Omega$$

$$Q_{OL} = \frac{\omega_0 L_r}{R_2} = \frac{63500 \cdot 0,1}{715} = 8,9$$

$$Q_{OL}' = \frac{Q_{OL}}{\left(1 + \frac{L_r}{R_1 R_2 C}\right) \sqrt{1 + \frac{\rho_1}{R_{obc}}}} \cong$$

$$\cong \frac{Q_{OL}}{\left(1 + \frac{L_r}{R_1 R_2 C}\right) \sqrt{1 + \frac{\rho_{a1}}{R_{obc}}}} =$$

$$= \frac{8,9}{\left(1 + \frac{0,1}{3500 \cdot 715 \cdot 2500 \cdot 10^{-12}}\right) \sqrt{1 + \frac{1000}{2500}}} =$$

$$= \frac{8,9}{(1 + 16) \sqrt{1 + 0,4}} = \frac{8,9}{17 \cdot 1,18} = 0,445$$

Po określeniu Q_{OL}' możemy wybrać z rodziny krzywych z rys. 4 krzywą o Q_{OL}' najbardziej zbliżonym do obliczonego. Krzywa ta charakteryzuje przebieg wzmocnienia w górnym zakresie przenoszonych częstotliwości.

Może nas interesować, jaki będzie spadek wzmocnienia na 10 000 hercach?

$$\gamma = \frac{\omega}{\omega_0} = \frac{2\pi \cdot 10^4}{63500} = 0,99$$

*) W zależności od względnej wielkości wyrazów γ' oraz Q_{OL}' może wystąpić zamiast spadku napięcia — wzrost.

$$\gamma'^2 = \frac{\gamma^2}{1 + \frac{p_1}{R_{obc}}} \approx \frac{\gamma^2}{1 + \frac{p_{a1}}{R_{obc}}} = \frac{0,99}{1 + \frac{1000}{2590}} = \frac{0,99^2}{1 + 0,4} = \frac{0,99^2}{1,4} = 0,7$$

Stąd $\gamma' \approx 0,84$.

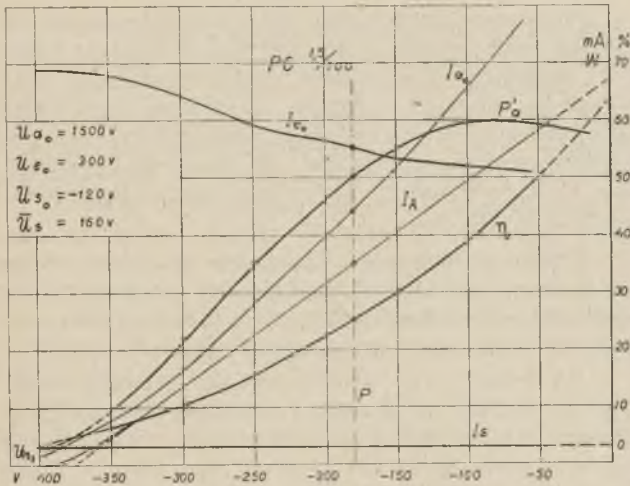
Z krzywej dla $Q_{OL}' = 0,5$ znajdujemy, że dla $\gamma' = 0,84$ spadek wzmocnienia wynosi około 4 db. Podobnie możemy określić spadek wzmocnienia dla dowolnej innej częstotliwości przenoszonego pasma.

Dla uniknięcia nieporozumień zaznaczamy, że w rozpatrywanym wyżej przykładzie pomijaliśmy wpływ oporności uzwojeń transformatora. Nie zawsze to jest słuszne i na ogół należy je do obliczeń wprowadzać.

Stacja nadawczo-odbiorcza do komunikacji po przewodach wysokiego napięcia 150.000 V*)

Inż. Henryk Kühn

Charakterystyki pracy lampy PC 1,5/100 w układzie, przedstawionym na rys. 19, podane są na rys. 26. Wykreślone są tu zależności prądu anodowego I_{a_0} , ekranu I_{e_0} , siatki sterującej I_s , mocy traconej w anodzie lampy P'_{a_0} , równej różnicy mocy doprowadzonej i użytecznej, sprawności η , oraz charakterystyka modulacji, czyli zależność prądu zmiennego I_A w obwodzie drgań od napięcia siatki modulacyjnej. Punkt pracy obrano w środku charakterystyki modulacji. Wszystkie powyższe charakterystyki zdjęte zostały przy normalnych napięciach zasilających, to jest przy napięciu anodowym $U_{a_0} = 1500$ V, ekranu $U_{e_0} = 300$ V i początkowym napięciu ujemnym siatki pierwszej $U_{s_0} = 120$ V. Amplituda napięcia zmiennego na tej siatce wynosiła $\bar{U}_s = 160$ V.



Rys. 26.

Ażeby przy uruchamianiu nadajnika (rys. 19) do lampy nadawczej nie zostało włączone napięcie ekranu przed napięciem anodowym, co byłoby szkodliwe dla siatki ekranującej tej lampy, zastosowano przełącznik L 9, który zapewnia racjonalną kolejność włączania napięcia anodowego i ekranu. Wspólnego źródła dla obu tych napięć nie zastosowano, ponieważ napięcie ekranu jest znacznie niższe, bo o 1200 V. od napięcia anodowego; nie opłacałoby się zatem redukować tych 1200 V. przy prądzie ekranu, który jest nawet większy od prądu anodowego. Pociągnęłoby to bowiem za sobą znaczne zwiększenie lampy prostowniczej L 9.

Do zasilania ekranu lampy nadawczej, podobnie jak i do zasilania wszystkich pozostałych lamp, zastosowano

prostowniki stykowe posiadające większą trwałość dla tych wielkości napięć od prostowników lampowych.

Moc wyjściową nadajnika można regulować za pomocą zmiany napięcia ekranu lampy nadawczej, oraz napięcia siatki modulacyjnej.

Przełącznik L 37 w obwodzie ekranu lampy PC 1,5/100 służy do kontroli działania lamp L 3 i L 7, gdyż w razie zużycia się jednej z nich, prąd ekranu zmniejszy się, a więc przełącznik L 37 spowoduje alarm.

Styki przełącznikowe P_r , przedstawione na rys. 13 i 19, zostają zamknięte na skutek uruchomienia urządzenia telefonicznego do rozmowy po czasie wystarczającym do rozgrzania się katod lamp, nieczynnych w stanie spoczynku. Styki P_w natomiast na rys. 13 są czynne w odwrotny sposób, mianowicie zamknięte są podczas spoczynku instalacji, a otwarte podczas jej działania.

Przełączniki L 1, L 2, L 4, L 5, L 6 służą do samoczynnej kontroli odpowiednich lamp katodowych. Styki przełącznikowe P_0 na rys. 13 zamykane są tylko na krótki przeciąg czasu po zniknięciu fali odbieranej, w celu szybkiego wyładowania kondensatora C_0 i C_d . Dzięki temu szybko zostaje usunięte napięcie ujemne siatki selektody, a więc jej prąd również szybko osiąga normalną wartość, wobec czego nie powstaje fałszywy alarm zużycia tej lampy. Przełącznik P_i służy również do tego samego celu, jednak działa on w innych przypadkach, niż styki P_0 . Przełącznik ten bowiem jest stale zamknięty podczas spoczynku instalacji, tak, jak to przedstawia rys. 13, a podczas rozmowy zajmuje on przeciwnie położenie. W ten sposób kondensator C_d służy do zwiększenia stałej czasu układu regulacji automatycznej, ażeby impulsy fali nośnej podczas impulsowania przez abonenta, nie zostały zniekształcone, oraz jednocześnie kondensator ten służy do kompensacji ujemnego potencjału siatki selektody po skończonej rozmowie. Kompensacja ta następuje dzięki dodatniemu naładowaniu tego kondensatora do napięcia $+ 15$ V.

Urządzenie alarmowe zużycia lamp katodowych jest wykonane w ten sposób, że, po włożeniu nowej lampy na miejsce zużytej, alarm przestaje działać samoczynnie.

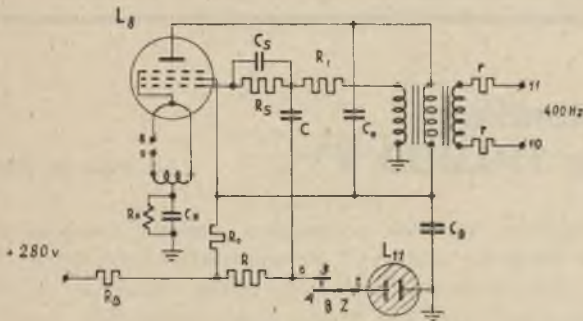
Do akustycznych sygnałów telefonicznych, a więc sygnału zgłoszenia, zajętości i sygnałów rozłączeniowych służy generator akustyczny 400 Hz, przedstawiony na rys. 27. Jest to układ meissnerowski z dodatkowym urządzeniem neonowym do otrzymania przerywanych sygnałów akustycznych. W celu otrzymania tonu ciągłego zgłoszenia zostają zwarte tylko zaciski 8 i 9, dzięki czemu lampa L 8 zaczyna już działać, gdyż napięcie anodowe $+ 280$ V jest załączone na stałe.

W celu otrzymania przerywanego sygnału akustycznego, oprócz zwartych zacisków 8, 9, muszą jeszcze być

*) Dokończenie artykułu do str. 15 „P. R.” Nr. 3-4 r. b.

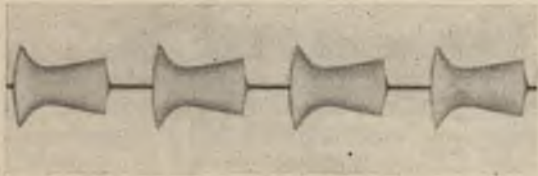
połączone zaciski 6 i 7 przez styki przełącznikowe BZ. Po zadziałaniu tego przełącznika rozpoczyna się ładowanie kondensatora C przez opory R_B , R i R' , oraz uzwojenie siatkowe transformatora. Gdy kondensator C zostanie naładowany do napięcia zapłonu neonówki L_{11} , popłynie przez nią prąd, wobec czego jej oporność R_n znacznie się zmniejszy. Dzięki temu warunki samowzbudzenia gene-

Ostateczne badania i pomiary całej instalacji telefonicznej wielkiej częstotliwości polegały przede wszystkim na zdjęciu krzywych przenoszenia częstotliwości akustycznych dla obu kanałów. Na rys. 29 przedstawiona jest taka krzywa przenoszenia, obok której podane są również warunki techniczne Międzynarodowego Komitetu Doradczego (CCIF).



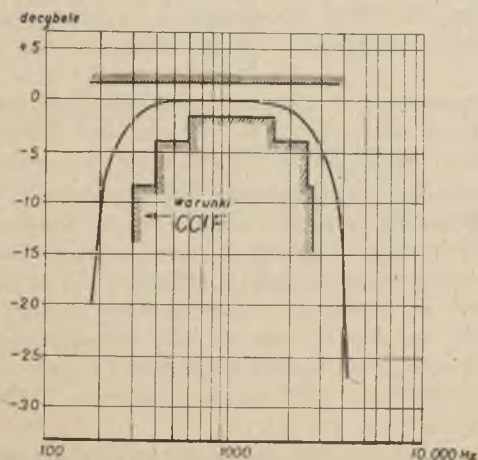
Rys. 27.

ratora na tyle się pogorszą, że drgania zostaną przerywane. Po wyładowaniu się kondensatora C drgania te znów powstaną. Na zdjęciu oscylograficznym na rys. 28 przedstawiono te sygnały przerywane. Wzrost napięcia na początku każdego impulsu spowodowany jest początkowym prądem ładowania kondensatora C , dzięki któremu powstaje chwilowe napięcie dodatnie na siatce lampy. Napięcie to jest wywołane spadkiem napięcia na oporze R' . Ponieważ jednak ten potencjał dodatni maleje, a napię-

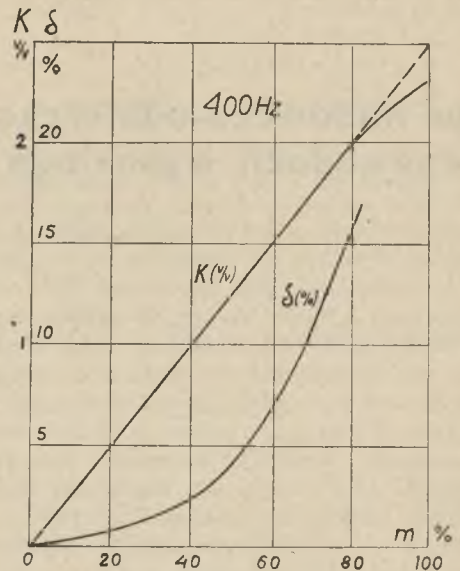


Rys. 28.

cie anodowe i ekranu wzrasta dzięki zmniejszaniu się większego podczas przerwy prądu anodowego i ekranu, zatem na skutek przeciwdziałania tych dwóch czynników, powstaje pewne maximum, a potem minimum napięcia zmiennego w ciągu każdego impulsu. Wobec tego, iż stała czasu ładowania kondensatora C jest większa od stałej czasu wyładowania o wielkość: $C \cdot (R_B + R - R_n)$, gdzie $R_B + R \gg R_n$, zatem czas trwania impulsu jest zawsze odpowiednio dłuższy od przerwy.



Rys. 29.

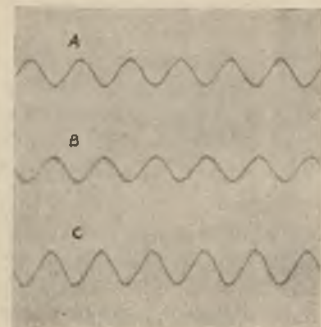


Rys. 30.

W dalszym ciągu badań zdjęto charakterystykę całkowitego wzmocnienia K (rys. 30) w zależności od głębokości modulacji m przy stałej wielkości napięcia, nadawanego na rozwidlenie. Poniżej tej krzywej zdjęto zależność całkowitych zniekształceń nieliniowych δ (współczynnika chrypienia) również od głębokości modulacji. Obie te krzywe zostały pomierzone przy częstotliwości akustycznej 400 Hz.

Wyższe częstotliwości akustyczne posiadają mniejszy procent zniekształceń nieliniowych, ponieważ filtr wyjściowy odbiornika (krzywa na rys. 18) nie przepuszcza harmonicznych, powstałych przez te zniekształcenia.

Jak widać z rys. 30 dopuszczalna głębokość modulacji ze względu na zniekształcenie, dla których przyjęto graniczną wartość — 10% wynosi $m = 70\%$.



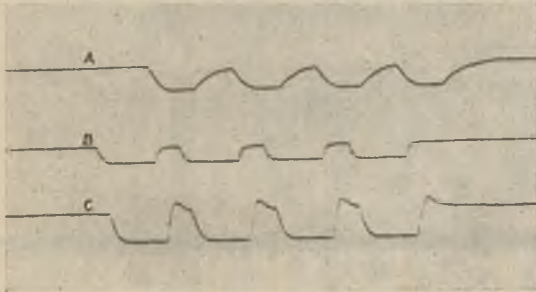
Rys. 31.

Na rys. 31 przedstawione są oscylogramy napięcia nadawanego z generatora o częstotliwości 400 Hz (krzywa A) i odbieranego (krzywa B i C) w instalacji. Krzywa B przedstawia przebieg napięcia odbieranego przy

nadawaniu z głębokością modulacji 70%, a krzywa C przy pełnej głębokości modulacji, wynoszącej 100%.

Pomiar zasięgu instalacji telefonu wielkiej częstotliwości wykazał, że może ona pracować na liniach wysokiego napięcia, których tłumienie nie przekracza 40 db. Regulacja automatyczna prądu w przekaźniku odbiorczym IO (rys. 13) działa w zakresie 36 db., co jest ograniczone przez prawidłowe działanie wybierania automatycznego.

Przebieg impulsów prądu w przekaźniku odbiorczym IO przedstawiają krzywe B i C na rys. 32. Krzywa B została zdjęta przy tłumieniu linii, wynoszącym 40 db, a krzywa C przy tłumieniu 4 db. Miarą wierności odtwarzania impulsów, przedstawionych na tym rysunku, jest stosunek czasu trwania prądu do czasu przerwy prądu. Krzywa A na rys. 32 przedstawia przebieg impulsów w obwodzie nadającej tarczy numerowej.



Rys. 32.

Do czynności związanych z konserwacją urządzenia telefonicznego wielkiej częstotliwości należą pomiary prądów anodowych i napięć anodowych, wykonywane za pomocą 15-pozycyjnego przełącznika obrotowego, umieszczonego na tablicy pomiarowej (rys. 4), oraz sprawdzenie nadawania i odbierania impulsów tarczy numerowej.

Podczas uruchomienia połączenia telefonicznego na linii wysokiego napięcia Mościce—Starachowice poczyniono następujące obserwacje i badania. Pomiary na tej linii przesyłowej wykazały, że oporność falowa w zakresie częstotliwości 80—115 kHz, mierzona pomiędzy ziemią i jednym z przewodów, przy czym pozostałe przewody były uziemione, wynosiła 410 Ω .

Tłumienie skuteczne, mierzone w tym samym układzie, osiągnęło wartość 0,07 db/km dla 85 kHz, a 0,095 db/km dla 110 kHz. Całkowite tłumienie skuteczne pomiędzy obu instalacjami razem z filtrami liniowymi FL i kablami wielkiej częstotliwości wynosiło 11 db. dla 85 kHz, a 15 db dla 110 kHz. Tłumienie tej linii w małym stopniu zależy od stanu pogody.

Poziom zakłóceń natomiast, pochodzących od napięcia 150 000 V zależy wyraźnie od stanu pogody. Przy pogodzie suchej, bez wyładowań atmosferycznych, zakłócenia nie występowały zupełnie. Podczas deszczu, śniegu, albo sadzi, występował szum o natężeniu niestałym, zupełnie podobny do odgłosów wyładowań na linii 150 000 V słyszalnych bezpośrednio w dość znacznej odległości od tej linii. Największy zaobserwowany poziom tego szumu w słuchawce telefonicznej był około 40—60 db niższy od poziomu sygnałów odbieranych. Poziom zakłóceń, pochodzących od wyładowań atmosferycznych, również był mniejszy od poziomu odbieranego o podobną wartość.

Częstotliwość 50 Hz oraz jej harmoniczne są zupełnie niesłyszalne zarówno podczas suchej pogody, jak i w czasie opadów atmosferycznych.

Dłuższy okres czasu komunikacja telefoniczna przez linie wysokiego napięcia Mościce—Starachowice odbywała się bez dławików zaporowych przy linii załączonej pod napięcie. Tłumienie całkowitego połączenia wzrosło wtedy o około 13 db, zatem nie wpłynęło to na pracę urządzeń wielkiej częstotliwości.

Do dalszych badań komunikacji telefonicznej wielkiej częstotliwości należało określenie wpływu bezpośredniego zwarcia z ziemią przewodów wysokiego napięcia. Przerwanie tych przewodów jest w tym wypadku mniej niebezpieczne, niż ich uziemienie. Okazało się, że zwarcie z ziemią przewodu dołączonego do urządzenia wielkiej częstotliwości nie wpływa zupełnie na tłumienie linii, o ile uziemienie to nastąpiło w odległości większej niż 40 km od któregośkolwiek końca linii. Przy zwarcie z ziemią w odległości około 4 km od końców linii tłumienie całkowite osiąga już wartość 40 db, zatem jest to krytyczny punkt zwarcia z ziemią, gdyż bliższe uziemienie uniemożliwi już komunikację.

Zwarcie z ziemią wszystkich przewodów nie wiele pogarsza sytuację, gdyż odległość krytyczna jest tylko większa o 2 km od poprzedniej. Jak widać z tego możliwość przerwania komunikacji telefonicznej przez uziemienie przewodów linii wysokiego napięcia jest dosyć mała, gdyż tylko uziemienie na odcinkach, wynoszących w sumie 10% całej długości linii Mościce—Starachowice (116 km) może tę komunikację przerwać.

Ważną z punktu widzenia odbioru radiofonicznego jest kwestia promieniowania wielkiej częstotliwości w zakresie radiofonicznym 150—300 kHz przez linię wysokiego napięcia. Wchodzą tu więc w rachubę druga i trzecia harmoniczna 85 kHz, to znaczy 170 kHz i 255 kHz, oraz druga harmoniczna 110 kHz, czyli 220 kHz.

Wpływ częstotliwości podstawowych 85 kHz i 110 kHz na odbiorniki o przepisowej selektywności jest nieodczuwalny, jedynie takie odbiorniki mało selektywne, jak jednoobwodowe, np. odbiorniki kryształkowe, będą z natury rzeczy dawały zakłócony odbiór w pobliżu linii wysokiego napięcia. Ponieważ jednak w pasmie częstotliwości 60 kHz — 130 kHz jest wiele radiostacji telegraficznych i telefonicznych o mocy w antenie od 4—40 kW, które wywołują oczywiście znacznie większe zakłócenia w odbiorze radiofonicznym za pomocą takich odbiorników, zatem wpływ instalacji wielkiej częstotliwości o mocy 15 W jest zupełnie do pominięcia.

Przeprowadzone obserwacje wykazały, że w odległości 3—5 km od linii wysokiego napięcia, promieniowanie na częstotliwości podstawowej 85 i 110 kHz jest już zupełnie nieszkodliwe dla tych mało selektywnych odbiorników radiofonicznych, pracujących w zakresie 150—300 kHz, bowiem natężenie pola z wielkości 10—15 mV/m, mierzone w odległości 10 m od linii wysokiego napięcia spada do około 1 mV/m już w odległości 100 m od linii. Na rozkład natężenia pola w bardzo silnym stopniu wpływają żelazne słupy linii wysokiego napięcia, dzięki temu, że pochłaniają one energię promieniowaną, oraz dlatego, że wysokość przewodów nad ziemią jest znacznie większa w pobliżu słupów, niż w środku przęsła linii. Wykonane pomiary wzdłuż linii w odległości 5 m od środka linii wykazały, że natężenie pola w pobliżu słupów jest 4—6-krotnie mniejsze od natężenia pola w środku odległości pomiędzy słupami. Na rozkład natężenia pola wpływa również zjawisko fali stojącej.

Orientacyjne pomiary promieniowania harmonicznych, zawierających się w najbliższym zakresie radiofo-

nicznym wykazały, że w odległości 200—300 m od linii wysokiego napięcia natężenie pola waha się od 0,03—0,08 mV/m.

Odbiór radiostacji raszyńskiej (Warszawa I), pracującej na częstotliwości 224 kHz, jest w tych warunkach zupełnie możliwy nawet w pobliżu linii wysokiego napięcia, gdyż natężenie pola od anteny raszyńskiej wynosi w najdalszym punkcie linii przesyłowej, a więc w Mości-

cach — 10 mV/m. Oczywiście w bezpośredniej bliskości linii wysokiego napięcia 150 000 V odbiór radiofoniczny jest zupełnie niemożliwy, ale to nie ze względu na promieniowanie częstotliwości nośnych urządzeń telefonicznych wielkiej częstotliwości, lecz ze względu na silny poziom zakłóceń, pochodzących od wyładowań na linii 150 000 V.

WIADOMOŚCI TECHNICZNE

Na progu nowego świata. Nadmikroskop — przyrząd umożliwiający odkrycie świata niewidzialnego

W czasopiśmie Funk Nr. 19 z 1938 r. R. Wigand omawia w popularnym artykule możliwości, jakie daje zastosowanie mikroskopu elektronowego, (który nazywa nadmikroskopem), do badań przyrody. Mikroskop elektronowy daje możliwość uzyskania dwudziestokrotnie większej zdolności rozdzielczej, niż mikroskop świetlny. Jest to znacznie większy skok naprzód niż się napozór wydaje. Tytułem przykładu omawia autor, zmiany jakie zaszłyby np. w technice komunikacyjnej gdyby udało się dwudziestokrotnie zwiększyć szybkość pojazdów. Przyjmując, iż prędkość ta może obecnie dochodzić do 150 km/godz. otrzymalibyśmy prędkości rzędu 3 000 km/godz., to znaczy prędkości, przewyższające około 2,5 raza prędkość rozchodzenia się głosu w powietrzu.

Możliwości, jakie daje mikroskop elektronowy, trudno jest dziś przewidzieć. Ostatnio przy jego pomocy udało się ustalić istnienie mikrobów tzw. wirusów wielkości $1 \cdot 10^{-4}$ mm. Wymiary te są rzędu wymiarów cząsteczek organicznych. Mikroskop elektronowy pozwala więc badaczowi przyrody przenikać wgłąb mikroświata dotychczas niewidzialnego dla człowieka.

W artykule omówiono pobieżnie historię powstania mikroskopu elektronowego oraz zasadę jego działania. Jedną z największych przeszkód na drodze wykorzystania mikroskopu elektronowego do badań przyrody na szerszą skalę była opinia fachowców, iż żadna substancja, a tymbardziej pochodząca ze świata organicznego, nie jest w stanie wytrzymać nie ulegając przy tym zniszczeniu tak silnego bombardowania elektronami jakie ma miejsce przy tego rodzaju badaniach. Okazało się jednak, iż dla cienkich warstw grubości poniżej pewnej granicy ilość energii absorbowanej przez substancję „naświetlaną“ jest tym mniejsza im większa jest prędkość elektronów oraz im cieńsza jest badana warstwa. A więc do badań przy pomocy mikroskopu elektronowego należy używać odpowiednio spreparowanych cienkich błonek z collodium, grubości $1 \cdot 10^{-5}$ mm oraz stosować duże napięcia przyspieszające elektrony.

Dla porównania autor podaje zdolności rozdzielcze dla różnych przyrządów (rzęd wielkości), są one następujące: oko ludzkie — 0,1 mm, lupa — 0,01 mm, mikroskop świetlny (1650 r.) — 0,001 mm, ultramikroskop (1904 r.) — 0,0001 mm, mikroskop elektronowy w dzisiejszym stanie techniki — 0,00001 mm; tę ostatnią granicę można będzie w przyszłości przesunąć aż do 0,000001 mm. W artykule przytoczono szereg fotografii porównawczych otrzymanych przy pomocy mikroskopów świetlnego i elektronowego.

W. M.

KOMUNIKAT ZARZĄDU SEKCJI RADIOTECHNICZNEJ S. E. P.

Niniejszym zawiadamiamy, że Walne Zebranie Sekcji Radiotechnicznej S. E. P. odbędzie się w środę dnia 22 marca b. r., o godz. 19-ej w lokalu S. E. P. przy ul. Królewskiej 15.

Porządek dzienny:

1. Zagajenie Zebrania,
2. Wybór przewodniczącego,
3. Sprawozdanie Zarządu za rok 1938,
4. Sprawozdanie Komisji Rewizyjnej za rok 1938,
5. Udzielenie absolutorium Zarządowi za rok ubiegły,
6. Rozpatrzenie i uchwalenie preliminarza budżetowego na rok 1939,
7. Wybór do Zarządu Sekcji Radiotechnicznej dwóch członków na miejsce ustępujących,
8. Wybory Komisji Rewizyjnej,
9. Wolne wnioski (zgłoszone Zarządowi w myśl regulaminu przynajmniej na tydzień przed Walnym Zebraniem).

Uprzejmie prosimy Szanownych Kolegów o niezawodne przybycie na powyższe zebranie.

Zarząd Sekcji Radiotechnicznej.

PRZEDPŁATA:
kwartalnie zł. 9.—
rocznie zł. 36.—
zagranią + 50%
za zmianę adresu
(znaczkami pocztowymi) gr. 50

Biuro Redakcji i Administracji: Warszawa Królewska 15, II piętro
telefon № 690-23 i 648-65.
Administracja otwarta codz. od godz. 8 do 15 w soboty od 8 do 13
Redaktor przyjmuje we wtorki, środy i piątki od godziny 19-ej do 20-ej
Konto czekowe w P. K. O, Nr. 363

Cennik ogłoszeń
przesyła administracja
na żądanie.
Telefon działu ogłoszeń 648-65

Wydawca: Wydawnictwo Czasopisma „Przegląd Elektrotechniczny“, Spółka z ograniczoną odpowiedzialnością.

S. A. Z. G. „Drukarnia Polska“, Warszawa, Szpitalna 12. Tel. 5.87.98 w dzierzawie Sp. Wydawniczej Czasopism Sp. z o. o.