

Warszawa, 30 sierpnia 1933 r.

H03c 1/00

URZĄD PATENTOWY



RZECZYPOSPOLITEJ POLSKIEJ

OPIS PATENTOWY

Nr 18272.

Kl. 21 a⁴, 14/01.

Société Française Radio-Electrique
(Paryż, Francja).

**Sposób nadawania fal modulowanych i układy do wykonywania tego sposobu
w zastosowaniu do radjotelegrafji i radjotelefonji zwykłej, wielokrotnej i tajnej.**

Zgłoszono 28 lutego 1931 r.

Udzielono 10 kwietnia 1933 r.

Pierwszeństwo: 5 marca 1930 r. (Francja).

Jak wiadomo, równanie drgań akustycznych, to jest mowy lub muzyki można wyrazić w postaci szeregu Fourier'a według wzoru:

$$\sum_{n=0}^{\infty} a_n \cos(\Omega_n t - \varphi_n),$$

gdzie a_n oznacza amplitudę n -tej harmo-

nicznej, Ω_n — jej pulsację i φ_n jej przesunięcie fazowe między podstawową harmoniczną.

Ponieważ amplituda $\bar{A}$ nadajnika o wielkiej pulsacji ω jest modulowana temi drganiami akustycznymi, przeto charakter drgań nadajnika zmodulowanego da się wyrazić wzorem następującym:

$$\bar{A}_{(\Omega t)} \cos \omega t = \left\{ \bar{A} + \sum_{n=0}^{\infty} a_n \cos(\Omega_n t - \varphi_n) \right\} \cos \omega t;$$

$$\text{czyli } \bar{A} \cdot \cos \omega t \left\{ 1 + \sum_{n=0}^{\infty} \frac{a_n}{\bar{A}} \cos(\Omega_n t - \varphi_n) \right\} =$$

$$= \bar{A} \cos \omega t \left\{ 1 + \sum_{n=0}^{\infty} K_n \cos(\Omega_n t - \varphi_n) \right\},$$

gdzie $K_n = \frac{a_n}{A}$ jest stopniem głębokości modulacji, wyrażonej w procentach. Jak

wiadomo powyższe wyrażenie jest równoznaczne z wyrażeniem:

$$\bar{A} \cos \omega t + \sum_n \frac{\bar{A} K_n}{2} \cos \{ (\omega + \Omega_n) t - \varphi_n \} + \sum_n \frac{\bar{A} K_n}{2} \cos \{ (\omega - \Omega_n) t + \varphi_n \}$$

w którym pierwszy człon wyraża falę nośną, drugi — widmo lub wstęgę górną, trzeci zaś widmo lub wstęgę dolną.

Korzystnie jest usunąć przy nadawaniu bądź falę nośną i jedną wstęgę boczną, bądź też tylko jedną wstęgę boczną, co już zostało zastosowane w telefonji korespondencyjnej, która nie wymaga takiej ścisłości w odtwarzaniu, jak muzyka lub śpiew.

Czynność tę uskutecznia się dotychczas wyłącznie zapomocą filtrów widmowych.

Biorąc pod uwagę, że w przypadku harmonicznym małych częstotliwości mówniczych obydwie wstęgi są bardzo do siebie zbliżone, łatwo dojść do wniosku, że wydzielenie ich zapomocą filtrów jest przy tych częstotliwościach niemożliwe.

Przedmiot niniejszego wynalazku opiera się na sposobie Chireix'a usuwania wymienionej niedogodności.

Opierając się na tożsamości:

$$\cos \omega t \cos \Omega t \pm \sin \omega t \sin \Omega t = \cos (\omega \mp \Omega) t$$

należy stosownie do wynalazku dwa prądy wielkiej częstotliwości, mające postacie $\cos \omega t$ i $\sin \omega t$, zmodulować odpowiednio zapomocą dwóch przesuniętych względem siebie o kąt prosty widm o częstotliwościach akustycznych, poczem tak zmodulowane prądy nakłada się na siebie. Widma akustyczne będą obejmowały również najmniejsze częstotliwości i będą miały postać następującą:

$$\sum_n a_n \cos (\Omega_n t - \varphi_n) \text{ oraz } \sum_n a_n \sin (\Omega_n t - \varphi_n)$$

Wykonywanie sposobu według wynalazku nastrocza poważną trudność z tego względu, że mając widmo prądów

$$\sum_n a_n \cos (\Omega_n t - \varphi_n)$$

należy wytworzyć inne widmo

$$\sum_n a_n \sin (\Omega_n t - \varphi_n)$$

które jest równoznaczne z pierwszym pod względem amplitud a_n , lecz jest przesunięte względem niego o 90° , przyczem warunek ten winien być spełniony nawet przy bardzo małych częstotliwościach. Zagadnie-

nie to może być rozwiązane tylko w przybliżeniu, przyczem według przykładu wykonania wynalazku rozwiązanie to można otrzymywać z dowolnem żądaniem przybliżeniem.

Jeden z przykładów wykonania wynalazku (fig. 1) posiada obwód, składający się z połączonych ze sobą szeregowo indukcyjności L , pojemności C , oporności r i innej oporności r' . Napięcie wejściowe E o pulsacji ω jest doprowadzane przewodami 1 i 1' do punktów wspólnych L , C oraz r , r' . Napięcie wyjściowe e jest odprowadzane przewodami 2 i 2' z punktów wspólnych L , r , oraz C , r' . Oporności r i r' są małe w porównaniu z opornością indukcyjną i pojemnościową przy wszyst-

kich danych częstotliwościach. Jeśli obwód LC jest nastrojony na pulsację ω_0 i gdy $r = r'$, wtedy napięcie pomiędzy przewodami 2 a 2' wyniesie:

$$e = \frac{Er}{L\omega_0} \left\{ \frac{\omega}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{\omega} \right\}$$

przy założeniu, że r jest małe wobec ωL i $\frac{1}{\omega c}$

Napięcie to zmienia się bardzo nieznacznie, jeśli wartość $\left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)$ pozostaje stale bliska jedności. Napięcie e jest przesunięte względem napięcia E o kąt prosty z przybliżeniem do różniczki drugiego rzędu w założeniu, że zmiany e są różniczką pierwszego rzędu.

W innym przykładzie wykonania według fig. 2 obwód, w którym oporności urojone $\left(\omega L + \frac{1}{\omega c} \right)$ są małe wobec oporności r , stanowi odmianę obwodu według fig. 1, dającą te same wyniki.

W każdym razie układy połączeń według fig. 1 i 2 stanowią rozwiązania zbyt mało dokładne do celów wykonywania sposobu według wynalazku.

Lepsze rozwiązanie jest przedstawione na schemacie według fig. 3, w którym obwody Q_1 , P_1 , Q_2 służą do przesuwania fazy między napięciami, T oznacza transformator o dwóch uzwojeniach wtórnych, 1, 1' — przewody wejściowe układu, 2, 2' — przewody wyjściowe, służące do pobierania napięcia, przesuniętego o kąt prosty względem napięcia wejściowego, 3, 3' — przewody wyjściowe do pobierania napięcia, będącego w fazie z napięciem wejściowym.

Przewodami 1, 1' zostają doprowadzane prądy telefoniczne, od przewodów zaś $a - b$ jest pobierane napięcie, przesunięte dzięki układowi Q_1 o kąt prosty względem napięcia wejściowego E i posiadają-

ce amplitudę $E \alpha \left| \frac{\omega}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{\omega} \right|$, gdzie α jest pewnym współczynnikiem.

Oprócz tego wprost z punktów $c - d$ pobiera się zapomocą potencjometra część napięcia, będącego w fazie z napięciem E . Do tego pobieranego napięcia dodaje się inne napięcie, doprowadzane z transformatora T . Napięcie to pochodzi z napięcia $a - b$ w ten sposób, że napięcie $a - b$ jest przyłożone do zacisków obwodu P_1 (podobnego do obwodu Q_1), do którego zacisków środkowych jest przyłączone pierwotne uzwojenie transformatora T . Napięcie na wtórnych zaciskach transformatora T ma kształt:

$$E\beta \left(\frac{\omega}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2$$

i jest w fazie z napięciem E , gdyż było ono dwukrotnie przesunięte o kąt prosty. Transformator T dostarcza również napięcia do obwodu Q_2 , podobnego do obwodów P_1 i Q_1 . W punktach $e - f$ obwodu Q_2 napięcie ma postać $E\gamma \left(\frac{\omega}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{\omega} \right)^3$. Napięcie to jest przesunięte o kąt prosty względem napięcia E , gdyż uległo ono potrójnemu przesunięciu fazy.

A zatem w punktach 2, 2' istnieje napięcie, które ma postać:

$$E \left\{ \alpha \left(\frac{\omega}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{\omega} \right) + \gamma \left(\frac{\omega}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{\omega} \right)^3 \right\}$$

i jest przesunięte o kąt prosty względem napięcia wejściowego E , w punktach zaś 3, 3' napięcie jest zgodne w fazie z napięciem E i ma postać:

$$E \left\{ 1 + \beta \left(\frac{\omega}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 \right\}$$

Dobierając odpowiednio współczynniki α , β i γ , można nadać tym dwóm napię-

ciom wartości bardzo do siebie zbliżone w dużym zakresie częstotliwości. Jeśli np. $\alpha = 0,82$, $\beta = 0,19$, $\gamma = 0,0125$, to różnica pomiędzy temi napięciami, wobec ich sumy, jest mniejsza od 2,5% dla zakresu częstotliwości od $\left(\frac{\omega_0}{10}\right)$ do $(10 \omega_0)$, t. j. dla widma częstotliwości od 1 do 100 (od wartości danej do sto razy większej).

Jest rzeczą oczywistą, że sposób otrzymywania wyrażeń poprawkowych zapomocą włączania do układu kolejnych obwodów poprawiających jest zupełnie ogólny, wobec czego do przewodów 2, 2' i 3, 3' można włączyć trzeci obwód poprawiający, następnie czwarty i t. d.

Należy zauważyć, że gdy odnośne amplitudy oraz wzajemny stosunek faz pozostają zachowane, wówczas bezwzględna wartość amplitudy rośnie w miarę oddalania się częstotliwości (ω) od częstotliwości (ω_0), będącej średnią geometryczną skrajnych częstotliwości widma. Niedogodności tej można zapobiec, włączając u

wejścia obwód poprawiający, który w najprostszej postaci może być zwykłym obwodem drgającym o dostatecznym tłumieniu, np. obwodem, oznaczonym literą C.

W praktycznym zastosowaniu układ powinien być tak wykonany, aby można było uniknąć odpływu prądu poprzez punkty wyjściowe obwodów przesuwających fazę, stosując np. przekaźniki lampowe, jak to uwidocznia fig. 4. Układ według fig. 4 jest dostatecznie zrozumiały, gdyż jednakowe oznaczenia literowe i cyfrowe odpowiadają tym samym elementom składowym.

Odmiana wykonania według fig. 4 jest przedstawiona na fig. 5. Odmiana ta ma na celu uniemożliwienie wprowadzenia takich przesunięć fazy, które powstają z powodu nieprawidłowej budowy transformatorów.

Przykład układu według fig. 6 przedstawia zastosowanie sposobu modulowania według wynalazku po otrzymaniu dwóch postaci prądów.

$$\sum_n a_n \cos(\Omega_n t - \varphi_n) \text{ i } \sum_n a_n \sin(\Omega_n t - \varphi_n)$$

Z zacisków 1, 1' są pobierane dwa napięcia szybkozmienne, wytwarzane w dwóch dostrojonych obwodach I i II, przy czem obwód II jest wzbudzany zapomocą obwodu I. Napięcia te działają na dwa układy symetryczne III i IV znanego typu, składające się z lamp lub z zespołów lamp, włączonych przeciwsośnie. Siatki układu symetrycznego III są zasilane zapomocą przewodów 7, 7', przyłączonych do obydwóch okładzin kondensatora 11 obwodu dostrojonego I, który posiada dwie cewki samoindukcyjne, a mianowicie cewkę 9, która jest sprzężona z cewką samoindukcyjną 13, włączoną wprost w linię 1, 1', oraz cewkę 9', będącą sprzężoną z cewką samoindukcyjną 10 obwodu dostrojonego II. Do okładzin kondensatora 12

tego drugiego obwodu dostrojonego są przyłączone dwa przewody 8, 8', zasilające siatki układu symetrycznego IV. Obwoady siatka-katoda układów symetrycznych są zamknięte poprzez środkowe odgałęzienia cewek samoindukcyjnych 9, 10, które to odgałęzienia są połączone z masą 15 poprzez baterje napięciowe 14, 14', przy czem katody lamp są również połączone z masą 15. Napięcia, doprowadzone do układów III i IV, zostają modulowane np. tak zwanym sposobem modulowania prądu anodowego lub sposobem modulowania Heisyn'g'a przy stałym prądzie anodowym zapomocą prądów, pochodzących z linii 2, 2' i 3, 3' układów według fig. 4 lub 5.

W przypadku, gdy układy symetryczne są tak zrównoważone, że fala o pulsa-

cji ω przez nie nie przechodzi, wtedy w obwodzie wyjściowym V na zaciskach linii

4, 4' napięcie będzie miało postać następującą

$$\sum_0^n AK_n \cos \{ (\omega + \Omega_n) t - \varphi_n \} \text{ albo } \sum_0^n AK_n \cos \{ (\omega + \Omega_n) t + \varphi_n \}$$

zależnie od kierunku połączeń.

Gdy jeden z układów symetrycznych jest wytrącony z równowagi całkowicie lub częściowo wskutek usunięcia jednej lampy, wówczas otrzymuje się prócz tego jeszcze falę nośną ($A \cos \omega t$) lub ($A \sin \omega t$), zależnie od tego, czy równowaga została naruszona w układzie III, czy też w układzie IV.

Tak w pierwszym, jak i w drugim przypadku nadawanie odpowiada warunkom według wynalazku, postawionym na wstępie.

Zastosowanie sposobu i urządzeń według wynalazku jest szczególnie ważne w rozgłośniach. Usunięcie jednej wstęgi bocznej umożliwia w niezmienionych pozostałych warunkach wyzyskanie tej samej wstęgi częstotliwości do dwóch różnych nadawań, to jest umożliwia dwukrotnie lepsze wyzyskanie eteru. Oprócz tego sposób ten pozwala na zmniejszenie o połowę wstęgi odbioru w odbiornikach, a zatem wobec lepszej ostrości selektywności, daje możność zmniejszenia wpływu pasoryzmicznych prądów atmosferycznych. W przypadku nadajnika radiowego, pracującego na tak zwanej zasadzie wzmacniania zmodulowanych prądów szybkozmiennych, układ według fig. 6 może być wprost włączony pomiędzy dwa stopnie wzmacniania wielkiej częstotliwości bez potrzeby jakichkolwiek innych połączeń. Z tych samych przyczyn również antena może posiadać lepszą ostrość selektywności, gdyż widmo częstotliwości staje się o połowę węższe. W tym zresztą przypadku dążność amplitud do wzrastania (pomimo obwodu poprawczego) przy tonach niskich i wysokich jest raczej zjawiskiem korzystnym

wobec trudności dobrego przesyłania krańcowych wartości widma częstotliwości akustycznych.

Wynalazek może również znaleźć liczne zastosowania w technice krótkofalowej, jak również do telegraficznego lub telefonicznego nadawania wielokrotnego, tajnego lub jawnego.

Poniżej jest przytoczony przykład szczególnego przypadku zastosowania wynalazku do równoczesnego nadawania telefonicznego.

Częstotliwości jednego nadawania telefonicznego P można w danej chwili wyrazić symbolicznie zapomocą ΣP , a częstotliwości nadawania drugiego przez ΣQ . Widma częstotliwości są oczywiście te same, jako odpowiadające głosowi. Stosując układy według fig. 3, 4 albo 5, 6, można widmo ΣP przenieść do widma $\Sigma(F+P)$ albo też do widma $\Sigma(F-P)$, gdzie F jest częstotliwością rzędu kilka tysięcy okresów na sekundę, wskutek czego z widma ΣQ wydziela się nowe widmo $\Sigma(F-P)$ albo $\Sigma(F+P)$. Można wówczas zawsze modulować zapomocą układów według fig. 3, 4 albo 5, 6 w nadajniku krótkofalowym zapomocą widma częstotliwości lub wstęgi częstotliwości $\Delta\varphi$, gdzie widmo $\Delta\varphi$ składa się:

1. z widma ΣQ
2. z widma $\Sigma(F+P)$ albo $\Sigma(F-P)$
3. z częstotliwości F_1 .

U wyjścia z układu zrównoważonego według fig. 6 otrzymuje się $(f_0 + \Delta\varphi)$, gdzie f_0 jest wielką częstotliwością. Niech $(f_0 - \Sigma Q)$ oznacza wstęgę boczną $(f_0 + \Sigma(F+P))$ — też wstęgę boczną, a $(f_0 - F_1)$ — falę nośną.

Podczas odbioru częstotliwość $(f_0 - f_1)$

będzie odgrywała rolę fali nośnej, po zdetektowaniu zaś otrzymuje się prądy:

$$\Sigma (F_1 - Q)$$

$$\Sigma \{ (F_1 - F) - P \} = \Sigma \{ (F - F_1) + P \}$$

które są prądami akustycznymi przeniesionymi lub przeniesionymi i odwróconymi.

Jeśli np. $F_1 = 4000 \sim$ na sekundę, a $F = 9000 \sim$ na sekundę, to po zdetektowaniu jedno widmo telefoniczne Q wyniesie $\Sigma(4000 - Q)$, drugie natomiast widmo $P - \Sigma(5000 + P)$.

Obydwa nadawania, czyli oba widma mogą być oddzielone od siebie zapomocą filtrów i wykryte po zdemodulowaniu zapomocą heterodyn o 4000 i 5000 okresach na sekundę.

Podsluch przez jakąkolwiek stację, nie wyposażoną w urządzenia, niezbędne do odtworzenia tych nadawań, jest niemożliwy.

Obierając $F = 4000$ okresów na sekundę zamiast $f = 9000$ okresów na sekundę, w każdym razie po zdetektowaniu otrzymuje się niezrozumiałe nadawanie Q , gdyż pozostaje ono zawsze w widmie $\Sigma(4000 - Q)$, natomiast nadawanie P może być wykryte wprost, gdyż jego widmo wyniesie:

$$\Sigma (F - F_1) - P = \Sigma P.$$

Odwrotnie, jeśli $F_1 = 0$, to przy rozstrojeniu modulatora w taki sposób, aby przechodziła przezeń częstotliwość f_0 , połączenie O staje się bezpośrednio niezrozumiałe (ciągła fala nośna), nadawanie zaś P zostanie przeniesione do widma $\Sigma(F + P)$. Oczywiście istnieje nieskończenie wielka liczba przykładów; przytoczono więc tylko kilka w celu objaśnienia.

W przypadku, gdy częstotliwość dodana lub odjęta od wszystkich częstotliwości widma akustycznego, ma wynosić tylko kilka tysięcy okresów, jak w przykładzie nadawań wielokrotnych, schemat według

fig. 6 może być zastąpiony schematem, uproszczonym według fig. 7.

Niech I, II, III, IV oznaczają obrotowe kondensatory zmienne, których pojemności można wyrazić wzorami:

$$\begin{array}{ll} C + c \cos \omega t & \text{dla kondensatora I} \\ C - c \cos \omega t & \text{II} \\ C + c \sin \omega t & \text{III} \\ C - c \sin \omega t & \text{IV} \end{array}$$

natomiast V niech oznaczają jednakowe kondensatory, których pojemności Γ są bardzo duże wobec pojemności $(C - c)$.

Doprowadzając do zacisków 2, 2' i 3, 3' (fig. 7) widma, otrzymane z układu według fig. 4 albo 5 i wyrażone wzorami:

$$\sum_n a_n \cos(\Omega_n t - \varphi_n) \text{ i } \sum_n a_n \sin(\Omega_n t - \varphi_n)$$

otrzymuje się na zaciskach kondensatora V, leżącego naprzeciwko kondensatora I napięcie $\frac{\int idt}{\Gamma}$, ponieważ

$$\frac{\int idt}{C + c \cos \omega t} \approx \sum_n a_n \cos(\Omega_n t - \varphi_n),$$

zatem

$$\frac{\int idt}{\Gamma} = \sum_n a_n \cos(\Omega_n t - \varphi_n) \cdot \frac{C + c \cos \omega t}{\Gamma}$$

Napięcie kondensatora V, leżącego naprzeciwko kondensatora II wyniesie podobnie:

$$\frac{\int idt}{\Gamma} = \sum_n a_n \cos(\Omega_n t - \varphi_n) \cdot \frac{C - c \cos \omega t}{\Gamma},$$

skąd otrzymuje się jako różnicę potencjałów między punktami a i b

$$\frac{2c}{\Gamma} \sum_n a_n (\cos \Omega_n t - \varphi_n) \cos \omega t$$

tak samo różnica potencjałów między punktami c i d wyniesie:

$$\frac{2c}{\Gamma} \sum_n a_n \sin(\Omega_n t - \varphi_n) \sin \omega t$$

A zatem między punktami 4, 4' otrzymuje się, zależnie od obranego kierunku, napięcie o kształcie następującym:

$$\frac{c}{\Gamma} \sum_n a_n \cos \{ (\omega + \Omega_n) t - \varphi_n \} \text{ albo } \frac{c}{\Gamma} \sum_n a_n \cos \{ (\omega - \Omega_n) t + \varphi_n \}$$

Z powyższego wynika, że po pierwsze można nadawać dźwięki telefoniczne, włączając za układem według fig. 4 albo 5, np. układ według fig. 7, a po drugie można usunąć falę nośną wielkiej częstotliwości i jedną wstęgę boczną, stosując widmo, otrzymane poprzednio, do nowego układu według fig. 4 albo 5, za którym zostaje włączony układ według fig. 6.

Oczywiście wynalazek może posiadać liczne odmiany wykonania lub zastosowania, różniące się od przykładów, podanych w celu ułatwienia zrozumienia.

Zastrzeżenia patentowe.

1. Układ połączeń do otrzymywania widma częstotliwości, przesuniętych w fazie o 90° względem widma danego z zachowaniem w całym widmie stałego stosunku między każdymi poszczególnymi częstotliwościami w widmie, przesuniętem w fazie i w widmie danym, znamienny tem, że zostaje zestawiony mostek z czterech członów, z których dwa przyległe stanowią odpowiednio indukcyjność i pojemność, a dwa inne stanowią równe oporności, których wartość różni się w bardzo znacznym stopniu od wymienionych oporności indukcyjnej i pojemnościowej, przyczem dane widmo zostaje doprowadzone do dwóch przeciwległych wierzchołków mostka, widmo zaś, przesunięte w fazie, jest pobierane z dwóch innych wierzchołków.

2. Układ połączeń według zastrz. 1, znamienny tem, że nieparzysta liczba obwodów, przesuwających fazę, jest połączona kaskadowo, przyczem prądy wyjściowe z kilku obwodów, połączonych ze

sobą kaskadowo, zostają nakładane na siebie w jednym wspólnym obwodzie.

3. Układ połączeń według zastrz. 1 i 2, który umożliwia otrzymanie widma, zgodnego w fazie z widmem pierwotnem i posiadającym amplitudę, równą amplitudzie widma przesuniętego o 90° , znamienny tem, że parzysta liczba obwodów, przesuwających fazę, zostaje połączona kaskadowo, przyczem prądy wyjściowe z kilku obwodów, połączonych ze sobą kaskadowo, zostają nakładane na siebie w jednym wspólnym obwodzie.

4. Sposób radiokomunikacji, w którym podczas nadawania zostaje usunięta fala nośna i jedna wstęga boczna, przyczem fale wielkiej częstotliwości są modulowane zapomocą widm, przesuniętych w fazie o 90° w zastosowaniu do układu według zastrz. 1, znamienny tem, że ze źródła wielkiej częstotliwości zostają wydzielane dwie fale, które przepływają odpowiednio przez dwa obwody symetryczne, których prądy wyjściowe są modulowane zapomocą widma, przesuniętego w fazie o 90° , pochodzącego ze wspólnego źródła modulowania, tak iż prądy modulowane zostają nakładane w obwodzie wspólnym, sprzężonym z obwodami symetrycznymi.

5. Układ połączeń do przenoszenia częstotliwości, zawierający układ według zastrz. 1, w zastosowaniu do przenoszonego widma częstotliwości w celu wybrania z niego dwóch widm o równych amplitudach, lecz o fazach przesuniętych względem siebie o kąt prosty, znamienny tem, że składa się z dwóch mostków, połączonych ze sobą wierzchołkami, przyczem każdy mostek posiada dwa przyległe kondensatory obrotowe i dwie cewki indukcyjne,

których wartości różnią się bardzo znacznie od siebie w porównaniu z wartościami kondensatorów obrotowych, dwa zaś przeciwległe wierzchołki każdego mostku zostają przyłączone odpowiednio do źródeł dwóch widm, przeniesione zaś widma są odprowadzane z wierzchołków, przeciwle-

głych do wspólnego wierzchołka obydwóch mostków.

Société Française
Radio-Électrique.
Zastępca: M. Skrzypkowski
rzecznik patentowy.

