

Warszawa, 17 sierpnia 1935 r.

URZĄD PATENTOWY



RZECZYPOSPOLITEJ POLSKIEJ

OPIS PATENTOWY

Nr 21766.

Kl. 21 a¹, 7/08.

International Standard Electric Corporation
(New York, N. Y., Stany Zjednoczone Ameryki).

Układ telegraficzny prądu stałego lub fali nośnej.

Zgłoszono 17 listopada 1930 r.

Udzielono 2 lipca 1935 r.

Wynalazek dotyczy elektrycznego przesyłania sygnałów umówionych.

Przedmiot wynalazku może mieć zastosowanie w układach, przy których każdy element składowy znaku przesyłanego jest określany jednym stanem z dwóch znanych stanów napięcia lub prądu. W układach telegrafii prądu stałego odpowiada to sposobowi, przy którym do nadawania znaków są stosowane dwie różne wartości napięcia lub prądu, jak np. wartość dodatnia i ujemna, wartość dodatnia i zerowa i t. d. W układach telegrafii z falą nośną (to znaczy tam, gdzie znaki są użyte do modulowania fali nośnej o stałej częstotliwości) takimi dwoma stanami jest naogół pełna amplituda fali oraz jej zanik.

Już dawniej proponowano przysyłać telegraficznie znaki przy pomocy układu, podobnego do układu telefonowania z falą nośną, wykorzystując pojedynczą boczną wstęgę częstotliwości. Jednak teoria podaje, że, aby uzyskać dobry odbiór, przesyłana wstęga winna posiadać zakres częstotliwości od 0 do s okresów na sekundę, gdzie s jest częstotliwością kropki. Wynika z tego, iż po zmodulowaniu, najbliższa fali nośnej częstotliwość każdej wstęgi bocznej zlewa się z częstotliwością nośną. A zatem, w celu oddzielenia wstęgi bocznej od fali nośnej, byłoby rzeczą konieczną stosowanie filtru o prostokątnym kształcie charakterystyki, co jest praktycznie niewykonalne. Wobec tego w praktyce staje się rzeczą konieczną stoso-

wanie bardzo kosztownych i zawiłych urządzeń fazowych, w celu wydzielenia częstotliwości niepożądanych wstęp bocznych, które mogłyby powodować interferencje.

Zadaniem niniejszego wynalazku jest usunięcie tych niedogodności. Różne terminy, użyte w niniejszym opisie, są określone następująco:

Jednostka porozumiewania się (to znaczy litera lub znak) składa się z pewnej liczby (N) znaków pierwiastkowych, trwających razem τ sekund.

Znak pierwiastkowy jest efektem danego napięcia lub prądu, trwającym w ciągu określonego czasu, nazwanego jednostką czasu.

W układzie według niniejszego wynalazku wszystkie znaki pierwiastkowe trwają jednakowo długo. Jeżeli jednostka porozumiewania się zawiera N znaków pierwiastkowych, trwających razem w ciągu τ sekund, wówczas jednostka czasu wynosi $\frac{\tau}{N}$ sekund.

Częstotliwość kropki jest określona połową odwrotności jednostki czasu, to jest wynosi $\frac{N}{2\tau}$ okresów na sekundę. (Uwaga.

Szybkość w Baud'ach jest równa podwójnej częstotliwości kropki).

Oznaczenie N_i , użyte w opisie, oznacza co następuje: jeżeli przyjmie się, że został nadany pojedynczy znak pierwiastkowy, wówczas całkowity czas, który upłynął od początku odbierania tego znaku, aż do chwili, kiedy jego efekt stanie się znikomo mały, wynosi N_i jednostek czasu.

Częstotliwości znaków mogą być określone jako częstotliwości, które powstawałyby w nadajnikach, pracujących prądem stałym.

Istotą wynalazku jest układ telegraficzny, przy którym wstępą częstotliwości nadawanych posiada liczbowo mniejszy zakres, aniżeli częstotliwość kropki, lecz zawiera w sobie tę częstotliwość kropki.

Następnie przedmiot wynalazku obejmuje jeszcze układ telegraficzny, przy którym nadawanie wstęgi częstotliwości znaków odbywa się tylko w zakresie od $\left(\frac{2}{N_i} \cdot s\right)$ do s , gdzie s jest częstotliwością kropki, N_i zaś posiada znaczenie, określone poprzednio.

Jednym z przedmiotów wynalazku jest opracowanie układu telegrafii z falą nośną, w którym wstępą częstotliwości, przenosząca znaki, może być oddzielona od częstotliwości nośnej i od innych częstotliwości zapomocą filtrów o stosunkowo prostej budowie.

Poza tem istotą wynalazku jest jeszcze układ telegrafii z falą nośną, w którym fala nośna oraz jedna wstępą boczna są całkowicie zniesione, a nadawana jest tylko wstępą, przenosząca znaki, o szerokości, mniejszej od s .

Istota przedmiotu wynalazku oraz inne jego cechy znamienne są ujawnione w opisie oraz pokazane na rysunku, którego fig. 1, 2, 3 i 4 są opisane przy omawianiu teorii, wyjaśniającej istotę wynalazku.

Na fig. 5 przedstawiono schematycznie przykład wykonania przedmiotu wynalazku, a na fig. 6 i 7 inne jego odmiany wykonania. Fig. 8 uwidocznia wymagane charakterystyki pewnych filtrów.

Dotychczas była przyjęta teoria, według której ze względu na poprawny odbiór należało nadawać wstęgi o częstotliwościach, zawartych w granicach od O do s okresów, gdzie s jest częstotliwością kropki. Jednakże można dowieść, że w pewnych warunkach nadawanie tak szerokiej wstęgi częstotliwości nie jest bynajmniej rzeczą konieczną.

Według fig. 1 rysunku niech znak $E(t)$ będzie określony warunkami:

$$E(t) = 0, \text{ przy } t < t_1$$

$$E(t) = E, \text{ przy } t_1 < t < t_2$$

$$E(t) = 0, \text{ przy } t > t_2.$$

Można to wyrazić w postaci całki Fourier'a:

$$E(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{+\infty} dq \int_{-\infty}^{+\infty} E(x) \cos q(x-t) dx = \int_0^{\infty} \varphi(q) dq \quad (1)$$

$$\text{gdzie } \varphi(q) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} E(x) \cos q(x-t) dx = \frac{2E}{\pi q} \sin \left[q \frac{t_2 - t_1}{2} \right] \cos \left\{ q \left[t - \frac{t_1 + t_2}{2} \right] \right\} \quad (2)$$

niech $(t_2 - t_1) = \frac{\tau}{N}$ (to znaczy równa jest jednostce czasu), wówczas równanie (1) daje:

$$E(t) = \int_0^{\infty} \frac{2E}{\pi q} \sin \left(\frac{2\tau}{2N} \right) \cdot \cos q \left[t - \left(\frac{t_1 + t_2}{2} \right) \right] dq \quad (3)$$

Z równania (3) wynika, że wchodzi tu w grę ciągłe widmo częstotliwości o amplitudzie:

$$S(q) = \frac{2E}{\pi q} \cdot \sin \frac{q\tau}{2N} \quad (4)$$

zmieniającej się z częstotliwością $f = \frac{q}{2\pi}$ i o fazie

$$Q = -\frac{1}{2} (t_1 + t_2) \quad (5)$$

Wykres $S(q)$ w funkcji częstotliwości jest przedstawiony na fig. 2.

Należy zbadać teraz wartości $S(q)$ w różnych chwilach, uwzględniając, że częstotliwość kropki $S = \frac{N}{2\tau}$. I tak $S(q) = 0$

przy $q = \frac{2m\pi N}{\tau}$ z wyjątkiem, kiedy $m =$

0 odpowiednio do $f = \frac{mN}{\tau} = 2ms$.

$S(q)$ posiada swe maksimum przy $f = (2m + 1)s$, zakładając, że $m \neq 0$.

$$S_{(0)} = \frac{(E\tau)}{\pi N} = \frac{E}{2\pi s}$$

$$S_{(1s)} = \left(\frac{E}{2\pi s} \right) \cdot \frac{2}{\pi}$$

$$S_{(3s)} = \left(\frac{E}{2\pi s} \right) \cdot \frac{2}{3\pi}$$

$$S_{(5s)} = \left(\frac{E}{2\pi s} \right) \cdot \frac{2}{5\pi} \text{ i t. d.}$$

Niech teraz znak, nadawany według fig. 3 ma postać, określoną warunkiem:

$$E_{(t)} = 0, t < 0$$

$$= a_1, 0 < t < \frac{\tau}{N}$$

$$= a_2, \frac{\tau}{N} < t < \frac{2\tau}{N}$$

$$= a_N, \frac{(N-1)\tau}{N} < t < \tau$$

Przy nakładaniu się znaków według (3) otrzymuje się

$$E_{(t)} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{1}{2} \sin \frac{2\tau}{2N} \cdot \sum_{m=1}^N a_m \cos q \left[t - \frac{(m-1)\tau}{2N} \right] dq = \int_0^{\infty} \left[A_{(q)} \cos q' + B_{(q)} \sin q' \right] dq \quad (6)$$

gdzie

$$\left. \begin{aligned} A_{(q)} &= \frac{2}{\pi_q} \sin \left(\frac{2\tau}{2N} \right) \cdot \sum_{m=1}^{m=N} \left[a_m \cos q \frac{\left(m - \frac{1}{2} \right) \tau}{N} \right] \\ B_{(q)} &= \frac{2}{\pi_q} \sin \left(\frac{2\tau}{2N} \right) \cdot \sum_{m=1}^{m=N} \left[a_m \sin q \frac{\left(m - \frac{1}{2} \right) \tau}{N} \right] \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (7)$$

Pierwsze czynniki obydwóch równań (7), mające taką samą postać, jaką posiada zależność $S_{(q)}$ według wzoru (4), są współczynnikami kształtu fali prądu stałego. Następne czynniki tych równań są współczynnikami rozróżniania, które stanowią o rozróżnianiu nadawanych znaków. Gdy współczynnik kształtu jest znany, wówczas może być on dowolny, jednak współczynnik ten należy pominąć przy tych częstotliwościach, przy których należy zbadać współczynniki rozróżniania. Współczynniki rozróżniania można przedstawić jak następuje:

$$\left. \begin{aligned} C_{(q)} &= \sum_{m=1}^N \left[a_m \cos q \left(m - \frac{1}{2} \right) \tau / N \right] \\ S_{(q)} &= \sum_{m=1}^N \left[a_m \sin q \left(m - \frac{1}{2} \right) \tau / N \right] \end{aligned} \right\} (8)$$

uwzględniając, że szybkość nadawania jest dana równaniem $s = N/2\tau \dots \dots \dots$ (9) Jest rzeczą oczywistą, że współczynniki $C(q)$ oraz $S(q)$ będą obowiązywały w zakresach częstotliwości o szerokości częstotliwości kropki s , ograniczonej nieparzystymi i parzystymi wielokrotnościami tej częstotliwości s . Nie jest więc rzeczą konieczną nadawanie wstęgi, która byłaby szersza od wspomnianej szerokości s . Z drugiej zaś strony, teoretycznie nie jest rzeczą konieczną nadawanie tak szerokiej wstęgi s , gdyż powyższe równanie (6) uwzględnia nieskończoną liczbę częstotliwości w każdej nawet dowolnie wąskiej, lecz skończonej wstędze. Byłoby rzeczą wystarczającą nadawanie

wstęgi dowolnie wąskiej, przyczem taka wstęga wystarczyłaby w zupełności do dobrego odbierania znaków przesyłanych. W tym jednak przypadku występują dwie wady, z których jedna polega na trudności, występującej przy oddzielaniu właściwego znaku od fali o tak wąskim obszarze częstotliwości, a druga — na zlewaniu się widma znaku nadawanego z widmem znaku poprzedzającego i następującego w pobliżu pewnych częstotliwości. Największe zniekształcenie występuje wtedy, gdy znaki poprzedzające i następujące odpowiadają znakowi środkowemu. W tym przypadku przy częstotliwościach, odpowiadających częstotliwościom szeregu Fourier'a, może nastąpić całkowite zlanie się ze sobą wspomnianych znaków. W innych przypadkach amplituda sygnału zawsze spada do zera.

Inna okoliczność, jaką należy wziąć pod uwagę, jest ta, że w układzie dwuprądownym należy znać tylko różnicę współczynników a_m w równaniach (8), gdyż ich wartości bezwzględne nie stanowią wcale o rozróżnianiu znaków przesyłanych. Powyżej wskazano, jaka powinna być szerokość wstęgi częstotliwości, konieczna do porozumiewania się, i w jakiej części widma częstotliwości winna znajdować się ta wstęga.

W poprzednim rozważaniu brano pod uwagę nieskończone wąskie widmo częstotliwości, powstające przy prostym impulsie, przedstawionym na fig. 1. Wobec trudności rozumowania z uwzględnieniem nieskończonej wielkiej liczby równań, jest rzeczą bardziej pożądaną operowanie sygnałami, któ-

rych stany powstawania i zanikania są niemiennie.

Poniżej podaje się sposób, w jaki można przejść od zagadnienia, dotyczącego procesu powstawania drgania, do zagadnienia stanu powstawania sygnału.

Przyjęto, że po upływie N_i jednostek czasu, licząc od pojawienia się znaku odbieranego, prąd staje się tak mały, że może być pominięty. Rozważając sygnał w czasie dowolnej jednostki czasu, można przypuścić, że wszystkie inne sygnały, nadane przed tym sygnałem w ciągu N_i lub więcej jednostek czasu, nie działają nań w sposób zakłócający, wskutek czego te sygnały wcześniejsze mogą być dowolnie zastępowane. Sygnały te mogą być wybrane tak, aby zgadzały się

ze znakami w N_i jednostkach czasu, leżącymi bezpośrednio przed sygnałem rozpatrywanym, powtarzającym się nieskończoną liczbę razy. Z powyższego wynika, że należy rozpatrzeć tylko sygnał o N_i elementach, powtarzających się nieskończoną liczbę razy. Jest to przypadek, przy którym szukane warunki są najtrudniejsze do spełnienia.

Gdy sygnał, podobny do sygnału, przedstawionego na fig. 3, trwa N_i jednostek czasu i powtarza się nieskończoną liczbę razy w czasie od $t = -\infty$ do $t = +\infty$ sekund, wówczas funkcja $E(t)$ może być rozwinięta na szereg Fourier'a, którego współczynniki mogą być określone w sposób zwykły.

Otrzymuje się, że:

$$E_{(t)} = 1/2 A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(2\pi_n t/\tau) + B_n \sin(2\pi_n t/\tau) \quad (10)$$

gdzie

$$A_n - jB_n = F_{(n)} - (G_n - jS_n), \text{ gdzie } j = \sqrt{-1}$$

$$\left. \begin{aligned} F_{(n)} &= 2 = \frac{2N_i}{\pi_n \cdot \sin\left(\frac{n\pi}{N_i}\right)} \\ C_n &= \left(\frac{1}{N_i}\right) \cdot \sum_{m=1}^{N_i} a_m \cos(2m-1) \cdot \frac{n\pi}{N_i} \\ S_n &= \frac{1}{N_i} \sum_{m=1}^{N_i} a_m \sin(2m-1) \cdot \frac{n\pi}{N_i} \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Częstotliwość, odpowiadająca wielkości n , wynosi

$$f_{(n)} = \frac{n}{\tau} = \frac{2ns}{N_i}$$

$$\text{A zatem} \quad n = \frac{N_i f_{(n)}}{2s} \quad (12)$$

Zależność $F(n)$ jest współczynnikiem kształtu, to jest posiada znaczenie tego

współczynnika, tak, jak w przypadku sygnałów niepowtarzanych z tą jedynie różnicą, że w tym przypadku zależność $F(n)$ posiada wartości tylko przy pewnych częstotliwościach, a mianowicie przy częstotliwościach $2s/N_i$, $4s/N_i$, $6s/N_i$ i t. d., podczas gdy poprzednio funkcja ta istniała przy wszystkich częstotliwościach za wyjątkiem częstotliwości $2s$, $4s$, $6s$. Skutek jest taki, jak gdyby ciągle widmo sygnałów niepowtarzanych zlewało się przy określonych częstotliwościach i zanikało do wartości zerowej przy innych częstotliwościach. Powyższe rozumowanie, zupełnie ogólne, wskazuje na to, że sygnały, składające się z N elementów i powtarzające się nieograniczenie często, posiadają współczynnik kształtu tylko przy pewnych częstotliwościach szczególnych $\frac{2s}{N}$, $\frac{4s}{N}$, $\frac{6s}{N}$ i t. d.

Rozpatrując układy telegraficzne oraz przyjmując podane wyżej określenie na N_i ,

widać, że częstotliwości, konieczne do przenoszenia sygnałów, są w każdym poszczególnym przypadku częstotliwościami, niezbędnymi do przenoszenia treści, zawartej w N_t elementach sygnałowych. Należy zaznaczyć, że czas, konieczny aby przy danym obwodzie wartości stanów nieustalonych stały się znikomo małe, może nie być całkowitą liczbą elementów sygnałowych, w każdym jednak razie musi być mierzony tą liczbą. Należy jeszcze zbadać, która z tych częstotliwości winna być wybrana, aby sygnał wyszedł zrozumiały. W tym celu należy rozważyć sygnał następny w przypadku, gdy N_t jest liczbą nieparzystą, np. wynosi 5 przy $s = 2\frac{1}{2}$ okresów.

Ze znalezionych równań (11) i (12) wi-

$$\left. \begin{aligned} C_n &= \frac{1}{3} a_1 \cos(n\pi/5) + a_2 \cos(3_n\pi/5) + a_3 \cos(5_n\pi/5) + a_4 \cos(7_n\pi/5) + a_5 \cos(9_n\pi/5) \\ S_n &= \frac{1}{3} a_1 \sin(n\pi/5) + a_2 \sin(3_n\pi/5) + a_3 \sin(5_n\pi/5) + a_4 \sin(7_n\pi/5) + a_5 \sin(9_n\pi/5) \end{aligned} \right\} (13)$$

Z powyższego wynika, że

$$C_n + 5 = -C_n,$$

$$S_n + 5 = -S_n$$

$$C_0 = a_1 + a_2 + a_3 + a_4 + a_5 = -C_5$$

$$\begin{aligned} C_1 &= a_1 \cos(\pi/5) - a_2 \cos(2\pi/5) - a_3 - \\ &+ a_4 \cos(2\pi/5) + a_5 \cos(\pi/5) = -C_4 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} C_2 &= a_1 \cos(2\pi/5) - a_2 \cos(\pi/5) + a_3 - \\ &+ a_4 \cos(\pi/5) + a_5 \cos(2\pi/5) = -C_3 \end{aligned}$$

$$S_0 = 0 = S_5$$

$$\begin{aligned} S_1 &= a_1 \sin(\pi/5) + a_2 \sin(2\pi/5) - \\ &+ a_4 \sin(2\pi/5) - a_5 \sin(\pi/5) = S_4 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} S_2 &= a_1 \sin(2\pi/5) - a_2 \sin(\pi/5) + \\ &+ a_4 \sin(\pi/5) - a_5 \sin(2\pi/5) = S_3 \end{aligned}$$

dać, że $F(n) = \frac{2N_t}{n} \sin \frac{n}{N_t}$, przyczem zależność ta osiąga wartości przy częstotliwościach, podanych równaniem $f(n) = \frac{2ns}{N_t}$. Dlatego też przy $N_t = 5$, f/n przybiera wartości $2s/5$, $4s/5$, $6s/5$, $8s/5$, $2.2s/5$ i t. d. Widać stąd, że częstotliwości s , $3s$, $5s$ nie występują chociaż przy tych częstotliwościach winien istnieć współczynnik kształtu. A zatem, skoro współczynnik kształtu znika dla fali prostokątnej przy częstotliwościach $2s$, $4s$, $6s$, przeto częstotliwości te nie istnieją.

Współczynnik rozróżniania jest podany wyrażeniem $(C_n - j S_n)$, gdzie

Ponieważ współczynnik kształtu znika przy częstotliwościach $2s$, $4s$, $6s$ i t. d., to znaczy, przy $n = 5$, 10 , 15 i t. d., przeto wartość Σ_n może być obliczona tylko przy częstotliwości zerowej. Dalej widać, że jedynymi niezależnymi od siebie funkcjami wielkości a są tylko wielkości S_1 , S_2 , C_1 , C_2 , które mogą być znalezione przy rozmaitych częstotliwościach, jak to właśnie podano zapomocą równań (14). Wskutek tego, jeżeli częstotliwość zerowa nie jest nadawana, wówczas nie będzie dostatecznej liczby równań do obliczenia pięciu współczynników wielkości a . Przypadek ten ma miejsce przy zwykłym telegrafowaniu prądem stałym, natomiast przy zwykłym układzie dwuprądowym, współczynniki a określają jedną z dwóch wartości prądu. Ponieważ ten sposób przesyłania wiadomości nie wymaga stosowania widma częstotliwości, przeto pod tym kątem widzenia należy zbadać ponownie odpowiednie równanie.

Niezależnymi funkcjami wielkości a są tylko wielkości C_0 , C_1 , C_2 , S_1 , S_2 . Wielkość

C_0 jest godna uwagi o tyle, o ile nigdzie nie powtarza się, gdyż wielkość ta mogłaby występować tylko przy $n = 5, 10, 15 \dots$, w tym jednak przypadku znika współczynnik kształtu. Wielkość C_0 zawiera sumę wartości wielkości a . Wielkości C_1, C_2, S_1, S_2 , powtarzające się zgodnie z prawem podanym w poprzednim równaniu (14), posiadają tę własność, że pozostają bez zmiany, gdy współczynniki a zostaną zwiększone o tę samą wartość stałą.

Przy rozwiązywaniu czterech równań C_1, C_2, S_1, S_2 należy wielkość a_1 zastąpić wiel-

$$(a_1^1 + 1/5 c_0) + (a_2^1 + 1/5 c_0) + (a_5^1 + 1/5 c_0) = \Sigma a^1 + c_0 = c_0$$

ponieważ założono, że $\Sigma a^1 = 0$

Z równań C_1, C_2, S_1, S_2 oraz z równania szczególnego $\Sigma a^1 = 0$ można wyliczyć wartości współczynników wielkości a z wyjątkiem wielkości stałej. Można byłoby założyć $\Sigma a^1 = K$, otrzymując wartości zmniejszone o stałą $\frac{1}{5} [C_0 - K]$. Gdyby np. wartości współczynników a były $+1, +1, +1, -1, -1, -1$, wówczas równania C_1, C_2, S_1, S_2 i $\Sigma a^1 = 0$ byłyby spełnione przy wartościach a , równych $4/5, 4/5, 4/5, -6/5, -6/5$.

W układzie dwuprądownym chodzi o to, aby, znając różnice między następującymi po sobie wartościami a , można było stwierdzić, czy wartości te spełniają, czy nie spełniają danych warunków. Z podanego wyżej przykładu liczbowego widać, że różnice pomiędzy następującymi po sobie wartościami a , uwzględniając ich znaki bezwzględne, np. $+1, +1, +1, -1, -1$, wynoszą $0, 0, 2, 0$,

$$\left[\frac{2}{5}s \text{ do } \frac{4}{5}s \right] \text{ albo } \left[\frac{6}{5}s \text{ do } \frac{8}{5}s \right] \text{ albo } [2r + 5]s \text{ do } \left[2r + \frac{4}{5} \right]s \text{ albo } \left[2r + \frac{6}{5} \right]s \text{ do } \left[2r + \frac{8}{5} \right]s,$$

gdzie r jest dowolną liczbą całkowitą, ponieważ byłoby rzeczą niepraktyczną odfiltrowywanie oddzielnych częstotliwości $\frac{2}{5}s$ i $\frac{4}{5}s$, możliwość zaś użycia pośrednich częstotliwo-

kością a_1^1, a_2^1 i tak dalej oraz wprowadzić równanie szczególne: $a_1^1 + a_2^1 + a_3^1 + a_4^1 + a_5^1 = 0$. Układ tych równań pozwoli na określenie wielkości a^1 .

Wielkość a_1, a_2, a_3 i t. d. mają oczywiście postać $[a_1^1 + 1/5 C_0], [a_2^1 + 1/5 C_0]$ i t. d. gdyż, po pierwsze spełniają równania C_1, C_2, S_1, S_2 , ponieważ współczynniki a^1 w tych równaniach mogą być zwiększone o dowolną stałą liczbę bez zmiany wartości tych równań, a po drugie będzie spełnione równanie:

z czego widać odrazu, że są to te same różnice, które zachodzą między wartościami a sygnału $4/5, 4/5, 4/5, -6/5, -6/5$. Ponieważ przyrząd odbiorczy działa na zasadzie zmian wartości współczynników a , przeto staje się rzeczą jasną, że konieczne jest przesyłanie dwóch częstotliwości, które spełniają równania C_1, C_2, S_1, S_2 . Takim przyrządem odbiorczym może być np. oscylograf.

Nawiązując do przykładu rozpatrywanego, widać że częstotliwości $2^*/5$ i $4^*/5$ albo $6^*/5$ i $8^*/5$ lub $2 - 2^*/5$ i $2 - 4^*/5$, albo też w ogólności $[2r + 2^*/5]s$ oraz $[2r + 6^*/5]s$ oraz $[2r + 8^*/5]s$ są wystarczające, co wynika z fig. 4. Odpowiada to wartościom odpowiednio $n = 1, 2, 3, 4, 6, 7, [5r + 1]$ i $[5r + 2], [5r + 3]$ i $[5r + 4]$.

Praktyczny wniosek z powyższego jest ten, że w tym szczególnym przypadku wstęga częstotliwości, obrana jest z pośród wstęg następujących:

ści do innych celów po odfiltrowaniu byłaby bardzo mała.

Należy zaznaczyć, że nie wystarcza przesyłać którekolwiek dwie sąsiednie częstotliwości, gdyż sąsiednie częstotliwości $4^*/5$

i $6\frac{1}{5}$, odpowiednio do $n = 2$ i $n = 3$, posiadają ten sam współczynnik rozróżniania, wskutek czego nie dają dostatecznie niezależnych funkcji współczynników a , w celu wyznaczenia tych współczynników z wyjątkiem oczywiście stałej dodatkowej.

Jednakże dalsze rozważania wykazują, że częstotliwość zakresu, zbliżonego do nieparzystej wielokrotności s , posiada osobliwą własność, polegającą na zmienianiu szerokości zakresu, wymaganego naogół do dobrego odbioru treści, zawartej w szeregu sygnałów kolejnych.

Własność tę można przedstawić w sposób następujący.

Jeżeli znak, oparty na N jednostkowych sygnałach umówionych, jest powtarzany nieskończoną liczbę razy, wówczas może być stosowana metoda stanu niezmiennego, rozwinięta wyżej, przyczem znaleziono, że wymagany zakres częstotliwości, zależny oczywiście od N , zależy jeszcze i od tego czy N jest liczbą nieparzystą, czy parzystą. Jeżeli N jest liczbą nieparzystą, wówczas częstotliwość s nie może występować, jak to okazało dla $N = N_1 = 5$, jeżeli zaś N jest liczbą parzystą, wówczas częstotliwość s może występować. Podobnie jak przy $N = 5$, można dowieść np., że jeżeli $N = 4$, wówczas zakres winien być $s/2$ do s , dla $N = 5$ wymagany zakres wynosi $(2^s/5$ do $4^s/5)$, dla $N = 6$ zakres wynosi $s/3$ do s , dla $N = 7$ zakres wynosi $2^s/7$ do $6^s/7$ i t. d. Oczywiście, jeżeli N staje się liczbą bardzo dużą (nieskończoną), wówczas szerokość wstęgi dąży do zakresu $[0$ do $s]$ niezależnie od tego czy N jest liczbą nieparzystą, czy parzystą.

Jest rzeczą wielkiej wagi, że, uwzględniając najmniejszy zakres przesyłania znaków, najmniejsza częstotliwość wymaganego zakresu zmniejsza się w sposób ciągły, gdy N wzrasta, podczas gdy górna częstotliwość waha się pomiędzy częścią s a s , w miarę wzrostu całkowitych wartości N , zbliżając się coraz bardziej do s (np. dla $N = 4, 5,$

$6, \dots$ górna częstotliwość $= s, \frac{4}{5}s, s, \dots$).

Podobne rozumowanie stosuje się do wszystkich innych zakresów.

Warunki, niezbędne do przenoszenia treści, zawartej we wszystkich sygnałach, a składających się z N elementów sygnałowych, obejmują warunki, niezbędne do przesyłania wszystkich sygnałów, składających się z liczby elementów sygnałowych, mniejszej od N . A więc np. jeżeli warunki obwodów są tego rodzaju, że N , winno być równe 5, wówczas szerokość wstęgi częstotliwości winna być dostatecznie wielka, aby możliwe było przesyłanie treści, zawartej w sygnałach o 5, 4, 3, 2 elementach lub o jednym elemencie. Jak zaznaczono wyżej, do przesyłania sygnału powtarzanego, złożonego z czterech elementów sygnałowych, niezbędna jest częstotliwość s .

W ten sposób można wysnuć ważny wniosek odnośnie zakresu mniejszego, a mianowicie, że górna częstotliwość, wymagana dla danego zakresu częstotliwości, musi być równa s , dolna zaś częstotliwość wymagana zależy wyłącznie od czasu, mierzonego w jednostkach czasu, zużytego na ustalanie się pojedynczego sygnału pierwiastkowego oraz na sam sygnał pierwiastkowy, to znaczy czas ten wynosi N_1 .

W przypadku doświadczenia laboratoryjnego znaleziono, że, pomijając wartości bez znaczenia dla potrzeb praktycznych, całkowite stany początkowe i końcowe ustalania się prądu sygnału pierwiastkowego wraz z samym znakiem pierwiastkowym zawierały się w okresie czasu, równego pięciu jednostkom czasu. A zatem dolna granica częstotliwości zakresu badanego wynosiła $2/5$.

Gdyby w innym układzie ten czas wynosił np. 6 sygnałów jednostkowych, wówczas dolna granica wynosiłaby $\left(\frac{2}{6}s = \frac{1}{3}s\right)$. Odpowiedni zakres winien być wówczas od $2s/N$, do s .

Na fig. 5 przedstawiono schematycznie

układ na prąd stały. Nadajnik prądu stałego $D.C.T_1$ pracuje z częstotliwością kropki s_1 przy szerokości zakresu od $\frac{2s_1}{N_1}$ do s_1 , wydzielonego zapomocą filtra przepustowego $B.P.F_1$. Nadajnik $D.C.T_2$ pracuje na tej samej częstotliwości kropki, lecz przy szerokości zakresu od $2s_1 \frac{2s_1}{N_1}$ do $3s_1$. Wszystkie pozostałe nadajniki nieparzyste pracują na częstotliwości kropki, przyczem szerokość zakresu każdego z nich wynosi $2s_1$.

Przytoczone wyżej rozumowanie co do zmniejszającego się odbiegania od wstęgi s , przenoszącej treść porozumiewawczą, winno być rozciągnięte na przypadki torów parzystych przy dalszym uwzględnieniu, że nie istnieją częstotliwości, będące parzystymi wielokrotnościami s . Wobec tego dolne granice częstotliwości winny być rozszerzone tak, aby zawierały częstotliwości, które są nieparzystymi wielokrotnościami s , górne zaś granice częstotliwości pozostają oddzielone od parzystych wielokrotności s .

Nadajnik prądu stałego $D.C.T_2$ oraz wszystkie tory parzyste pracują na innej częstotliwości kropki s_2 , większej od s , a to w celu uniknięcia zgodności górnych granic wymaganych zakresów częstotliwości, bowiem gdyby np. $s_1 = s_2 = s$, wówczas tory 1 i 2 byłyby zgodne co do częstotliwości, co mogłoby spowodować zniekształcenie w telegramach.

W przypadku większej liczby torów, nawet przy takiej różnicy między s_1 a s_2 , kolejne tory nieparzyste i parzyste mogą być ciasno rozmieszczone, względnie przylegać do siebie.

Znaleziono, że układ 6-cio torowy wymaga, aby przy stosowanych w praktyce filtrach stosunek s_1 do s_2 wynosił w przybliżeniu 23/27, a to w celu uniknięcia zbyt ciasnego rozmieszczenia torów.

Przewód 1, idący od nadajnika $D.C.T_1$ do odbiornika R_1 jest mniej lub więcej zbliżony do przewodu telegraficznego prądu sta-

łego, różniąc się jedynie od niego tem, że niema potrzeby przesyłać po nim częstotliwości poniżej $\frac{2s_1}{N_1}$. Inne przewody powinny być bardziej zbliżone do przewodów telegraficznych z falą nośną, aczkolwiek pracują z nadajnikami prądu stałego. Wynika stąd pewna oszczędność, polegająca na usunięciu z przewodów modulatora do nadawania, podczas gdy w zwykłej telegrafii zapomocą prądów nośnych potrzebny jest modulator na końcu nadawczym każdego przewodu.

Jednakże na końcu odbiorczym przewodów 2, 3 i tak dalej są potrzebne urządzenia odbiorcze prądów szybkozmiennych, jak np. demodulatory D_2 i D_3 i t. d., co też uwidoczniono na rysunku. Urządzenia wyrównawcze CN_1, CN_2, CN_3 poprawiają w znany sposób prąd odbierany, który uległ po drodze tłumieniu i przesunięciu fazowemu.

W poprzednich rozumowaniach zaznaczono wyraźnie, że dotyczą one różnicy między napięciami kolejnych sygnałów jednostkowych, a nie ich wartości bezwzględnej. Rozumowanie to jest słuszne odnośnie dwuprądowego układu do telegrafowania prądem stałym, gdzie odpowiednie napięcie jest znane w każdej jednostce czasu, gdyż wynosi odpowiednio +1 albo -1, czyli jest znane położenie zamknięcia i otwarcia wyłącznika, co wystarcza, aby zgóry było wiadomo o którymkolwiek warunku przesyłania, nie będącym nawet funkcją liniową czasu przesyłania.

Można udowodnić, że z chwilą, gdy źródło prądu zmiennego jest przyłączane i odłączane od linii w ten sam sposób, jak i źródło prądu stałego, a ponadto posiada dostatecznie wielką częstotliwość, wówczas współczynnik kształtu fali wypadkowej [w założeniu, że fala ta powtarza się nieskończoną liczbę razy lub wcale nie powtarza się] jest taki sam, jak współczynnik kształtu w przypadku prądu stałego, a jedynie różni się, co do swego miejsca w widmie częstotliwości.

ści, o wielkość, równą częstotliwości prądu zmiennego, a zatem do tego przypadku stosuje się ta sama analiza, co i do przypadku prądu stałego. Jeżeli częstotliwość nośna nie jest wielka w porównaniu z częstotliwością kropki, wówczas współczynnik kształtu nie będzie taki sam, jak w przypadku prądu stałego, zato współczynniki rozróżniania będą te same, a więc i teoria, dotycząca szerokości zakresu, potrzebnego do dobrego odbioru znaków, będzie miała takie samo rozwinięcie. Wskutek tego, jeżeli najmniejsza częstotliwość wymagana zostanie przesunięta o określoną wielkość względem częstotliwości nośnej, wówczas staje się rzeczą możliwą wydzielenie widma pojedynczych bocznych wstęg częstotliwości, przyczem szerokość zakresu pozostaje taka sama jak i w przypadku prądu stałego, np. jest zawarta od $\frac{2s}{N_f}$ do s , jednak miejsce jej w którejkolwiek części widma częstotliwości zależy od częstotliwości nośnej.

Na fig. 6 przedstawiono układ takiego nadawania. Prądy nie mogą tu płynąć wprost do torów 1, 2, 3 i t. d., lecz muszą przejść przez modulator o pewnej częstotliwości nośnej f_c , poczem zostają przesłane w widmie częstotliwości jako częstotliwości f_c . Nadawanie pojedynczej wstęgi bocznej z każdego przewodu jest stosunkowo łatwe, ponieważ wstęga, przenosząca znaki, jest różna od częstotliwości nośnej, która może być w ten sposób usunięta z łatwością. Na fig. 6 przedstawiono układ telegrafii w założeniu, że do nadawania jest zastosowana górna wstęga boczna. Nadajnik prądu stałego $D.C.T.$ przesyła sygnały poprzez filtr widmowy $B.P.F_a$, który, wydzielając zakres o odpowiedniej szerokości od $\frac{2s}{N_f}$ do s , przesyła ten zakres do modulatora M , pracującego na częstotliwości nośnej f_c . Filtr $B.P.F_b$ przepuszcza wstęgę boczną od $f_c \frac{2s}{N_f}$ do $f_c s$, przekazując ją do linii L . Następnie

przychodzący zakres częstotliwości zostaje przepuszczony w części odbiorczej poprzez podobny filtr widmowy $B.P.F_c$, a następnie zdemodulowany (to znaczy przesunięty niżej w widmie częstotliwości) w demodulatorze $D.M.$ o częstotliwości F_c . Prąd wyjściowy z demodulatora przepływa poprzez filtr widmowy $B.P.F_d$, który, wydzielając z niego odpowiedni zakres od $\frac{2s}{N_f}$ do s , kieruje ten zakres do urządzenia wyrównawczego $C.N$, wyrównującego tłumienie i przesunięcie fazy, skąd wreszcie tak oddzielony i wyrównany prąd płynie do odbiornika R .

Lepszym sposobem od sposobu, opisanego przy omawianiu fig. 6, jest bezpośrednie modulowanie fali nośnej zapomocą sygnałów i przesłanie jej następnie poprzez filtr, przepuszczający boczną wstęgę, a następnie bez pośrednictwa modulatora do linii. Zalety takiego układu są następujące: zaoszczędzony jest jeden filtr po stronie nadawczej. W przeciwieństwie do sposobu nadawania z modulatorem nie powstają wyższe harmoniczne fali prądu stałego. Unika się więc tłumienia i przesuwania fazy, które to zjawiska powoduje modulator.

Odmienny sposób przesyłania polega na nadawaniu oddzielnych telegramów na każdej wstędze bocznej pojedynczej fali nośnej łącznie z niemodulowaną częścią fali nośnej, przesyłaną dodatkowo razem ze wstęgami bocznymi.

Na fig. 7 przedstawiono oscylator O , zasilający układ odpowiednią falą nośną. Fala ta przepływa przez dwa nadajniki T_1 i T_2 , a także dochodzi wprost do linii poprzez filtr przepustowy $B.P.F.$, dobrany do danego zakresu. Filtr $B.P.F_1$ przepuszcza dolną, boczną wstęgę, a filtr $B.P.F_2$ — górną. Urządzenia PS_1 i PS_2 wyrównują zmiany (przy różnych częstotliwościach), spowodowane filtrami przepustowymi. Zatem do linii dostaje się część niemodulowana fali nośnej oraz dwie oddzielne wstęgi boczne, przenoszące różne telegramy. Każdy z filtrów prze-

pustowych BPF_3 i BPF_4 , znajdujących się w miejscu odbiorczym, przepuszcza jedną boczną wstęgę wraz z częścią niezmodulowanej fali nośnej. Każda wstęga boczna, przechodząc przez linję i filtry przepustowe BPF_3 i BPF_4 ulega pewnemu osłabieniu i przesunięciu fazy. Do wyrównania są więc użyte wyrównywacze E_3 i E_4 i przesuwacze fazy PS_3 i PS_4 . Każdy sygnał zostaje zdemodulowany w odpowiednich detektorach D_3 i D_4 , poczem prądy wyjściowe przechodzą do przyrządów odbiorczych R_3 i R_4 , w których następuje zapisywanie sygnałów.

W celu zmniejszenia interferencji między torami, a jednocześnie ze względu na otrzymanie jak najszerzej fali nośnej i jak najbardziej dokładnego sygnału przed detekcją, filtry nadawcze BPF_1 i BPF_2 winny posiadać charakterystyki tłumienia, uwidocznione na fig. 8. Kształt charakterystyk tych filtrów BPF_1 i BPF_2 winien być taki, aby interferencja między torami była jak najmniejsza oraz, aby w każdym torze można było oddzielić od siebie zakresy na stosunkowo niewielkich odcinkach fali nośnej.

Aczkolwiek opisano tylko pewne przykłady wykonania wynalazku niniejszego, to jednak oczywiście i inne sposoby stosowania opisanych zasad nadawania są widoczne odrazu dla rzeczoznawców. Z tego więc powodu wynalazek nie ogranicza się do przykładów wykonania, podanych w opisie.

Zastrzeżenia patentowe.

1. Układ telegraficzny prądu stałego lub fali nośnej, w którym sygnały przesyłane są przyłożone do linji albo do sygnałów, odebranych z linji poprzez filtr, znamienny tem, że filtr jest wykonany tak, iż przepuszcza wstęgę częstotliwości o mniejszej szerokości niż częstotliwości kropki, przyczem często-

tliwość kropki lub jej nieparzysta wielokrotność stanowią jedną z granic wstęg.

2. Układ telegraficzny według zastrz. 1, znamienny tem, że filtry te są wykonane tak, iż przepuszczają tylko wstęgę częstotliwości o szerokości $s \cdot \frac{N_t - 2}{N_t}$, gdzie s jest częstotliwością kropki, a N_t jest najmniejszą całkowitą liczbą elementów sygnałowych, w okresie których wartości nieustalone, związane z sygnałem, zanikają do znikomej amplitudy.

3. Układ telegraficzny według zastrz. 2, znamienny tem, że szereg nadajników prądu stałego, z których każdy pracuje przy tej samej częstotliwości kropki, są połączone z linją pojedynczą, każdy poprzez filtr, przepuszczający wstęgę częstotliwości $s \cdot \frac{N_t - 2}{N_t}$, przyczem filtry są obliczone tak, iż przepuszczają wstęgi zmiennej częstotliwości, zawierające kolejne nieparzyste całkowite wielokrotności s .

4. Układ telegraficzny według zastrz. 3, znamienny tem, że jeden lub kilka nadajników prądu stałego, działających przy częstotliwości kropki, różniące się od częstotliwości kropki wspomnianych wyżej nadajników, są połączone z tą samą linją poprzez filtry, przyczem każdy filtr jest skonstruowany tak, iż przepuszcza wstęgę częstotliwości o szerokości $s \cdot \frac{N_t - 2}{N_t}$, wstęgi zaś leżą naprzemian ze wstęgami, przepuszczanymi przez filtry, należące do nadajników, używających innej częstotliwości kropki.

International Standard
Electric Corporation.
Zastępca: M. Skrzypkowski,
rzecznik patentowy.

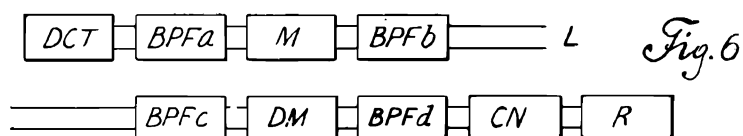
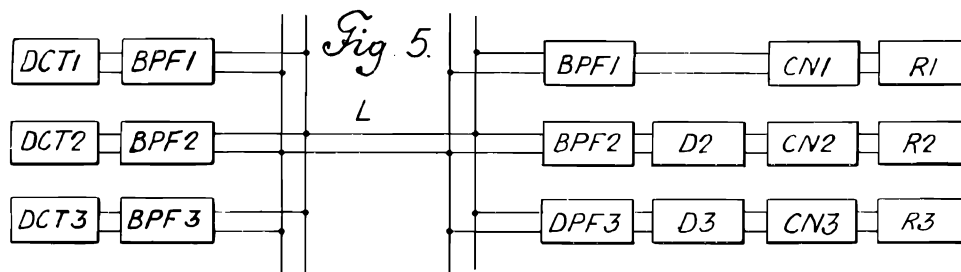
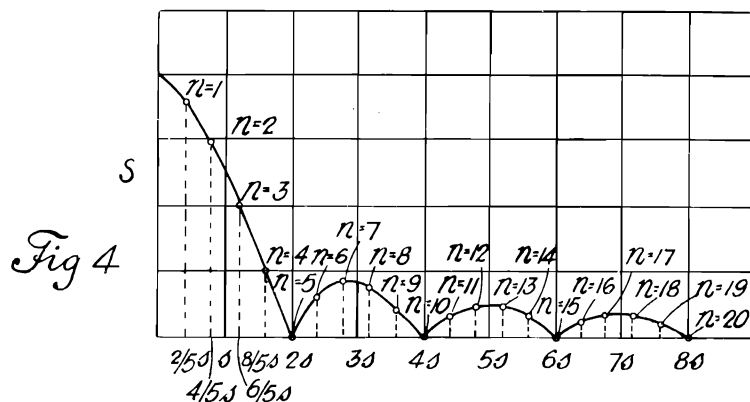
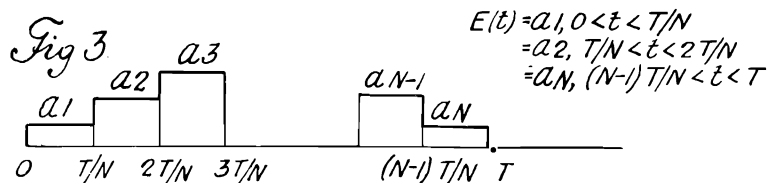
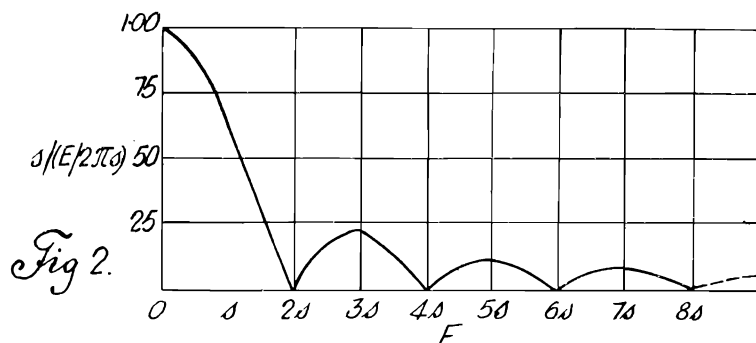
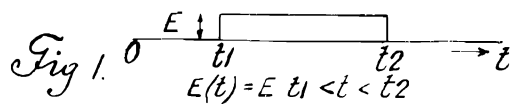


Fig 7.

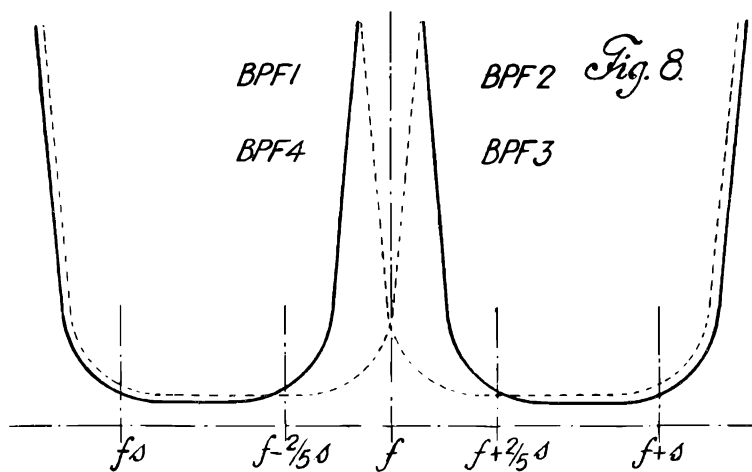
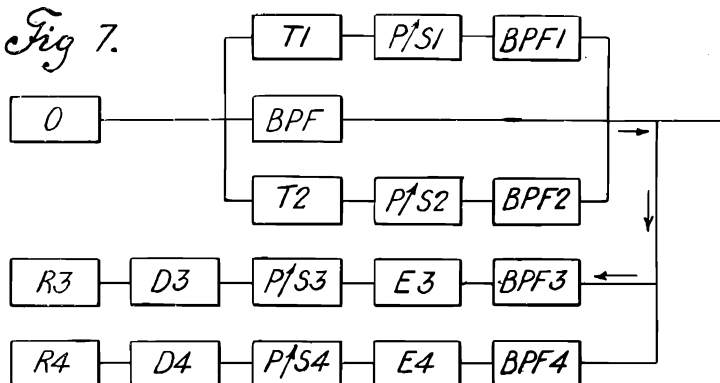


Fig. 8.