

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
WARSZAWA-MIEDZESZYN

PROBLEMY

ŁĄCZNOŚCI

1972

71

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI

ROK 12

WARSZAWA 1972

NR 71

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

Branżowy Ośrodek

Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

Redakcja Problemów Łączności

Redaktor Naczelny - mgr inż. Jerzy Rutkowski

Redaktorzy działów:

**mgr inż. Władysław Cetner, mgr inż. Adam Moniuszko,
mgr inż. Józef Możejko**

Adres Redakcji:

Instytut Łączności

Branżowy Ośrodek

Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

NA PRAWACH RĘKOPISU

Redaktor: J. Borkowska

Montaż tekstu: B. Drabik

**Dział Wydawniczy Instytutu Łączności
Format B5. Nakład 585. Wpłynęło do
Działu Wydawniczego 1.09.1971 r.
Druk ukończono w listopadzie 1971 r.**

PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI

Opracowania tłumaczeń

STEREOFONIA

SPIS TREŚCI

| | Str. |
|---|------|
| 1. Mussino F., Nano E.: System stereofoniczny z częstotliwością pilotującą - Opracowała D. Mikke | 1 |
| 2. Mussino F., Nano E.: Metody dekodowania złożonego sygnału stereofonicznego w systemie z częstotliwością pilotującą - Opracowała D. Mikke | 32 |
| 3. Middlekamp L.C.: Problem separacji kanałów przy emisji FM sygnałów stereofonicznych - - Opracowała D. Mikke | 55 |

SYSTEM STEREOFONICZNY Z CZĘSTOTLIWOŚCIĄ PILOTUJĄCĄ

Opracowała D. Mikke na podstawie artykułu:
Mussino F., Nano E.: Il sistema stereofonico a frequenza pilota, Principi generali e relazioni fondamentali. Elektronica 1967
t. 16 nr 1, s. 21-36

1. SYMBOLE STOSOWANE W ARTYKULE

A = amplituda sygnału w kanale lewym

$A(t)$ = sygnał w kanale lewym w funkcji czasu

\hat{A} = wektor reprezentujący sygnał sinusoidalny w kanale A

A' = amplituda

$A'(t)$ = wartość chwilowa

} dotyczy krzywej obwiedni w czasie trwania sygnału w kanale A, tj. sygnału stereofonicznego

$A''(t)$ = wartość chwilowa obwiedni po dodaniu podnośnej

$A_u(t)$ = sygnał wyjściowy kanału A

a = \hat{S}/\hat{M}

B = amplituda sygnału w kanale prawym

$B(t)$ = sygnał w kanale prawym w funkcji czasu

\hat{B} = wektor reprezentujący sygnał sinusoidalny w kanale B

B' = amplituda

$B'(t)$ = wartość chwilowa

} dotyczy krzywej obwiedni w czasie trwania sygnału w kanale B, tj. sygnału stereofonicznego

- $B_i(t)$ = sygnał wejściowy w kanale B
 $B_u(t)$ = sygnał wyjściowy w kanale B
 D = przesłuch liniowy z kanału A do B; $D = 20 \log d$
 d = \hat{B}/\hat{A}
 F = częstotliwość sygnału dolnego pasma częstotliwości akustycznych
 F_{\max} = częstotliwość maksymalna sygnału $A(t)$ i $B(t)$
 f = częstotliwość nośnej
 f_o = częstotliwość nośnej w.cz.
 f_s = częstotliwość podnośnej
 h = stała wielkość (mnożnik)
 k = S_p/S (= $1/m$ dotyczy tylko przypadku modulacji amplitudy)
 \hat{M} = amplituda sygnału w kanale kompatybilnym, monofonicznym
 $M(t)$ = sygnał kanału naturalnego w funkcji czasu
 \hat{M} = wektor reprezentujący sygnał sinusoidalny w kanale M
 m = współczynnik określający głębokość modulacji (dla modulacji amplitudy $m = 1/k$)
 P = amplituda sygnału pilota
 $P(t)$ = sygnał pilota (19 kHz)
 S = amplituda sygnału kanału podnośnej (kanał stereofoniczny)
 $S(t)$ = sygnał w kanale S w funkcji czasu
 \hat{S} = wektor reprezentujący sygnał stereofoniczny w kanale S
 $S^x(t)$ = sygnał stereofoniczny powstały wskutek zmodulo-

wania podnośnej (wytłumionej) 38 kHz, tj. sygnał kanału stereofonicznego S^x

$S'(t)$ = wartość chwilowa krzywej obwiedni należącej do sygnału $S(t)$

S_0 = składowa stała odnosząca się do obwiedni $A''(t)$

S_1 = amplituda częstotliwości podstawowej dotycząca obwiedni $A''(t)$

S_p = amplituda odtworzonej podnośnej

t = zmienna czasowa

y_1, y_2 = składniki rozwinięcia szeregu Fouriera

V_0 = amplituda nośnej w.cz.

$v_{rf}(t)$ = sygnał nośnej zmodulowanej (częstotliwościowo) sygnałem stereofonicznym

$v(t)$ = sygnał stereofoniczny modulujący

$v'(t)$ = sygnał $S^x(t)$ z odtworzoną podnośną
= $\hat{B} - \hat{A}$

Δf = dewiacja częstotliwości nośnej w.cz.

Δf_{max} = dewiacja maksymalna częstotliwości nośnej
(= ± 75 kHz)

$\Delta f_M(t)$ = dewiacja częstotliwości nośnej w.cz. odnosząca się do sygnału $M(t)$

$\Delta f_S(t)$ = dewiacja częstotliwości nośnej w.cz. odnosząca się do sygnału $S(t)$

θ = faza podnośnej odtworzonej do dekodowania sygnału stereofonicznego

θ' = kąt fazowy pomiędzy wektorami reprezentującymi $v'(t)$ i $S^x(t)$

$\psi = \hat{S} - \hat{M}$

$$\Omega = 2\pi F$$

$$\omega_s = 2\pi f_s$$

$\left. \begin{array}{l} L_1^* \\ C_1^* \end{array} \right\} - \text{wartości indukcyjności i pojemności, które mogą być wykorzystane do celów praktycznych}$

2. WSTĘP

Postęp techniczny w dziedzinie reprodukcji dźwięku zapisanego z bardzo wysoką jakością był jak gdyby wstępnym krokiem do dalszych udoskonaleń, które poprzedziły rozwój stereofonii najpierw małej częstotliwości, a później i stereofonii wielkiej częstotliwości.

Rewelacją była początkowo możliwość takiego zapisu obrazu dźwiękowego na płycie lub taśmie, aby następnie odtworzenie go metodą dwukanałową dawało słuchaczowi wrażenie przestrzennego brzmienia dźwięku, oraz możliwość lokalizacji poszczególnych instrumentów bądź też wykonawców solowych partii muzycznych, bądź wokalnych. Pierwsze nagrania stereofoniczne zostały upowszechnione dzięki przemysłowi gramofonowemu. Zostały ustalone wymagania na system zapisywania i odtwarzania dźwięków oraz na parametry jakościowe aparatury do odtwarzania płyt stereofonicznych łącznie ze wzmacniaczami i głośnikami. Dalszym krokiem w dziedzinie rozwoju stereofonii małej częstotliwości było opracowanie magnetofonów stereofonicznych oraz wysokiej jakości taśm magnetycznych. Inicjatywa ta spotkała się z dużą aprobatą u słuchaczy. Znacznie trudniejszym zadaniem było wprowadzenie stereofonii do transmisji na drodze radiowej.

Bardzo ważną sprawą przy wprowadzaniu transmisji stereofonicznej było określenie podstawowych charakterystyk systemu stereofonicznego z zastosowaniem pojedynczego toru wielkiej częstotliwości. Wybrany system stereofoniczny powinien był spełniać następujące wymagania:

a) system powinien być kompatybilny, tzn. umożliwiać uzyskanie odbioru monofonicznego przy użyciu istniejących odbiorników monofonicznych nadawań stereofonicznych, bez jednoczesnego pogorszenia jakości odbioru w porównaniu z odbiorem normalnych nadawań monofonicznych i odwrotnie, odbiornik stereofoniczny powinien odbierać transmitowany program monofoniczny

- sygnał kompatybilny dla odbioru monofonicznego przesyłany w kanale naturalnym $M(t)$, składający się z sumy kanałów lewego $A(t)$ i prawego $B(t)$:

$$M(t) = A(t) + B(t)$$

- sygnał stereofoniczny $S(t)$ dla odbioru stereofonicznego przesyłany jako wstęgi boczne, składający się z różnicy sygnałów kanału lewego $A(t)$ i prawego $B(t)$:

$$S(t) = A(t) - B(t)$$

który następnie w odbiorniku stereofonicznym po procesie dekodowania jest rozdzielony na pierwotne kanały według sygnału oryginalnego:

$$A(t) = \frac{M(t) + S(t)}{2}$$

$$B(t) = \frac{M(t) - S(t)}{2}$$

b) Obydwie informacje monofoniczna i stereofoniczna są przesyłane jednocześnie za pomocą jednego nadajnika UKF FM, modulowanego w częstotliwości za pomocą złożonego sygnału stereofonicznego.

W okresie czasu od 1959 roku do 1962 roku przeprowadzono niezależne badania i próby systemu radiofonii stereofonicznej w USA i w Europie. Badania te obejmowały analizę teoretyczną, różne próby laboratoryjne i eksperymentalne próby eksploatacyjne. W USA prowadzono próby pod kierunkiem "National Stereophonic Radio Comitee" i przy współpracy z firmami przemysłowymi. Próby przeprowadzono z kilkoma systemami stereofonicznymi, z których wybrano jeden najbardziej odpowiedni z częstotliwością pilotującą. Następnie system ten wprowadzono do eksploatacji w 1961 roku.

W Europie próby były prowadzone pod kierunkiem UER (Europejska Unia Radiofoniczna). W wyniku badań UER zaproponowała na konferencji CCIR w Bad Kreuznach w 1962 roku przyjęcie systemu ogólnoeuropejskiego. Standard UER odpowiada niemal dokładnie systemowi FCC (Federalna Komisja Komunikacji) przyjętemu w USA. Stereofoniczny system FCC należy do grupy systemów zwielokrotnionych, co umożliwia transmitowanie za pomocą tego samego nadajnika radiofonicznego UKF FM we wspólnym kanale w.cz. dwóch kanałów programu stereofonicznego. Poza tym pozwala on dodatkowo na wykorzystanie trzeciego ka-

nału dla programu monofonicznego innej treści, tzw. SCA.

Standard UER różni się od systemu FCC wartością stałej czasowej układu preemfazy: 50 μ s zamiast 75 μ s oraz brakiem kanału SCA.

Na konferencji V Grupy Studiów OIRT w 1965 roku w Budapeszcie uznano systemy: UER i przedstawiony przez ZSRR system polarnej modulacji z częściowo stłumioną podnośną za równoważne, pozostawiając wolny wybór jednego z nich poszczególnym krajom należącym do OIRT.

Większość krajów europejskich (w tym także Polska) wybrała system zalecany do stosowania przez UER.

3. OPIS METODY "Z CZĘSTOTLIWOŚCIĄ PILOTUJĄCĄ"

Metodę nadawania stereofonicznego w systemie z częstotliwością pilotującą można przedstawić w skrócie następująco.

Sygnały akustyczne z lewego (A) i prawego (B) mikrofonu dostarczane są do urządzenia kodującego sygnały, wskutek czego tworzy się złożony sygnał stereofoniczny m.cz. Następnie sygnałem tak uformowanym moduluje się częstotliwościowo nadajnik UKF FM.

W odbiorniku FM, na wyjściu detektora częstotliwości wbudowane jest urządzenie dekodujące złożony sygnał stereofoniczny, zwane popularnie dekoderem stereofonicznym, z którego otrzymuje się sygnały pierwotne, teraz już rozdzielone (A) i (B).

Naczelną ideą opracowania tego systemu było zapewnienie możliwości odbioru monofonicznego sygnału ste-

reofonicznego, przy użyciu zwykłego odbiornika FM. W tym celu w pasmie częstotliwości akustycznych do 15 kHz muszą mieścić się sygnały z obydwu mikrofonów, aby słuchacz w przypadku pojawienia się tylko jednego z nich, odbierając program monofonicznie, mógł otrzymać pełnowartościową informację dźwiękową.

Na rysunku 1d^{x)} pokazane jest widmo sygnałów kanału monofonicznego i stereofonicznego.

W pasmie zawartym między 50 Hz a 15 kHz zwanym kanałem głównym albo monofonicznym M znajduje się suma sygnałów z obydwu mikrofonów.

Powyżej niego na częstotliwości 19 kHz przesyłany jest sygnał częstotliwości pilotującej P. Jest on niezbędny do późniejszego odtworzenia sygnału częstotliwości podnośnej w dekodерze.

Złożony sygnał stereofoniczny S^x w pasmie częstotliwości 23-53 kHz przesyłany jest przy użyciu dwóch wstępnych, powstałych w wyniku modulacji amplitudy sygnału podnośnej 38 kHz napięciem różnicy obydwu kanałów. Na rysunku widać także szczątkową wytłumioną podnośną 38 kHz.

Zwykły monofoniczny odbiornik FM wyposażony na wyjściu demodulatora w filtr deemfazy odbierać będzie tylko sygnał M sumy obu kanałów.

Dane charakterystyczne systemu z częstotliwością pilotującą są następujące:

x) Wszystkie rysunki są zamieszczone na końcu artykułu.

- modulacja 100% sygnału złożonego odpowiada maksymalnej dewiacji nadajnika FM, wynoszącej 50 kHz;
- przenoszone pasmo małej częstotliwości kanałów L i R obejmuje zakres 50 Hz - 15 kHz;
- przenoszony powyżej kanału głównego M sygnał pilotujący P o częstotliwości 19 kHz \pm 2 Hz moduluje nadajnik do głębokości 8 - 10%;
- częstotliwość pilotująca służy do synchronizacji generatora podnośnej używanego do detekcji w urządzeniu odbiorczym;
- częstotliwość podnośna jest drugą harmoniczną częstotliwości pilotującej, faza jej jest taka, że narastanie zbocza przebiegu sinusoidalnego podnośnej przecina oś czasu równocześnie z przecinaniem tej osi przez sinusoidę częstotliwości pilotującej,
- podnośna 38 kHz \pm 4 kHz podlega dwuwstęgowej modulacji amplitudy bez fali nośnej. Resztkowa amplituda napięcia o częstotliwości 38 kHz na wyjściu nie może przekraczać 1% amplitudy wstęg bocznych modulacji;
- sygnał S modulujący amplitudę podnośnej jest różnicą sygnałów lewego A i prawego B. Pasma przenoszone m.cz. jest tu także równe 50 - 15000 Hz. Zarówno sygnał sumy M jak i różnicy S podlegają uwypukleniu według charakterystyki układu RC o stałej czasu $\tau = 50 \mu s$.,
- charakterystyki liniowych zniekształceń tłumieniowych sygnałów m.cz. kanału sumy i różnicy (po uwzględnie-

niu uwypuklenia) nie powinny różnić się więcej niż 0,2 dB w całym zakresie przenoszonych częstotliwości 50-15000 Hz. Odpowiednio charakterystyki zniekształceń fazowych muszą być zgodne z dokładnością $\pm 3^{\circ}$. Warunki te zapewniają efekt stereofoniczny;

- dopuszczalne zniekształcenia dla całego kanału M lub S łącznie z urządzeniami studia, toru małej częstotliwości, nadajnika oraz demodulatora po uwzględnieniu układów korekcji po stronie nadawczej (preemfaza) i odbiorczej (deemfaza) nie powinny przekraczać 3,3% dla częstotliwości 50 - 100 Hz, 2,5% dla częstotliwości 100-7500 Hz i 3% dla częstotliwości 7500-15000 Hz.

Typowe widmo sygnału stereofonicznego uzyskiwane w czasie modulacji w kanale A lub B pokazano na rys. 1a, b, c.

Na rysunku 1a mamy przypadek, gdy sygnały w obydwu kanałach są sobie równe: $A(t) = B(t)$, wobec czego $M(t) = 2A(t) = 2B(t)$, zaś $S(t) = 0$. Sygnał monofoniczny moduluje w tym przypadku nośną do 90%, czyli do maksymalnej dewiacji, sygnał pilota moduluje nośną w 10%.

Na rysunku 1b mamy sygnały $A(t) = -B(t)$, wówczas $M(t) = 0$, zaś $S(t) = 2A(t) = 2B(t)$. W tym przypadku mamy do czynienia z modulacją nośnej przez sygnał stereofoniczny $S^x(t)$ do 45% i analogicznie jak powyżej 10% modulacji przypada na sygnał pilota.

Na rysunku 1c pokazano przypadek, gdy sygnał $B(t) = 0$, wówczas $M(t) = A(t)$ i $S(t) = A(t)$. Sygnał monofoniczny $M(t)$ moduluje nośną w 45%, dwie wstęgi boczne sygnału

stereofonicznego w 22,5%, czyli razem w 45%, i 10% przypada na sygnał pilota. Podobne rezultaty otrzymane dla przypadku, gdy $A(t) = 0$ i $M(t) = B(t) = -S(t)$.

Na rysunku 2 pokazana jest prawidłowa relacja pomiędzy przebiegami fazowymi sygnału pilota przesyłanego w widmie sygnału stereofonicznego a fazą odtworzonej podnośnej w funkcji przebiegów czasowych. Należy podkreślić, że tolerancja częstotliwości podnośnej wynosi +4 Hz, natomiast wartość resztkowej amplitudy nie może przekroczyć 1% amplitudy wstęg bocznych modulacji.

Analitycznie równania sygnału stereofonicznego można przedstawić w następującej formie:

$$\begin{aligned} v(t) &= M(t) + S^X(t) + P(t) = \\ &= M(t) + S(t) \sin \omega_s t + P \sin \frac{\omega_s}{2} t \end{aligned}$$

gdzie ω_s jest pulsacją częstotliwości podnośnej

$$v(t) = M(t) + S(t) \cos \omega_s t + P \cos \left(\frac{\omega_s}{2} t - \frac{\pi}{4} \right)$$

W przypadku gdy istnieją sygnały w kanale A i B

$$\begin{aligned} v(t) &= M \cos \Omega t + \frac{S}{\sqrt{2}} \left[\sin (\omega_s - \Omega) t + \sin (\omega_s + \Omega) t \right] + \\ &\quad + P \sin \frac{\omega_s}{2} t \end{aligned}$$

Wyrażenie analityczne dla nośnej zmodulowanej złożonym sygnałem stereofonicznym:

$$v_{rf}(t) = V_0 \sin 2\pi \left\{ f_0 + \left[0,9 \left(\frac{\Delta f_M(t)}{\Delta f_{\max}} + \frac{\Delta f_S(t)}{\Delta f_{\max}} \sin \omega_S t \right) + 0,1 \sin \frac{\omega_S}{2} t \right] \Delta f_{\max} \right\} t$$

gdzie:

V_0 - amplituda

f_0 - częstotliwość nośnej w.cz. niemodulowanej

$\Delta f_{\max} = \pm 75$ kHz

$\Delta f_M(t)$ i $\Delta f_S(t)$ - wartość dewiacji fali nośnej sygnałami $M(t)$ i $S(t)$

przy czym:

$$\Delta f_M(t) + \Delta f_S(t) \leq 0,9 \Delta f_{\max}$$

4. PRZESŁUCHIW

Przesłuch liniowy z kanału A do B wyraża się stosunkiem wartości skutecznej napięcia sygnału mierzonego na wyjściu kanału B do wartości skutecznej A napięcia sygnału na wyjściu kanału A, gdy do wejścia modulatora doprowadzony jest sygnał A przy sygnale B = 0. Analogicznie określa się przesłuch liniowy z kanału B do A. Odwrotność przesłuchu nazwana jest separacją kanałów stereofonicznych. Wartość przesłuchów wyrażona w decybelach podana jest wzorem:

$$D = 20 \log_{10} \left| \frac{B_u(t)}{A_u(t)} \right| B_i(t) = 0$$

Gdy do kodera doprowadzony jest tylko jeden z sygnałów $A(t)$ lub $B(t)$, wówczas w dekodерze powinien pojawiać się tylko sygnał w kanale wysterowanym. Jeśli powstaje przesłuch między kanałami A i B, to jest on spowodowany zniekształceniami tłumieniowymi i fazowymi sygnałów kanału sumy M i różnicy S^x .

Rysunek poglądowy przedstawiający wzajemne zależności wektorowe poszczególnych sygnałów: $A(t)$, $B(t)$, $M(t)$ i $S(t)$ pokazany jest na rys. 3. Z zależności tych wynika:

$$\frac{\hat{S}}{\hat{M}} = a e^{j\varphi} = a(\cos \varphi + j \sin \varphi)$$

$$a = \frac{\hat{S}}{\hat{M}}$$

$$\varphi = \hat{S} - \hat{M}$$

Przesłuchy, o których mowa, można wyrazić następującym wzorem:

$$D = 20 \log_{10} \frac{\hat{M} - \hat{S}}{\hat{M} + \hat{S}}$$

Obliczając $\hat{M} - \hat{S}$ i $\hat{M} + \hat{S}$:

$$\begin{aligned}\hat{\Omega} - \hat{S} &= \hat{\Omega} - a \hat{\Omega} (\cos \varphi + j \sin \varphi) = \\ &= \hat{\Omega} (1 - a \cos \varphi) - ja \hat{\Omega} \sin \varphi\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\hat{\Omega} + \hat{S} &= \hat{\Omega} + a \hat{\Omega} (\cos \varphi + j \sin \varphi) = \\ &= \hat{\Omega} (1 + a \cos \varphi) + ja \hat{\Omega} \sin \varphi\end{aligned}$$

W efekcie końcowym wzór na przesłuchy przyjmuje następującą postać:

$$D = 20 \log_{10} \sqrt{\frac{\hat{\Omega}^2 (1 - a \cos \varphi)^2 + a^2 \hat{\Omega}^2 \sin^2 \varphi}{\hat{\Omega}^2 (1 + a \cos \varphi)^2 + a^2 \hat{\Omega}^2 \sin^2 \varphi}}$$

$$D = 20 \log_{10} \sqrt{\frac{a^2 - 2a \cos \varphi + 1}{a^2 + 2a \cos \varphi + 1}}$$

Na rysunku 4 podany jest wykres przesłuchów $D(\text{dB})$ w funkcji kąta φ , przy czym parametrem jest tutaj wartość a .

W przypadku gdy wartość $a = 1$, wzór przyjmuje uproszczoną formę:

$$D = 20 \log_{10} \sqrt{\frac{1 - \cos \varphi}{1 + \cos \varphi}}$$

W praktyce zdarzają się także przypadki, gdy $\varphi = 0$, obowiązuje wówczas następująca postać wzoru:

$$D = 20 \log_{10} \left| \frac{1 - a}{1 + a} \right|$$

Przebieg wykresu przesłuchów w funkcji a pokazany jest na rys. 5.

Przesłuch nieliniowy:

Przesłuch nieliniowy z kanału A do B wyraża się stosunkiem wartości harmonicznych sygnału A, mierzonych na wyjściu kanału B, do wartości skutecznej sygnału A, mierzonej na wyjściu kanału A wówczas, gdy do modulatora jest doprowadzony tylko sygnał A. Analogicznie określa się przesłuch nieliniowy z kanału B do A. Z analizy widma sygnału złożonego można również wnioskować o powstawaniu przesłuchów. Na rys. 6 podany jest prawidłowy przebieg w funkcji czasu sygnałów tworzących złożony sygnał stereofoniczny.

Na rysunku 7 pokazano efekt, jaki powoduje różnica amplitud między sygnałami $M(t)$ i $S(t)$, w przypadku gdy nie ma sygnału sterującego w kanale B, dla dwóch możliwości: $M(t) > S(t)$ oraz $M'(t) < S(t)$. Widzimy tutaj wyraźne odkształcenie przebiegu powodującego powstawanie przesłuchów.

Efekty przesunięć fazowych między sygnałami $M(t)$ i $S(t)$ pokazano na rys. 8, natomiast na rys. 8a podano przebieg, gdy oprócz różnic fazowych występują także różnice amplitud.

Nawiązując do rys. 4 można przeprowadzić następujące rozważania matematyczne:

$$\hat{A}^2 + \hat{B}^2 + 2 \hat{A} \hat{B} \cos a = \hat{M}^2$$

$$\hat{A}^2 - \hat{B}^2 - 2 \hat{A} \hat{B} \cos a = \hat{S}^2$$

$$\hat{M}^2 + \hat{S}^2 + 2 \hat{M} \hat{S} \cos \varphi = 4 \hat{A}^2$$

$$\hat{M}^2 + \hat{S}^2 - 2 \hat{M} \hat{S} \cos \varphi = 4 \hat{B}^2$$

Przyjmując, że:

$$|S| = a |M| \quad \text{i} \quad |B| = d |A|$$

powyższe wzory przyjmują uproszczoną postać:

$$|A|^2 + d^2 |A|^2 \cos a = |M|^2$$

$$|A|^2 + d^2 |A|^2 \cos a = a^2 |M|^2$$

$$|M|^2 + a^2 |M|^2 + 2a |M|^2 \cos \varphi = 4 |A|^2$$

$$|M|^2 + a^2 |M|^2 - 2a |M|^2 \cos \varphi = 4d^2 |A|^2$$

Pozostaje teraz obliczyć wartości: a , d^2 i $\cos \varphi$.

$$a = \sqrt{\frac{1 + d^2 - 2d \cos a}{1 + d^2 + 2d \cos a}}$$

$$d^2 = \frac{1 + a^2 - 2a \cos \varphi}{1 + a^2 + 2a \cos \varphi}$$

$$\cos \varphi = \frac{1 - d^2}{\sqrt{(1 + d^2)^2 - 4d^2 \cos^2 a}}$$

Korzystając z wyprowadzonych zależności opracowano dla celów praktycznych wykresy podane na rys. 9a i 9b. Posługując się nimi, można określić przesłuchy między kanałami A i B w zależności od względnej różnicy wzmocnień i od przesunięcia fazy między sygnałami sumy M i różnicy S na podnośnej.

5. METODA GENERACJI SYGNAŁU STEREOFONICZNEGO

Stosowane są przeważnie dwie metody wytwarzania złożonego sygnału stereofonicznego; jedna z nich wykorzystuje zasadę czasowego podziału stereofonicznych sygnałów $A(t)$ i $B(t)$ we wspólnym torze, druga zaś zasadę częstotliwościowego podziału sygnałów $M(t)$ i $S(t) \sin \omega_c t$.

Uproszczony układ blokowy kodera najbardziej typowy przedstawiony jest na rys. 10a. Sygnały pochodzące od dwóch mikrofonów lewego A i prawego B dodaje się do siebie w fazie i w przeciwfazie, tworząc sygnał sumy $M = A + B$ oraz różnicy $S = A - B$. Sygnał różnicy doprowadza się następnie do zrównoważonego modulatora, do którego równocześnie doprowadza się częstotliwość 38 kHz z generatora podnośnej. Wówczas na wyjściu modulatora uzyskuje się sygnał wstęp bocznych modulacji A-B z wytłumioną podnośną. Teraz dodaje się do niego w odpowiedniej fazie sygnały sumy A+B oraz sygnał pilotujący 19 kHz, otrzymując gotowy, złożony sygnał stereofoniczny.

Do wytworzenia złożonego sygnału stereofonicznego metodą podziału czasowego można skorzystać z metody

przełączania sygnałów (rys. 10b) A i B z częstotliwością podnośnej. Kształt sygnału uzyskiwanego tą metodą ma postać pokazaną na rys. 11 i dlatego w koderze pracującym na tej zasadzie stosuje się filtr obcinający wszystkie harmoniczne poza pasmem podstawowym częstotliwości 30 Hz - 53 kHz. Kształt przebiegów przełączających sygnały A(t) i B(t) pokazany jest na rys. 11a; jest to przebieg prostokątny.

Funkcja przełączająca wyraża się wzorem według serii Fouriera:

$$y_1 = 1/2 + 2/\pi \cos \omega_s t - 2/3\pi \cos 3\omega_s t + \dots$$

$$y_2 = 1/2 - 2/\pi \cos \omega_s t + 2/3\pi \cos 3\omega_s t - \dots$$

Wobec czego amplituda y_1 sygnału A(t) i analogicznie y_2 sygnału B(t) wyrażają się wzorem:

$$A(t) \cdot y_1 = \frac{A(t)}{2} + \frac{2A(t)}{\pi} \cos \omega_s t - \frac{2A(t)}{3\pi} \cos 3\omega_s t + \dots$$

$$B(t) \cdot y_2 = \frac{B(t)}{2} - \frac{2B(t)}{\pi} \cos \omega_s t + \frac{2B(t)}{3\pi} \cos 3\omega_s t - \dots$$

Sumując sygnały i eliminując filtrem harmoniczne uzyskuje się sygnał końcowy:

$$A(t) \cdot y_1 + B(t) \cdot y_2 = \frac{1}{2} \left\{ \left[A(t) + B(t) \right] + \frac{4}{\pi} \left[A(t) - B(t) \right] \cos \omega_s t \right\}$$

Z równania tego wynika, że sygnał $y(t)$ składa się z sygnału sumy i sygnału różnicy na podnośnej. Jednakże stosunek amplitudy sygnału różnicowego na podnośnej do sygnału sumarycznego jest inny i wynosi $4/\pi = 1,273$, wobec czego przesłuch z kanału A do B wynosiłby zaledwie $-18,4$ dB. Dlatego zasada podziału czasowego wymaga wyrównania amplitud.

Charakterystyka filtra dolnoprzepustowego pokazana jest na rys. 12, gdzie uwidoczniiony jest przebieg amplitudy i fazy oraz podane są wartości elementów niezbędnych do wykonania przedstawionego filtra [9].

6. WARTOŚCI TOLERANCJI DLA STEREOFONII

Wychodząc z założenia wysokiej jakości transmisji stereofonicznej, UER [14, 15] zaleca następujące wytyczne dla parametrów małej częstotliwości w stereofonicznym odtwarzaniu dźwięku, podane w tablicy na str. 20.

Uzupełnieniem tablicy są poniższe rysunki: rys. 13 obrazuje dopuszczalne wartości przesłuchu między kanałami A i B, przy czym poszczególne krzywe odpowiadają różnym kryteriom oceny subiektywnej: a) brano pod uwagę dostrzegalność przesłuchów, b) dopuszczalność przesłuchów i c) wartości zalecane; rys. 14 przedstawia różnice faz w funkcji częstotliwości między sygnałami kanałów A i B. Krzywa a) odpowiada kryteriom dostrzegalności według oceny subiektywnej, b) dopuszczalności, c) wartościom zalecanym.

| Parametr | Sygnał | Wartości [14] | | Wartości zalecane [15] |
|--------------------------------|--------|-----------------------|-----------------------|------------------------------|
| | | dostre- galne | dopusz- czalne | |
| Przesłuch liniowy | A i B | Rys. 13 (krzywa a) | Rys. 13 (krzywa b) | Rys. 13 (krzywa c) |
| | A i B | -40 dB | -34 dB | -34 dB od 40 Hz do 125 Hz |
| Przesłuch nieli- niowy | A i B | -40 dB | -40 dB | -40 dB od 125 Hz do 5 kHz |
| | A i B | -40 dB | -40 dB | -34 dB od 5 kHz do 15 kHz |
| | A i B | -40 dB | -34 dB | - |
| Intermodulacja | A i B | -40 dB | -34 dB | -34 dB od 40 Hz do 125 Hz |
| | A i B | -40 dB | -34 dB | -40 dB od 125 Hz do 5 kHz |
| Zniekształcenia harmoniczne | A i B | -40 dB | -34 dB | -34 dB od 5 kHz do 15 kHz |
| | A i B | -40 dB | -34 dB | - |
| Różnica faz | A i B | Rys. 14 (krzywa a) | Rys. 14 (krzywa b) | Rys. 14 (krzywa c) |

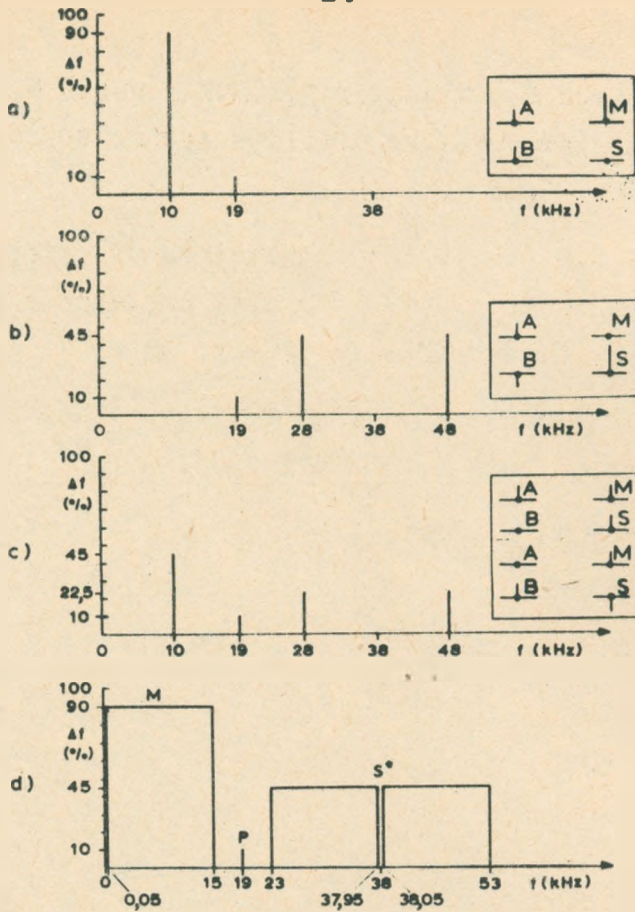
c.d. tabl.

| Parametr | Sygnał | Wartości [14] | | Wartości zalecane [15] |
|--------------------------------|---------------|---|-------------------|--|
| | | destrze- galne | dopusz- czalne | |
| Różnica poziomów wejściowych | A i B | 1,5 dB dla wszystkich częstotliwości | | 3,5 dB od 40 Hz do 125 Hz 1,5 dB od 125 Hz do 10 kHz 3,5 dB od 10 kHz do 15 kHz 55 dB |
| Stosunek sygnału do szumu | A i B | 50 dB wartość pożądana | | |
| Szerokość pasma częstotliwości | M, A i B S | Identyczna jak dla monofonii. Szerokość pasma identyczna, a w razie konieczności zawężona do $f < 100 \text{ Hz}$ i $f > 10 \text{ kHz}$ | | 40 Hz - 15 kHz |

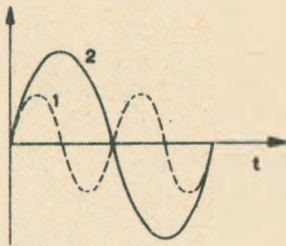
WYKAZ LITERATURY

1. Kasseus H.: Standards for stereophonic broadcasting. IRE Trans. D.C. 1962 t. 8 nr 1, s. 24-29.
2. What hath F.C.C. wrought?: Audio 1961 nr 1, s. 18-20.
3. Réunion de la XI^e Assemblée Plénière du CCIR. Revue de l'U.E.R. 1966 nr 98A, s. 164.
4. CCIR. Documents of the Xth Plenary Assembly. Sound Broadcasting Television. Geneva: ITU 1963 t. V, s. 118-122.
5. Egidi C.: Modulazione di frequenza. II: Composizione spettrale dell'onda modulata. Elettronica 1946 nr 3.
6. Hund A.: Frequency modulation. New York: Mc Graw Hill 1942.
7. Crosby Murray G.: Carrier and side frequency relations with multitone frequency or phase modulation. RCA Rev. 1938 t. 3 nr 2, s. 103-108.
8. Csicsatka A., Linz R.: Factors affecting overall performance of FM stereophonic receivers. IRE Trans. 1961 t. 7 nr 2, s. 59.
9. Weinberg L.: Network analysis and synthesis. New York: Mc Graw Hill 1962.
10. The Notebook. Boonton Radio Corporation n. 30, e 32.
11. Philips G.J.: Measurement of phase errors in pilot tone system for stereophonic broadcasting. Radio Elect. Eng. 1966 t. 31 nr 3, s. 157-159.

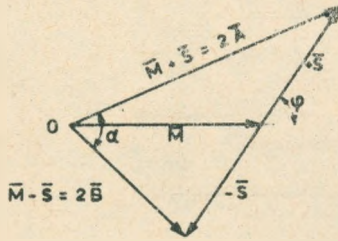
12. Von Hurch N., Stumpers F.L.H.M., Weeda M.: Stereophonischer Rundfunk "Philips techn. Rdsch. 1965 t. 26 nr 6, s. 141-154.
13. Egidi C., Oberto P.: Modulazione d'ampiezza con le tre righe spettrali aventi ampiezze e fasi qualunque. Alta Frequenza 1964 t. 33 nr 3, s. 144-156.
14. CCIR: XIth Plenary Assembly, Oslo 1966. Study Group X, Doc. X/1023-E, 19 July 1966.
15. UER Com.T./9/, Nov. 1966.



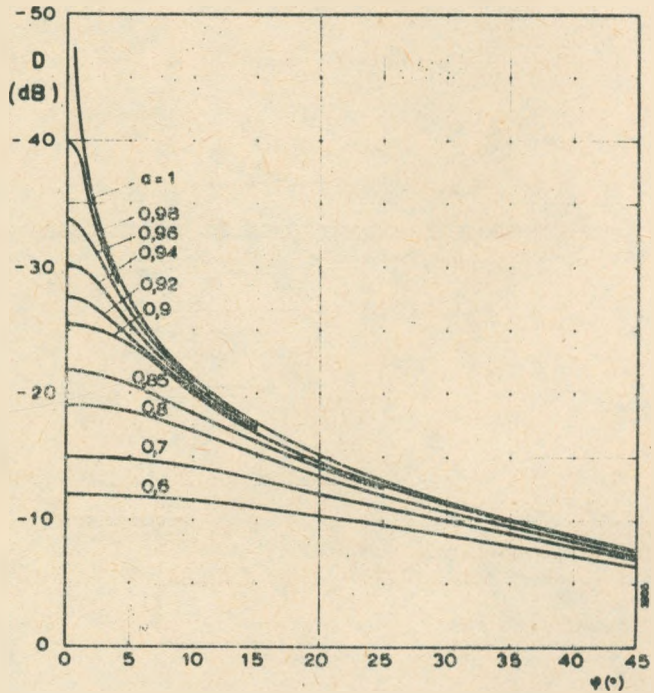
Rys. 1. Widmo sygnałów stereofonicznych uzyskane dla przypadku gdy istnieje modulacja w kanałach A i B o częstotliwości 10 kHz: a) $A(t) = B(t)$; b) $A(t) = -B(t)$; c) $A(t) = 0$ lub $B(t) = 0$; d) wykres widma złożonego sygnału stereofonicznego z uwzględnieniem wszystkich jego części składowych



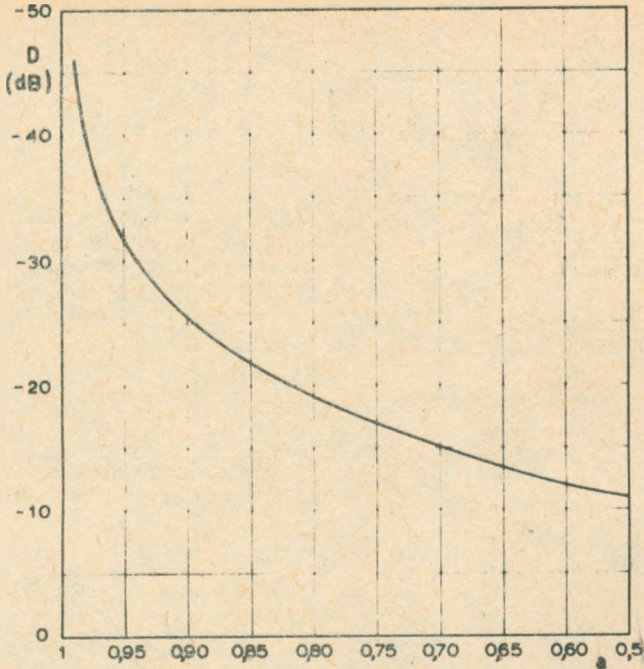
Rys. 2. Prawidłowa relacja pomiędzy przebiegami fazowymi sygnału pilota a fazą odtworzonej podnośnej



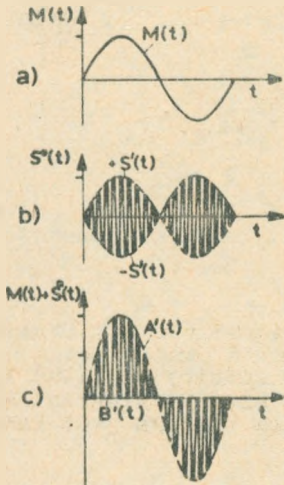
Rys. 3. Wzajemne zależności pomiędzy sygnałami wchodzącymi w skład sygnału stereofonicznego przedstawione przy użyciu wskazów wektorowych



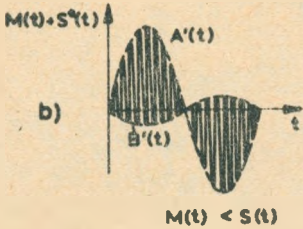
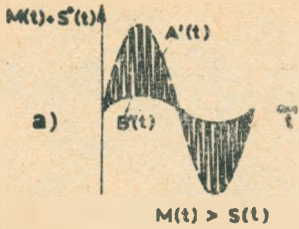
Rys. 4. Wykres przesłuchów zmieniających się w zależności od przesunięć fazowych przy stałym parametrze a



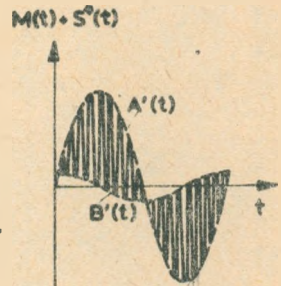
Rys. 5. Wartości przesłuchów w funkcji α dla przypadku, gdy kąt ψ równa się zero



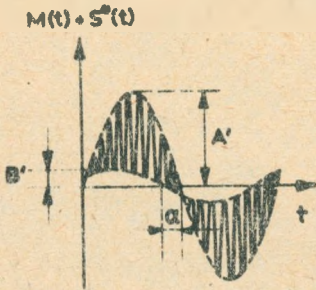
Rys. 6. Prawidłowy przebieg sygnałów stereofonicznych w funkcji czasu



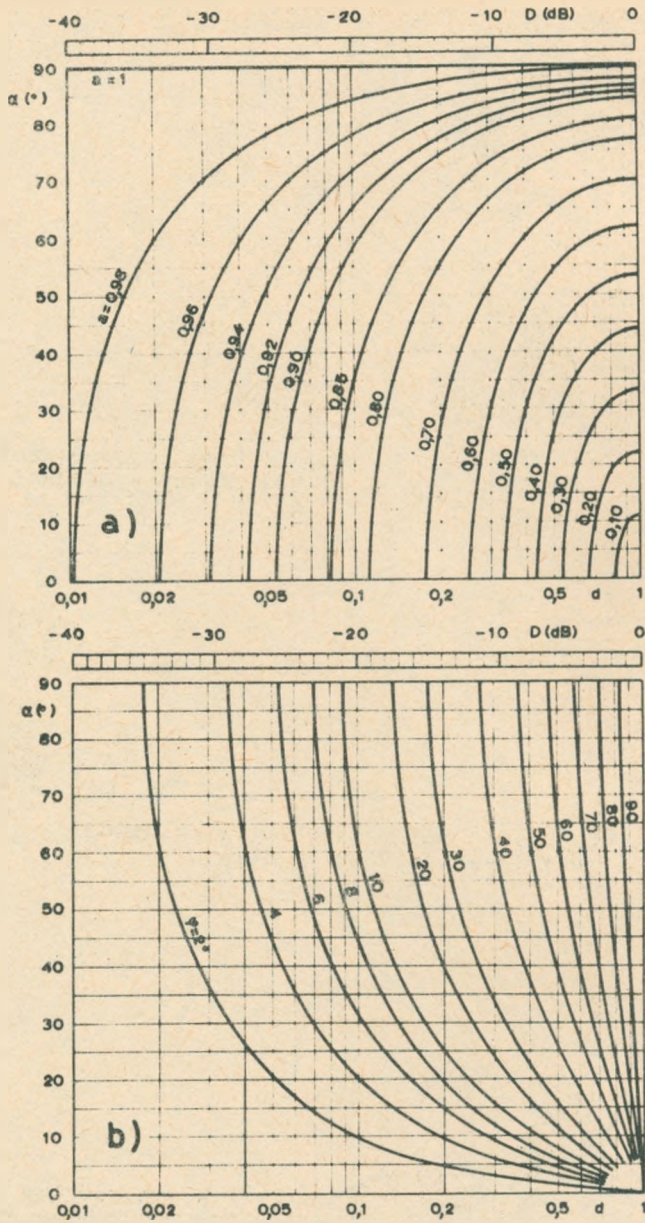
Rys. 7. Efekt spowodowany różnicą amplitud między sygnałami $M(t)$ i $S(t)$



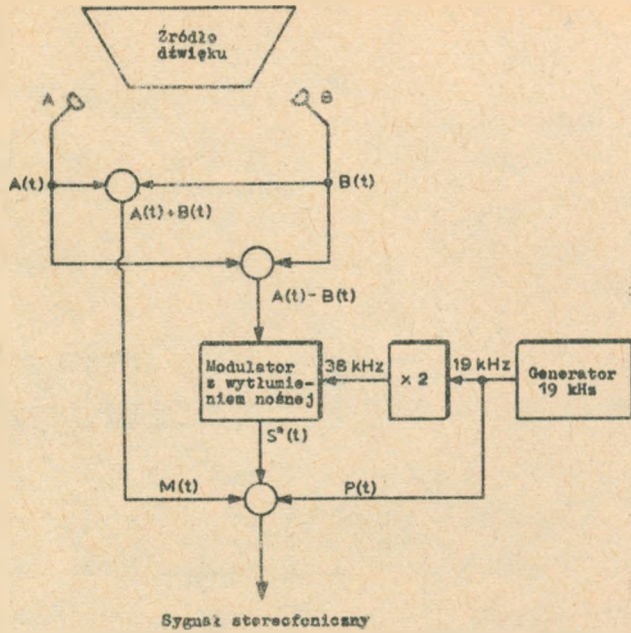
Rys. 8a). Efekt przesunięć fazowych między sygnałami $M(t)$ i $S(t)$



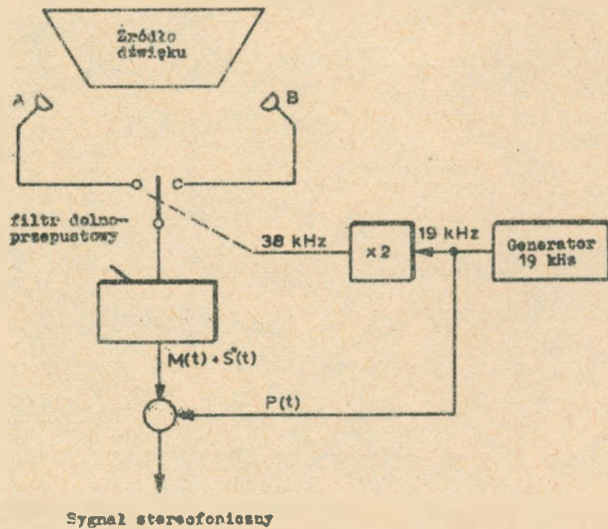
Rys. 8b). Efekt różnicy amplitud i przesunięć fazowych między sygnałami $M(t)$ i $S(t)$, gdy kanałem biernym jest kanał (B)



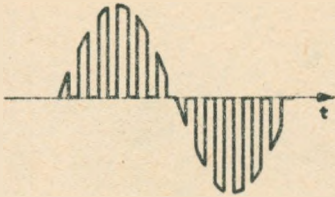
Rys. 9. Wykres zależności przesłuchów między kanałami A i B:
 a) w zależności od względnej różnicy wzmożnień, b) w zależności od przesunięcia fazy między sygnałami M i S



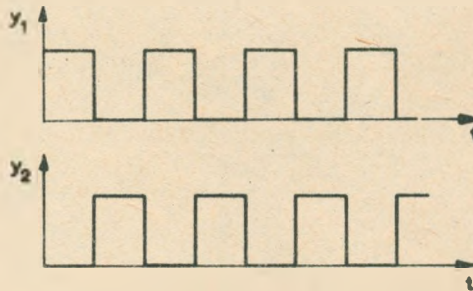
Rys. 10a). Układ blokowy prostego kodera stereofonicznego



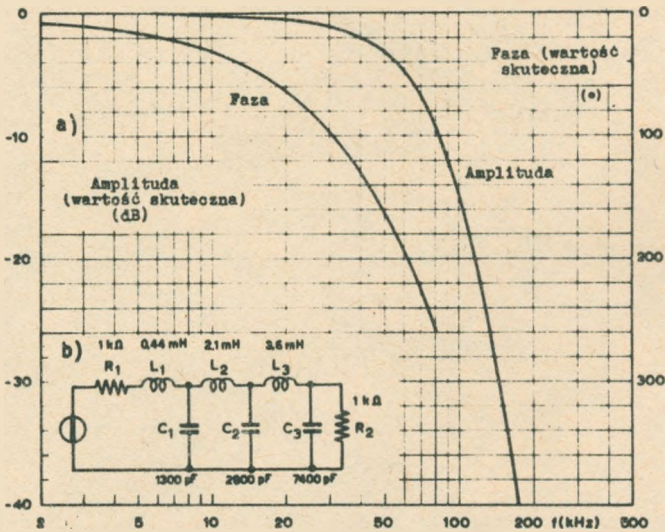
Rys. 10b). Metoda wytwarzania złożonego sygnału stereofonicznego za pomocą podzielnika czasowego (metoda przełączania)



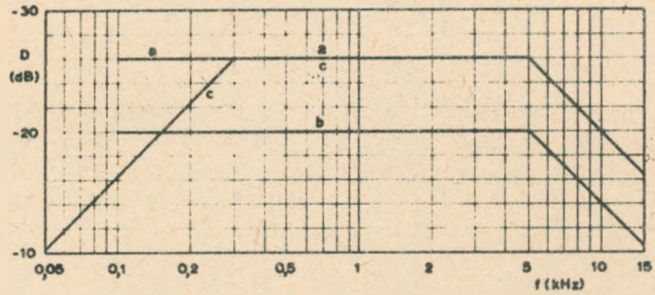
Rys. 11a). Kształt sygnału uzyskiwanego z kodera z rys. 11



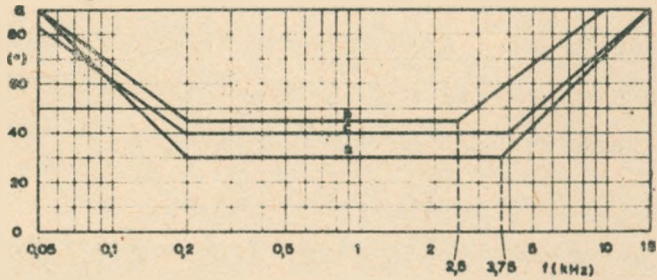
Rys. 11b). Kształt przebiegów przełączających sygnały A(t) i B(t)



Rys. 12. Charakterystyka filtra dolnoprzepustowego: a) przebieg amplitudowy, b) przebieg fazowy



Rys. 13. Dopuszczalne wartości przesłuchu między kanałami A i B według kryteriów oceny subiektywnej



Rys. 14. Różnice faz w funkcji częstotliwości między sygnałami kanałów A i B. według oceny subiektywnej

METODY DEKODOWANIA ZŁOŻONEGO SYGNAŁU STEREOFONICZNEGO W SYSTEMIE Z CZĘSTOTLIWOŚCIĄ PILOTUJĄCĄ

Opracowała D. Mikke na podstawie artykułu:
Mussino F., Nano E.: Circuiti "decodifica-
tori" per la ricezione stereofonica col si-
stema "a frequenza pilota". Elettronica 1967
t. 16 nr 4, s. 127-140.

1. WSTĘP

W poprzednim artykule pt. "System stereofoniczny z częstotliwością pilotującą" zapoznaliśmy się szczegółowo ze strukturą złożonego sygnału stereofonicznego, co znacznie ułatwia zrozumienie metod dekodowania złożonego sygnału stereofonicznego, opierających się właśnie na strukturze złożonego sygnału stereofonicznego. Należy tylko przypomnieć w zarysie, jakie składniki wchodzi do złożonego sygnału stereofonicznego:

- sygnały A i B, czyli sygnały małej częstotliwości pochodzące z mikrofonów stereofonicznych i przeznaczone w końcowej fazie do lewego i prawego głośnika zestawu odsłuchowego,
- sygnał sumy M przenoszony w naturalnym pasmie akustycznym, przeznaczony dla odbiorców programu monofonicznego,
- sygnał różnicowy powstały przez dodanie do sygnału A sygnału $-B$, czyli z odwróconą o 180° fazą, przenoszono-

ny w pasmie ponadakustycznym za pośrednictwem podnośnej 38 kHz zmodulowanej amplitudowo właśnie sygnałem S,

- sygnał pilotujący o częstotliwości 19 kHz, a więc dokładnie równy połowie częstotliwości podnośnej, przesyłany w kompleksowym sygnale stereofonicznym, a służący do odtwarzania w odbiorniku stereofonicznym przebiegu nośnego, potrzebnego w procesie dekodowania.

Zadaniem dekodowania za pomocą urządzenia zwanego dekoderem stereofonicznym jest wydzielenie ze złożonego sygnału stereofonicznego $M + P + S^x$ pierwotnych sygnałów A i B przeznaczonych do zasilania głośników stereofonicznych.

Znane są metody dekodowania oparte na zasadzie wydzielenia kanałów M i S^x za pomocą filtrów: dolnoprzepustowego do wydzielenia kanału M i pasmowego do wydzielenia kanału S^x , przy czym następuje dalszy proces, w wyniku którego odzyskuje się sygnały pierwotne A i B. Sposób ten nazywany jest w literaturze jako matrycowy.

Inną metodą dekodowania złożonego sygnału stereofonicznego jest metoda oparta na zasadzie rozdziału bezpośredniego kanałów A i B.

W pierwszej metodzie główną troską jest wykonanie odpowiednich filtrów, od których jakości w dużej mierze zależy efekt końcowy. Rozróżnia się tutaj dwa sposoby detekcji:

- metoda detekcji obwiedni,
- metoda przełączania.

Poniżej rozpatrzone będą szczegółowiej wymienione metody.

2. DEKODERY MATRYCOWE

Poglądowy układ matrycy podany jest na rys. 1^{x)}. W dekoderych pracujących na tej zasadzie sygnał sumy M zawarty w pasmie akustycznym jest wydzielany za pomocą filtru dolnoprzepustowego rys. 2 - układ blokowy, natomiast sygnał S^x różnicowy jest wydzielany za pomocą środkowo-przepustowego filtru. Sygnał pilotujący jest oddzielony od pozostałych składników za pomocą rezonansowego filtru, nastrojonego na częstotliwość 19 kHz. Sygnał pilota doprowadzany jest do układu odtwarzania podnośnej, gdzie jest dwukrotnie powielany i wzmacniony. Otrzymane w ten sposób napięcie podnośnej jest teraz dalej wykorzystywane. Dodaje się go do sygnału S^x , przez co uzyskuje się w detektorze sygnał różnicowy S już w naturalnym pasmie akustycznym ($+S$ i $-S$). Sumując teraz sygnały $M+S$ i $M+(-S)$ otrzymujemy rozdzielone sygnały pierwotne $A(t)$ i $B(t)$.

Był to opis poglądowy pierwszej metody dekodowania złożonego sygnału stereofonicznego. Bardziej rozbudowany układ dekodera z detekcją obwiedni pokazany jest na rys. 2. W literaturze polskiej nosi ona nazwę metody filtracji i sumowania.

W drugiej metodzie bardzo podobnej do poprzedniej

^{x)} Wszystkie rysunki są zamieszczone na końcu artykułu.

(rys. 4 przedstawia układ blokowy, a rys. 5 obwód dekodera) wykorzystuje się zamiast detekcji obwiedni metodę przełączania sygnału stereofonicznego $y_1 S^x(t)$ i $y_2 S^x(t)$ z częstotliwością podnośnej, w wyniku czego otrzymuje się rozdzielony sygnał różnicowy już o częstotliwości akustycznej:

$$\begin{aligned} y_1 S^x(t) &= (1/2 + 2/\pi \cos \omega_s t - \dots) [A(t) - B(t)] \cos \omega_s t = \\ &= 1/\pi [A(t) - B(t)] + \dots \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} y_2 S^x(t) &= (1/2 - 2/\pi \cos \omega_s t + \dots) [A(t) - B(t)] \cos \omega_s t = \\ &= -1/\pi [A(t) - B(t)] + \dots \end{aligned}$$

Stosując następnie metodę sumowania sygnałów $M(t)$ i $S(t)$ otrzymuje się rozdzielone sygnały $2/\pi A(t)$ i $2/\pi B(t)$.

3. FILTRY

Ważnym członem składowym w opisanej metodzie są filtry zarówno dolnoprzepustowe jak i środkowoprzepustowe, należy więc poświęcić im nieco uwagi.

3.1. Filtr LC dolnoprzepustowy i środkowoprzepustowy z ogniwami typu L

Układ filtrów pokazany jest na rys. 6. Filtr dolnoprzepustowy ma za zadanie wytłumienie częstotliwości

znajdujących się powyżej naturalnego pasma akustycznego powyżej 15 kHz. Zadaniem filtra środkowoprzepustowego jest przeniesienie częstotliwości ze spadkiem 3 dB kanału stereofonicznego: 23 kHz - 53 kHz.

2.2. Obliczanie filtra dolnoprzepustowego

Funkcja przenoszenia filtra wyraża się wzorem:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{\alpha}{1 - \Omega_n^2 \alpha L_1 C_1 + j \Omega_n (C_1 R' + L_1 / R)}$$

gdzie:

$$\alpha = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad R = R_1 + R_2$$

$$R' = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad \Omega_n = \frac{F}{f_c}$$

F = częstotliwość sygnału m.cz.,

f_c = częstotliwość znormalizowana.

$$\text{Wartość modułu } \hat{M} = \frac{V_2}{V_1} =$$

$$= \frac{\alpha}{\sqrt{(1 - \Omega_n^2 \alpha L_1 C_1)^2 + \Omega_n^2 (C_1 R' + L_1 / R)^2}}$$

wartość fazy φ_M :

$$\varphi_M = - \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{\Omega_n (C_1 R' + L_1/R)}{1 - \Omega_n^2 \propto L_1 C_1}$$

W tabelicy poniżej podano współczynniki obliczeniowe dla $f_c = 15 \text{ kHz}$ i tłumieniu 3 dB.

T a b l i c a

| | L_1 | C_1 | R_1/R_2 | Nierównomierność (dB) | f_c (kHz) |
|-------------|--------|--------|-----------|-----------------------|-------------|
| Butterworth | 0,4483 | 3,3461 | 0,5 | - | 1500000 |
| | 1,4142 | 1,4142 | 1,0 | - | 1500000 |
| Cebisceff | 0,2880 | 1,5715 | 0,5 | 0,1 | 7,64298 |
| | 0,4104 | 1,7288 | 0,5 | 0,25 | 9,17557 |
| Bessel | 0,1910 | 2,6180 | 0,5 | - | 11,05585 |
| | 0,4226 | 1,5774 | 1,0 | - | 11,0616 |
| stała k | 1,0000 | 1,0000 | 1,0 | - | 10,606585 |

Wartości do praktycznego zastosowania przelicza się według wzoru:

$$L_1^x = \frac{R_1 L_1}{2 \pi f_c}$$

$$C_1^x = \frac{C_1}{2 \pi f_c R_2}$$

Na rysunkach 7, 8, 9, 10 pokazane są charakterystyki omawianych filtrów uzyskane dla współczynników podanych w tablicy na str. 37.

3.3. Obliczanie wartości progowych filtrów środkowoprzepustowych

Pasma przepuszczanych częstotliwości wyraża się wzorem:

$$\Omega_n = \frac{f_0}{B} \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)$$

przy czym tutaj: $f = 38 \text{ kHz} \pm F$

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} = 34,91418 \text{ kHz}$$

gdzie $f_1 = 23 \text{ kHz}$

$f_2 = 53 \text{ kHz}$

Częstotliwość Ω_n dla filtru dolnoprzepustowego wynika z wymagań na wartości amplitudy i fazy. Zadaniem filtru środkowoprzepustowego jest wyfiltrowanie ze złożonego sygnału stereofonicznego kanału stereofonicznego $S^X(t)$ na podnośnej zmodulowanej amplitudowo sygnałem różnicowym. W rezultacie przyjmuje się wartość $B = 2f_c$.

Wartości poszczególnych elementów członów filtrów oblicza się z następujących wzorów:

$$L_2^x = \frac{L_1 L_2 R_2}{2\pi B}$$

$$C_3^x = \frac{C_1}{2\pi B R_2}$$

Jeśli teraz $B = 2f_c$

$$C_2^x = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 L_2}$$

$$L_3^x = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C_3^x}$$

Na rysunku 11 przedstawiono wykres wektorowy związków zachodzących w filtrze środkowoprzepustowym. Kąty φ_i i φ_s związane są wzajemną zależnością:

$$\varphi_s = \frac{\varphi_s - \varphi_i}{2}$$

zaś moduł wektora \hat{S}

$$\hat{S} = \frac{i + s}{2}$$

3.4. Obliczanie przesłuchów

Przesłuchy spowodowane różnicą amplitudy i fazy między sygnałami $M(t)$ i $S(t)$ [1] są wyrażone wzorem:

$$D = 20 \log_{10} \sqrt{\frac{a^2 - 2a \cos \varphi + 1}{a^2 + 2a \cos \varphi + 1}}$$

gdzie: $a = \frac{\hat{S}}{\hat{M}}$

Przesłuchy wywołane przesunięciem fazowym ν między kierunkiem koincydencji a prążkiem 38 kHz podnośnej wyraża się wzorem:

$$D = 20 \log_{10} \frac{1 - \cos \nu}{1 + \cos \nu}$$

Dla poszczególnych przypadków obliczono i wykreślono przebiegi zależności przesłuchów w filtrach od częstotliwości - rys. 12, 13, 14, 15. Powstawanie przesłuchów w filtrach stanowi poważną wadę tego rodzaju detekcji. Jest ono spowodowane niejednakowym tłumieniem sygnału M i otrzymanego po detekcji sygnału S. W konsekwencji powstaje przenikanie sygnału B do kanału A i odwrotnie. Przenikanie nie następuje tylko wówczas, gdy w dekodерze sygnały M i S są mieszane przy zachowaniu prawidłowego stosunku amplitud.

4. DEKODERY O ROZDZIALE BEZPOŚREDNIM KANAŁÓW A I B

W dekodерach o rozdziale bezpośrednim kanałów A i B można stosować metodę przełączania albo metodę detekcji obwiedni [1].

4.1. Metoda detekcji obwiedni

Metoda detekcji obwiedni sygnału złożonego polega na dodaniu liniowym podnośnej do sygnału złożonego, w wyniku czego następuje rozsuniecie obwiedni (zwiększenie amplitud). Do detekcji wystarczy teraz użyć dwóch przeciw-

nie spolaryzowanych diod, aby otrzymać oddzielone już od siebie sygnały $A(t)$ i $B(t)$, bowiem jedna dioda detektuje górną obwiednię, zaś druga dolną. Układ detektora obwiedni pokazany na rys. 16 jest prosty, ale ma jednak wady. Najważniejszymi wadami są: przesłuch liniowy powstający wskutek różnicy detekcji dla sygnałów sumy i różnicy oraz przesłuch nieliniowy, wynikający wskutek przedostawania się do kanału różnicy zniekształceń sygnału sumy, powstałych w czasie detekcji. Powstawanie przy detekcji obwiedni przesłuchu liniowego, nieliniowego i zniekształceń nieliniowych zależy również od stałej czasu RC. Byłoby idealnie, gdyby stała czasu wynosiła nieskończoność. Wielkość stałej czasu musi być praktycznie ograniczona ze względu na maksymalną częstotliwość modulacji m.cz. Stwierdzono, że przesłuch liniowy i inne szkodliwe efekty można częściowo skompensować poprzez podwyższenie przed detektorem napięcia sygnału w kanale podnośnej b -krotnie w stosunku do poziomu sygnału w kanale głównym. Dla $f_{a \max} = 15 \text{ kHz}$ $b = 1,05$. Pozostałe wady to duża zawartość resztek podnośnej w sygnale wyjściowym dekodera, nakładanie się zmian amplitudy napięcia podnośnej na sygnał wyjściowy i duży poziom zdudnień sygnałów modulujących z częstotliwością podnośną i pilotem.

Dekodery tego typu były stosowane jako najprostsze w odbiornikach niższej klasy.

4.2. Metoda przełączania

Detekcja przez kluczkowanie polega na zastosowaniu przełącznika elektronicznego, przełączającego synchronicznie z podnośną 38 kHz sygnał złożony raz na lewy, raz na prawy kanał; odbywa się to co pół okresu. Układ dekodera przełącznikowego pokazany jest na rys. 17. Funkcja przebiegu przełączania zawarta w sygnale wyjściowym przełącznika jest prostokątna. Taki sygnał zawiera dużą ilość harmoniczných częstotliwości przełączania. Aby nie poszerzać zbytnio pasma zajmowanego przez taki sygnał, przepuszcza się wszystkie składniki związane tylko z pierwszą harmoniczną częstotliwości przełączającej. Wskutek przepuszczania przez filtr kształt krzywej zawartej między obwiednią napięcia A i B przybiera postać sinusoidalną. Złożony sygnał stereofoniczny MS^X można dekodować przełączając okresowo sygnał złożony na kanał A i kanał B.

Do synchronizacji przełącznika służy sygnał pilotujący, który ma ściśle określoną fazę względem napięcia przełączającego. Jeżeli momenty przełączania w obydwu przełącznikach będą takie same, na wyjściu przełącznika dekodującego otrzyma się sygnał m.cz. w postaci impulsów o częstotliwości przełączania, zawierających sygnały $A(t)$ i $B(t)$.

Przełączanie można zrealizować na przykład za pomocą dwóch diod bramkujących obwód, działających jak przełączniki 1/1. Jest to ekwiwalent mnożenia przez falę kwa-

dratową, w którym to przypadku funkcja demodulująca ma postać:

$$M_1 \text{ (kanał lewy)} = 1/2 + \cos \omega_n t$$

$$M_2 \text{ (kanał prawy)} = 1/2 - \cos \omega_n t$$

Zdemodulowane kanały (np. lewy) wyrażą się następująco:

$$\begin{aligned} M_1 S_1 &= (1/2 + \cos \omega_n t) + (P \cos \omega_n t/2 + A + A \cos \omega_n t) = \\ &= A/2 + A/2 + A/2 \cos 2\omega_n t + 3/2 A \cos \omega_n t + \\ &+ P/2 \cos \omega_n t/2 + \dots = A + \dots \end{aligned}$$

Stosując filtr dolnoprzepustowy o częstotliwości granicznej 19 kHz, na wyjściu detektora otrzymuje się tylko sygnał lewy, tak jak w tym przypadku. (Sygnał prawy jest równy zero).

5. ODTWARZANIE NAPIĘCIA PODNOŚNEJ

W każdym z przedstawionych poprzednio sposobów dekodowania niezbędne jest napięcie podnośnej. Otrzymuje się je z sygnału pilotującego, zawartego w sygnale złożonym. Własności układu odtwarzania podnośnej mają duży wpływ na jakość parametrów całego dekodera, a przede wszystkim na stabilność pracy, zniekształcenia nieliniowe sygnału różnicowego, interferencje, czułość, przenoszenie sygnału monofonicznego i inne.

Najbardziej rozpowszechnione są dwie metody regenera-

cji podnośnej:

- a) wzmocnienie sygnału pilotującego i podwojenie go,
- b) zastosowanie generatora synchronicznego.

W dekodernach prostszego typu stosuje się wzmacniacz rezonansowy dostrojony do częstotliwości pilotującej. Wzmocniony sygnał pilotujący ulega następnie podwojeniu w układzie dwóch przeciwsobnie skierowanych diod. Otrzymane połówki napięcia doprowadza się do wejścia wzmacniacza rezonansowego dostrojonego do częstotliwości 38 kHz (podnośna).

Drugi sposób (b) uzyskiwania napięcia podnośnej za pomocą generatora synchronicznego bezpośrednio sterowanego impulsami o częstotliwości pilotującej zapewnia lepszą jakość dekodowania.

5.1. Właściwości układów odtwarzania podnośnej

W celu uzyskania wysokiej wartości separacji kanałów stereofonicznych należy zwrócić uwagę na utrzymanie prawidłowej fazy regenerowanej podnośnej. Dlatego też obwody rezonansowe w układzie powinny być kompensowane cieplnie, szczególnie zaś w obwodach generacyjnych.

Spełnienie warunku fazy podnośnej utrudnia obecność drugiej harmonicznej na częstotliwości 9,5 kHz, zawartej w sygnale akustycznym, i trzeciej harmonicznej na częstotliwości $6 \frac{1}{3}$ kHz. Może wystąpić synchronizacja generatora częstotliwościami harmonicznymi sygnału złożonego, nie zaś pilotem. Poza tym harmoniczne sygnałów

m.cz. mogą powodować dudnienia interferencyjne, słyszalne na wyjściu.

W celu uniknięcia tych zjawisk należy utrzymać zniekształcenia sygnału złożonego na bardzo małym poziomie, ponadto sygnał 19 kHz powinien być odseparowany przed jednym ze stopni wzmacniania sygnału złożonego.

W układach ze wzmacniaczem i podwajaczem sygnału pilotującego obwód odfiltrowujący 19 kHz powinien mieć możliwie dużą dobroć.

Ważną sprawą jest właściwe zestrojenie wszystkich obwodów rezonansowych, gdyż przy pracy na zboczach krzywych rezonansowych, nawet w przypadku utrzymania odpowiedniej fazy podnośnej występują bardzo silne dudnienia interferencyjne.

Resztkowe napięcie podnośnej i jej harmonicznych, zawarte w sygnale wyjściowym, może uniemożliwiać nagrywanie audycji stereofonicznej na magnetofon wskutek dudnień z częstotliwością podkładu w pasmie akustycznym.

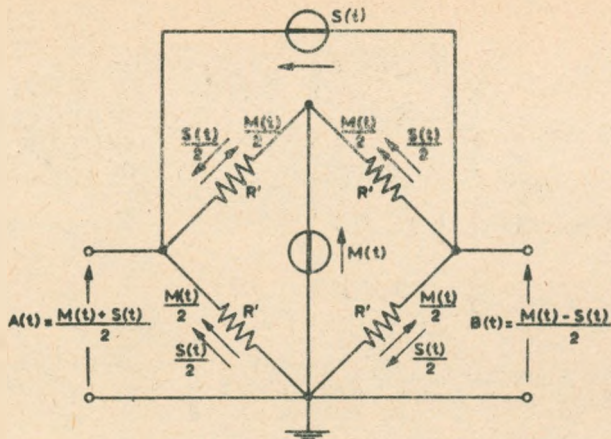
5.2. Inna, pomocnicza funkcja dekodera

Poza zasadniczym zadaniem dekodera, jakim jest odtworzenie sygnałów m.cz. i rozdzielenie ich na dwa niezależne kanały, dekodery powinny jeszcze informować użytkownika o aktualnym nadawaniu programu stereofonicznego przez radiostację foniczną. Do tego celu służy wskaźnik optyczny, gdy odbiornik jest dostrojony do stacji nadającej program stereofoniczny. Odbiorowi stacji stereofonicznej towarzyszy wytworzenie się napięcia podnośnej,

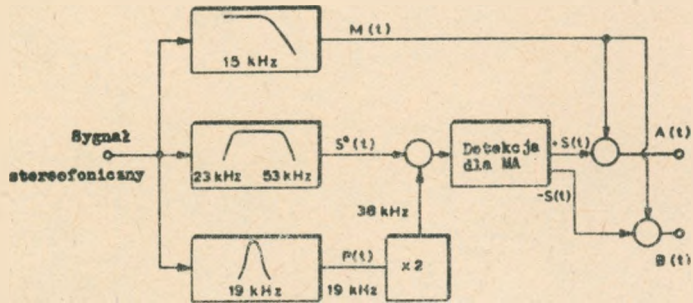
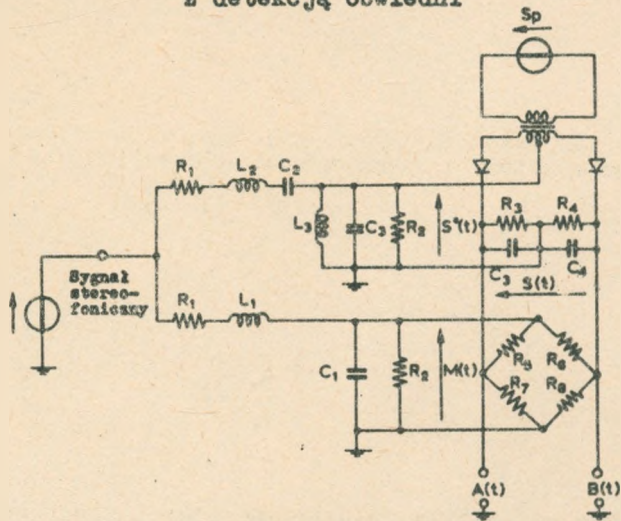
które poddaje się detekcji. Składową stałą z tego detektora doprowadza się do wzmacniacza prądu stałego, który uruchamia wskaźnik programu stereofonicznego.

WYKAZ LITERATURY

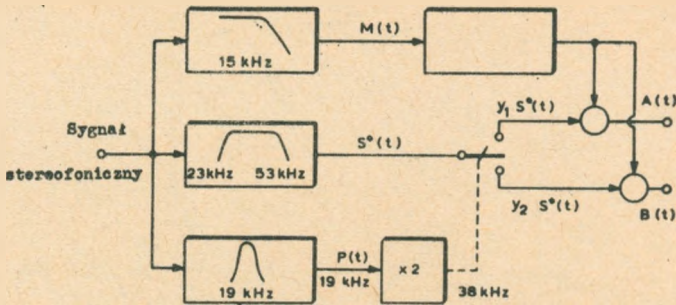
1. Mussino F., Nano E.: Il sistema stereofonico a frequenza pilota. Principi generali e relazioni fondamentali. Elettronica 1967 t. 16 nr 1, s. 21-36.
2. Weinberg L.: Network analysis and synthesis. Mc Graw Hill. New York 1962.
3. Von Hurch N., Stumpers F., L.H.M., Weeda M.: Stereophonischer Rundfunk. Philips tech. Rdsch. 1965 t.26 nr 6, s. 141-154.



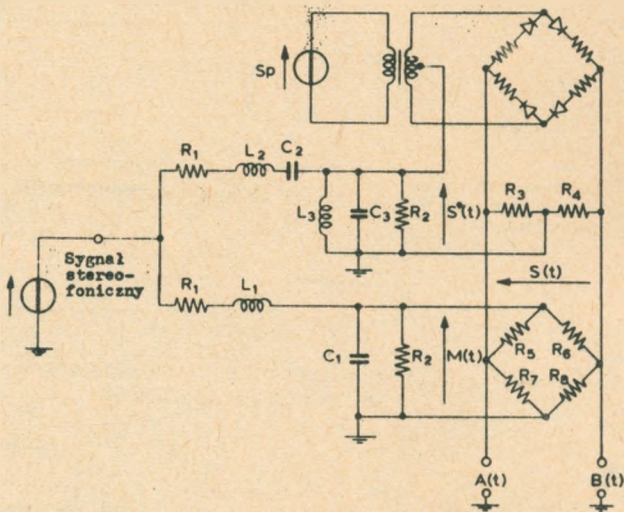
Rys. 1. Schemat poglądowy matrycy

Rys. 2. Układ blokowy dekodera z separacją kanałów M i S^X z detekcją obwiedni

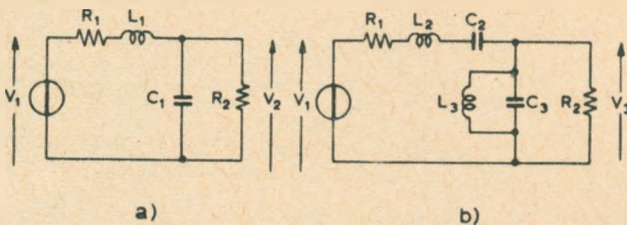
Rys. 3. Układ dekodera z zastosowaniem filtrów typu detekcji obwiedni



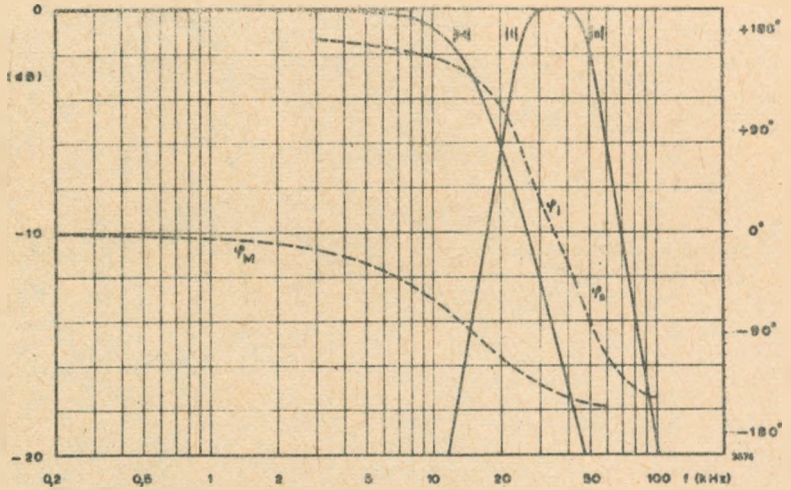
Rys. 4. Schemat blokowy dekodera z separacją bezpośrednią kanałów $A(t)$ i $B(t)$ według zasady podziału czasowego



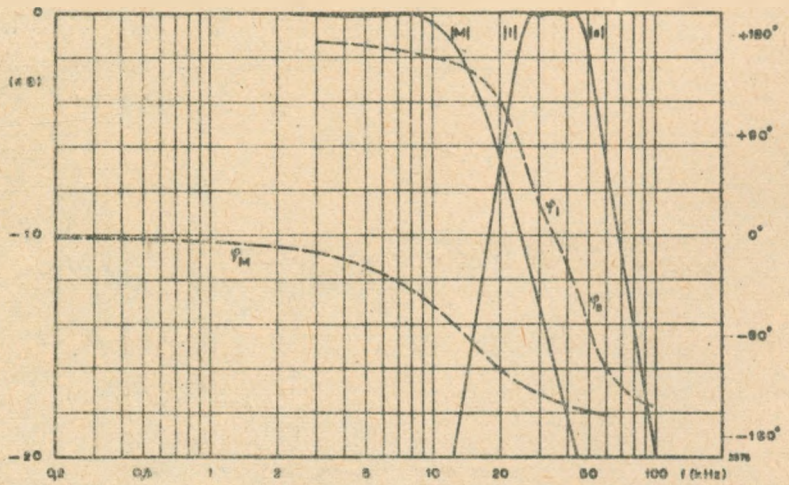
Rys. 5. Układ dekodera, w którym są wbudowane filtry dolnoprzepustowy i środkowoprzepustowy, działającego na zasadzie przełączania



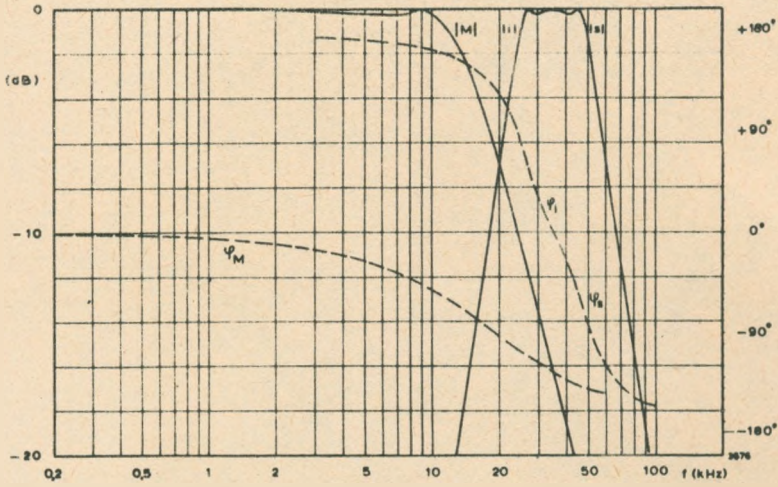
Rys. 6. Filtry dolnoprzepustowy i środkowoprzepustowy typu L



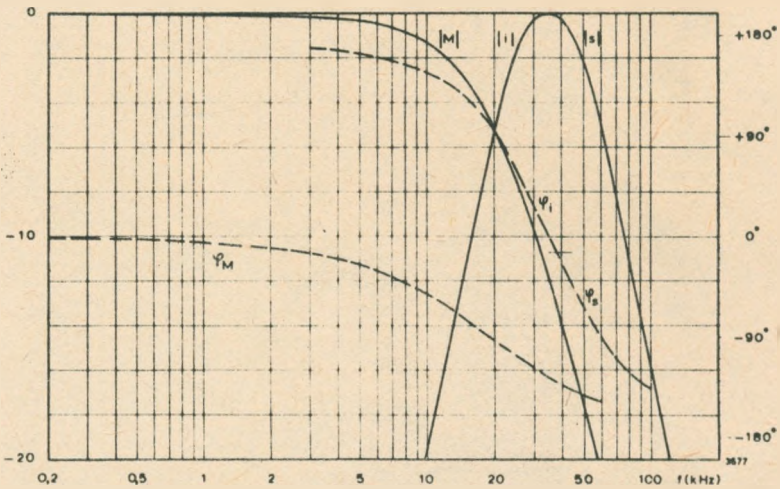
Rys. 7. Charakterystyka filtrów obliczona w oparciu o współczynniki metody Butterwortha



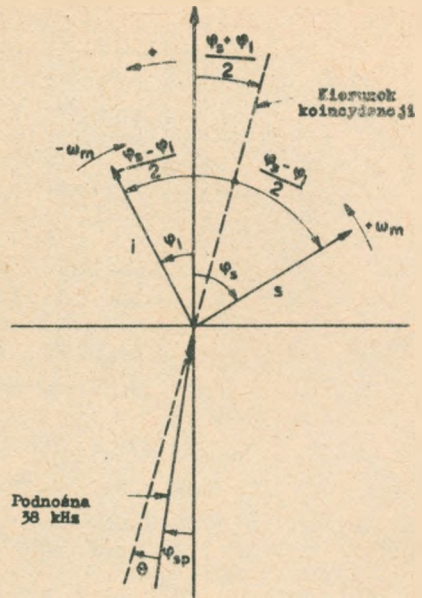
Rys. 8. Charakterystyka filtrów obliczona metodą Cebiszeffa (nierównomierność 0,1 dB)



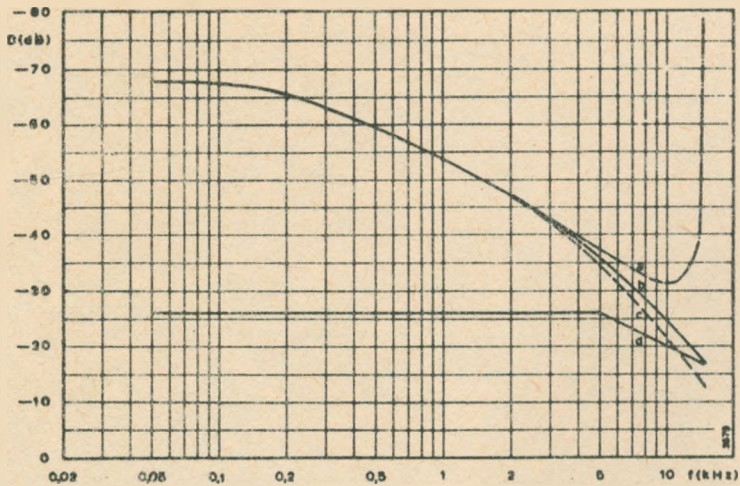
Rys. 9. Charakterystyka filtrów otrzymana według metody Cebisceffa (nierównomierność 0,25 dB)



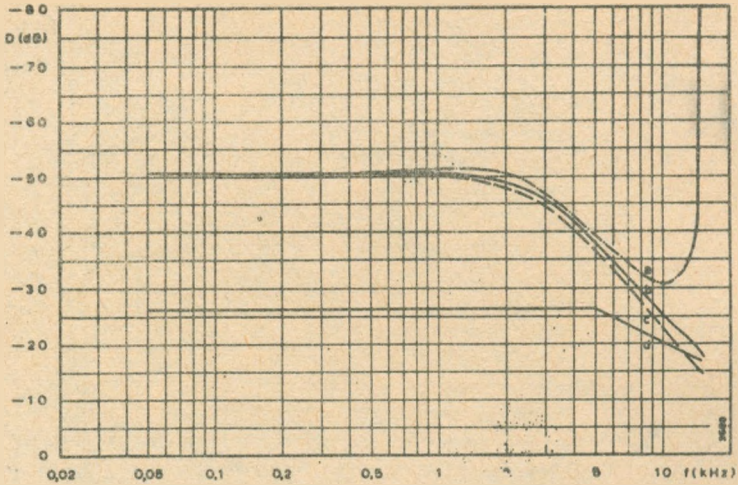
Rys. 10. Charakterystyki filtrów obliczone według Bessela



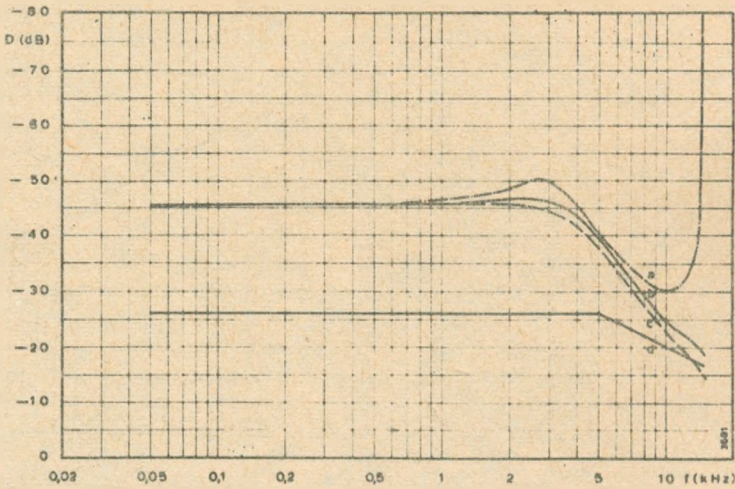
Rys. 11. Wykres wektorowy wzajemnych zależności w filtrze środkowoprzepustowym



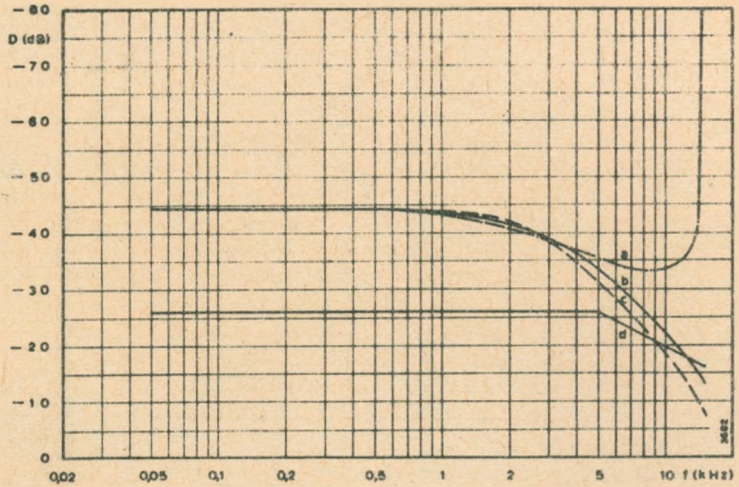
Rys. 12. Przesłuchy powstające w filtrach typu L (obliczone według Butterwortha: a) obliczone dla sygnału $M'(t)$, b) obliczone dla sygnału $M'(t)$ dla detekcji obwiedni, c) obliczone dla sygnału $M'(t)$ dla detekcji z przełączaniem, d) graniczne wartości zauważalności przesłuchów



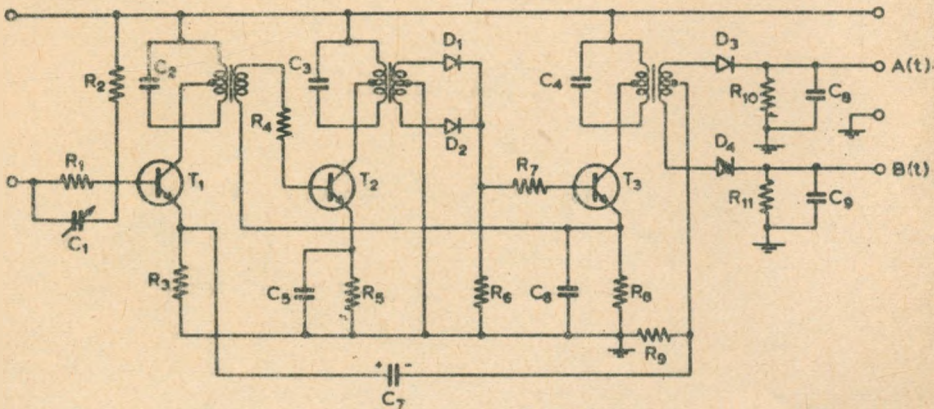
Rys. 13. Przesłuchy powstające w filtrach typu L obliczone według Cebiszeffa dla nierównomierności 0,1 dB: a) obliczone dla sygnału $M'(t)$, b) obliczone dla sygnału $M'(t)$ dla detekcji obwiedni, c) obliczone dla sygnału $M'(t)$ dla detekcji z przełączaniem, d) graniczne wartości zauważalności przesłuchów



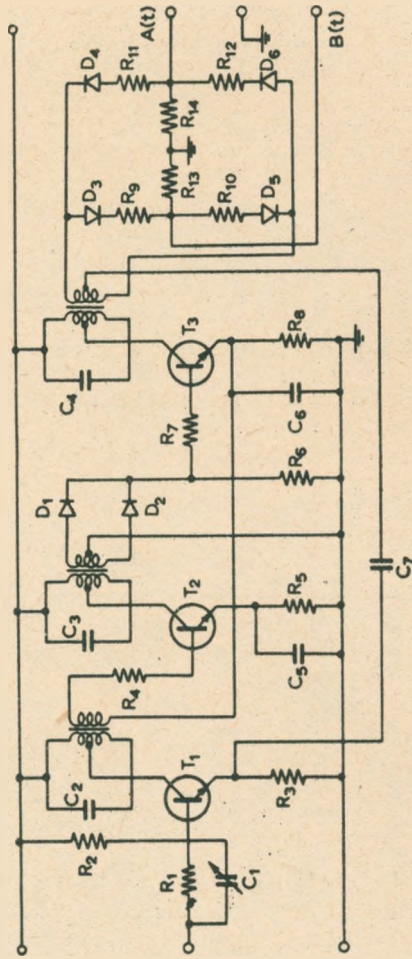
Rys. 14. Przesłuchy powstające w filtrach typu L obliczone według Cebiszeffa dla nierównomierności dopuszczalnej 0,25 dB: a) obliczone dla sygnału $M'(t)$, b) obliczone dla sygnału $M'(t)$ dla detekcji obwiedni, c) obliczone dla sygnału $M'(t)$ dla detekcji z przełączaniem, d) graniczne wartości zauważalności przesłuchów



Rys. 15. Przesłuchły powstające w filtrach typu L obliczone według Bessela: a) obliczone dla sygnału $M'(t)$, b) obliczone dla sygnału $M'(t)$ dla detekcji obwiedni, c) obliczone dla sygnału $M'(t)$ dla detekcji z przełączaniem, d) graniczne wartości zauważalności przesłuchów



Rys. 16. Dekoder działający na zasadzie detekcji obwiedni



Rys. 17. Dekoder działający na zasadzie przełączania kanałów z częstotliwością podnośnej

PROBLEM SEPARACJI KANAŁÓW PRZY EMISJI FM SYGNAŁÓW STEREOFONICZNYCH

Opracowała D. Mikke na podstawie artykułu
Middlekamp L.C.: Stereophonic separation
in transmission. IEEE Trans. Broadcast.
1968 t. 14 nr 3, s. 101-106.

1. WSTĘP

W transmisji FM sygnałów stereofonicznych ważnym parametrem elektrycznym jest separacja kanałów stereofonicznych, zapewniająca wysoką jakość transmisji stereofonicznych. Przystosowanie radiofonicznej stacji nadawczej UKF FM do emisji programów stereofonicznych wymaga przeprowadzenia uzupełnień i zmian w urządzeniach transmisyjnych, jak również i w aparaturze pomiarowo-kontrolnej.

Dodatkowym urządzeniem transmisyjnym, które musi być zainstalowane, jest generator złożonego sygnału stereofonicznego, czyli tak zwany koder stereofoniczny, którego zadaniem jest przekształcenie przesyłanych dwoma kanałami z rozgłośni sygnałów stereofonicznych - lewego i prawego - w złożony sygnał stereofoniczny o odpowiednich zależnościach amplitudowych i fazowych. Ważnym parametrem kodera stereofonicznego jest poziom przesłuchu, który jest odwrotnością wartości separacji kanałów stereofonicznych.

W artykule będą przeprowadzone rozważania związane z metodą obliczania separacji kanałów stereofonicznych na podstawie przebiegów oscyloskopowych. Tego rodzaju kontrolę pracy kodera stereofonicznego można przeprowadzać w zależności od potrzeb sposobami czysto praktycznymi, co stanowi poważną zaletę przedstawianej metody.

W przepisach Federalnej Komisji Komunikacji FCC, wydanych w maju 1966 roku, znajdują się parametry monitorów modulacji stereofonicznej i ich określenia. Część z nich dotycząca separacji kanałów stereofonicznych będzie uwzględniona poniżej.

2. SEPARACJA KANAŁÓW STEREOFONICZNYCH

Metody wytwarzania złożonego sygnału stereofonicznego wynikają bezpośrednio z jego struktury. Możliwe jest wykorzystanie do tego celu zasady czasowego podziału stereofonicznych sygnałów $L(t)$ i $R(t)$ we wspólnym torze, jak również zasady częstotliwościowego podziału sygnałów sumy $M(t)$ i różnicy $S(t)$. Ten ostatni sposób nadaje się najbardziej do rozważań analitycznych i z tego powodu został tutaj wytypowany.

Definicja separacji kanałów stereofonicznych (zgodnie z przepisami FCC zakładającymi idealny odbiornik, wyposażony w idealny demodulator) mówi, że miarą separacji jest wartość przesłuchów międzykanałowych, wyrażających się stosunkiem napięć sygnału w kanale aktywnym (w danej chwili wysterowanym) do napięć w kanale biernym (niewysterowanym).

W dalej idących uproszczeniach przebiegi w kanałach stereofonicznych lewym L i prawym R będą oznaczane jako sygnały lewy L i prawy R. Sygnały te są następnie odtwarzane elektrycznie w czasie odbioru audycji stereofonicznej FM.

Mając na uwadze powyższe definicje, spójrzmy na rysunek 1^{x)}, który przedstawia schemat blokowy urządzenia wytwarzającego złożony sygnał stereofoniczny według zasady podziału częstotliwościowego. W schemacie tym wprowadzono tylko konieczne, zmieniające się parametry błędów. Posłuży on do przeprowadzenia analizy matematycznej w dalszej części artykułu.

Przedstawiony na rys. 1 schemat blokowy urządzenia wytwarzającego złożony sygnał stereofoniczny według zasady podziału częstotliwościowego składa się z dwóch źródeł sygnałów: akustycznego sygnału sinusoidalnego w kanale L, równego $L \sin \omega_a t$ oraz sygnału pilota 19 kHz równego $H \sin \omega_p t$, przy czym sygnał akustyczny w kanale prawym jest celowo pominięty.

W metodzie podziału częstotliwościowego sygnały kanałów stereofonicznych $L(t)$ i $R(t)$ doprowadza się do jednakowych wzmacniaczy z układami preemfazy, dalej sygnały po przejściu przez filtry dolnoprzepustowe o częstotliwości granicznej 15 kHz są kierowane do układu, który dodaje je w fazie i w przeciwfazie, tworząc sygnał sumy M i różnicy S .

^{x)} Wszystkie rysunki są zamieszczone na końcu artykułu.

Sygnal różnicy S doprowadzony jest do zrównoważonego modulatora, do którego równocześnie doprowadza się częstotliwość podnośnej 38 kHz, stanowiącą podwojony sygnał pilota. Zrównoważony modulator tłumi podnośną i składowe sygnału różnicowego w pasmie akustycznym 30 Hz-15 kHz. Na wyjściu pojawiają się wstęgi boczne podnośnej w pasmie 23-53 kHz.

Aby wyrównać powstałe w modulatorze przesunięcia faz sygnału różnicowego, sygnał sumy przechodzi przez układ opóźniający, a sygnał pilota przez selektywny układ przesuwnika fazy.

W rozważaniach zakłada się idealną modulację częstotliwości, aby wykluczyć z analizy parametry nie wprowadzane bezpośrednio przez sygnały stereofoniczne.

3. ZAŁOŻENIA DO PRZEPROWADZENIA ANALIZY

Jak już wspomniano poprzednio, do analizy służy układ blokowy podany na rys. 1. Przedstawiony układ blokowy jest odwzorowaniem rzeczywistego układu dla wytworzenia złożonego sygnału stereofonicznego. Istnieją w nim dwa podstawowe źródła sygnału, z których jedno stanowi sinusoidalny sygnał akustyczny wyrażony wzorem: $L \sin \omega_a t$, występujący tylko w lewym kanale (kanał prawy jest bierny), drugie zaś reprezentuje sygnał pilota 19 kHz wyrażający się wzorem: $H \sin (\omega_a / 2t)$. Sygnał akustyczny ma wartość szczytową L i pulsację ω_a .

Bloki składowe ΔL i $\Delta \Psi$ mają obwody o zmiennych amplitudach i fazach, przy czym w głównym kanale sygnał

przybiera wartość szczytową ML i pulsację ω_a , oraz jego kąt fazowy wynosi $\theta + \theta_a$.

Następne bloki ΔG i ΔT mają także obwody o zmiennych amplitudach i można w nich wprowadzać opóźnienie czasowe, tak że w rezultacie wpływają na kształt sygnału wyjściowego SL , pulsację ω_s podnośnej i na początkowy kąt fazowy θ_s , a także na pulsację ω_a i początkowy kąt fazowy θ_a .

Dalsze bloki odwzorowują zjawisko, jakie występuje w filtrach podnośnej, to znaczy zjawisko niejednakowych opóźnień czasowych we wstęgach bocznych. Matematycznie jest to ujęte w wartości początkowej kąta fazowego sygnału podnośnej. Spotykamy się tutaj także ze zjawiskiem występowania nierównomierności amplitud w filtrze podnośnej, lecz przeważnie ta sprawa powoduje mniej groźne skutki w efekcie końcowym niż zjawisko opóźnień czasowych i dlatego też w dalszych rozważaniach będzie pominięta. Należy zaznaczyć, że bardziej szczegółowa analiza odnośnie kątów fazowych jest przeprowadzona w dalszej części artykułu.

Bloki oznaczone przez ΔH i $\Delta \varphi_p$ mają obwody o zmiennych amplitudach i kątach fazowych. Dostarczają one na wyjściu sygnał pilota o wartości szczytowej P , pulsacji $\omega_s/2$ i początkowym kącie fazowym φ_p (który wytwarzany jest w bloku oznaczonym "źródło 19 kHz").

Z tego samego źródła podawany jest sygnał do układu podwajającego częstotliwość w celu odtworzenia sygnału podnośnej 38 kHz, potrzebnego dla prawidłowej pracy modulatora zrównoważonego.

W tym przypadku, gdy rozpatruje się zjawiska dotyczące pilota i podnośnej, różnica czasu ma większe znaczenie niż różnica faz, zwłaszcza gdy przebiegi naturalne sygnałów nie są czysto sinusoidalne. Jest to ważne z tych względów, że różnica faz odnosi się do ściśle określonej częstotliwości.

Czas jest natomiast parametrem uzyskiwanym bezpośrednio z przebiegów oglądanych na oscyloskopie. (Przepisy FCC - p. 73.222 c.). Przepisy mówią o "jednoczesnym" porównywaniu czasu, natomiast pojęcie "faza" w odniesieniu do podnośnej i pilota może być nieściśle i dlatego potrzebna jest częstotliwość odniesienia.

Do wyprowadzenia zależności matematycznych służą sygnały wyjściowe złożonego sygnału stereofonicznego przedstawione na rys. 1. W transmisji stereofonicznej występuje modulacja częstotliwości i demodulacja częstotliwości, przy czym zakłada się idealną modulację częstotliwości (idealna demodulacja częstotliwości była założona już wcześniej) złożonym sygnałem stereofonicznym. Ma to na celu wykluczenie z analizy matematycznej zbędnych parametrów, które nie są wprowadzane bezpośrednio przez sygnały stereofoniczne. Należy zauważyć, że produkty zniekształceń wprowadzane przez FM podobnie oddziałują na wynik końcowy jak zniekształcenia związane z pracą zrównoważonego modulatora.

Podobnie w technice pomiarowej, opisanej w dalszej części artykułu, będą pojawiać się zjawiska związane z niedoskonałą techniką FM, mimo że analiza matematyczna

ujmuje jedynie zjawiska będące funkcjami stereofonicznego kodera.

4. ANALIZA MATEMATYCZNA

W oparciu o schemat blokowy układu podany na rys. 1 można wyprowadzić następujące zależności dla sygnałów wyjściowych:

$$\text{podnośna} = SL \sin(\omega_s t + \theta_s) \sin(\omega_a t + \theta_a)$$

$$\text{pilot} = P \sin(\omega_s/2t + \phi_p)$$

$$\text{główny kanał} = ML \sin(\omega_a t + \theta_a + \theta)$$

Wobec tego, że w omawianym systemie stereofonicznym podnośna jest wytłumiona, przy odbiorze więc należy ją odtworzyć wykorzystując do tego celu sygnał pilota. Odtworzoną podnośną można przedstawić następującym wzorem:

$$R_s = A \sin(\omega_s t + \vartheta_s)$$

gdzie $\vartheta_s = 2 \phi_p$ w idealnym odbiorniku i gdy maksymalna amplituda $A \gg SL$.

Jeżeli do detekcji złożonego sygnału stereofonicznego wykorzystywany jest detektor iloczynowy, można otrzymać informację przez wyfiltrowanie częstotliwości ponadakustycznych z produktów zregenerowanej podnośnej i z kanału podnośnej. Można to wyrazić matematycznie:

$$\begin{aligned} & \left[A \sin(\omega_s t + \vartheta_s) \right] \left[SL \sin(\omega_s t + \theta_s) \sin(\omega_a t + \theta_a) \right] \\ & = G SL \sin(\omega_a t + \theta_a) \cos \vartheta + \Pi_f \end{aligned}$$

gdzie:

G = współczynnik proporcjonalności,

H_f = częstotliwości ponadakustyczne ($\omega > \omega_a$),

$$\vartheta = \vartheta_s - \theta_s$$

W tym przypadku ϑ jest różnicą fazy pomiędzy zregenerowaną podnośną, której faza jest równa $\vartheta_s = 2 \vartheta_p$, a fazą skojarzoną z podnośną w kanale widma stereofonicznego.

(θ_s i θ_a są zdefiniowane w Dodatku I).

Po wyeliminowaniu składników H_f przez filtr dolnoprzepustowy i po sprowadzeniu współczynnika proporcjonalności G do jedności sygnał Z można opisać wzorem:

$$Z = SL \sin(\omega_a t + \theta_a) \cos \vartheta$$

Jeżeli sygnał w głównym kanale wyrazić symbolem Y , gdzie:

$$Y = ML \sin(\omega_a t + \theta_a + \theta)$$

wówczas po rozwinięciu wzoru Y równa się:

$$Y = ML \left[\sin(\omega_a t + \theta_a) \cos \theta + \cos(\omega_a t + \theta_a) \sin \theta \right].$$

W tej postaci Y zawiera dwie składowe: jedna jest w fazie z sinusoidą Z , druga jest przesunięta względem niej o 90° .

Wyrażenie wektorowe Z ma amplitudę $SL \cos \vartheta$, przy czym wektor Z obraca się z częstotliwością kątową ω_a (ma początkowy kąt fazowy θ_a); wyrażenie wektorowe Y ma am-

plitudę ML i tę samą częstotliwość kątową ω_a , natomiast kąt fazowy początkowy θ dodany do θ_a wektora Z ($\theta + \theta_a$). Oznaczając przez symbole \hat{Z} i \hat{Y} wartości wektorowe Z i Y , na wyjściu lewego kanału idealnego odbiornika stereofonicznego wystąpi sygnał L_o dany następującym wzorem:

$$L_o = \hat{Y} + \hat{Z}$$

i analogicznie na wyjściu prawego kanału:

$$R_o = \hat{Y} - \hat{Z}$$

Jeśli weźmiemy pod uwagę tylko wielkości wektorowe (L_o) i (R_o) i pominiemy w rozważaniach ω_a i początkowy kąt fazowy θ_a , wówczas otrzymamy:

$$|L_o| = |\hat{Y} + \hat{Z}| = \left| \left[(ML \cos \theta + SL \cos \vartheta)^2 + (ML \sin \vartheta)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \right|$$

$$|R_o| = |\hat{Y} - \hat{Z}| = \left| \left[(ML \cos \theta - SL \cos \vartheta)^2 + (ML \sin \vartheta)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \right|$$

Dochodzimy więc do równania na separację kanałów stereofonicznych

Separacja kanału lewego:

$$L_{sep.} = \left| \frac{L_o}{R_o} \right| = \left| \left[\frac{(\cos \theta + \frac{S}{M} \cos \vartheta)^2 + (\sin \vartheta)^2}{(\cos \theta - \frac{S}{M} \cos \vartheta)^2 + (\sin \vartheta)^2} \right]^{\frac{1}{2}} \right|$$

gdzie parametry wchodzące w skład równania były już omówione w tekście, a szczegółowo są opisane w Dodatku I.

Separacja kanału prawego:

$$R_{\text{sep.}} = \left| \frac{R_o}{L_o} \right| = \left| \left[\frac{(\cos \theta + \frac{S}{M} \cos \vartheta)^2 + (\sin \theta)^2}{(\cos \theta - \frac{S}{M} \cos \vartheta)^2 + (\sin \theta)^2} \right]^{\frac{1}{2}} \right|$$

Skoro istotnie separacja kanałów jest stosunkiem amplitud dwóch napięć, można obliczać ją w decybelach:

$$\text{separacja (dB)} = 20 \log_{10} (\text{separacji})$$

Do celów praktycznych wprowadza się pewne uproszczenia w równaniach. Zgodnie ze standardem FCC stosując ograniczone wartości θ , S/M i dla małych wartości ϑ , równanie na separację będzie następujące:

$$\frac{\hat{L}_o}{\hat{R}_o} \approx \left| \left[\frac{4}{(\cos \theta - \frac{S}{M} \cos \vartheta)^2 + (\sin \theta)^2} \right]^{\frac{1}{2}} \right|$$

W przypadku gdy θ i ϑ są bardzo małe i wyrażenie $(\cos \theta - S/M \cos \vartheta) \gg \sin \theta$,

wtedy:

$$\frac{\hat{L}_o}{\hat{R}_o} \approx \left| \left[\frac{1 + \frac{S}{M}}{1 - \frac{S}{M}} \right] \right| = \left| \frac{M + S}{M - S} \right|$$

Wyrażenie powyższe określające separację kanałów stereofonicznych znajduje zastosowanie w praktyce, ponieważ wartości wszystkich parametrów wchodzących w skład

równania można uzyskać z obserwacji oscyloskopowych przebiegów złożonego sygnału stereofonicznego, a mianowicie kanału głównego M i stereofonicznego S. Do tego celu potrzebne są dwa przebiegi na oscyloskopie:

- 1) do określenia wartości S, M i θ potrzebny jest sygnał złożony stereofoniczny z modulacją sinusoidalną tylko w jednym kanale oraz z sygnałem pilota;
- 2) do określenia wartości parametru φ wykorzystuje się sygnał pilotujący i sygnał różnicowy na podnośnej, wymodulowany tylko w jednym kanale L lub R.

5. PODSUMOWANIE

W związku z powyższymi rozważaniami dotyczącymi równań separacji kanałów stereofonicznych nasuwają się następujące spostrzeżenia:

a) forma równań jest bardzo zwięzła i może służyć zarówno do celów teoretycznych jak i praktycznych, zwłaszcza że parametry wchodzące w skład równań są bezpośrednio mierzalne na oscyloskopie;

b) należy zauważyć, że zmiany parametru $\theta = \theta_m - \theta_a$ dotyczą również:

pulsacji częstotliwości akustycznej ω_a ,

pulsacji częstotliwości podnośnej ω_s ,

opóźnień czasowych τ_u i τ_1 związanych z $(\omega_s + \omega_a)$ oraz z $(\omega_s - \omega_a)$,

opóźnień głównego kanału $\theta_m = \omega_a \tau_m$.

Należy podkreślić, że w czasie transmisji programu stereofonicznego błąd fazy pilota θ może się zmieniać, co bezpośrednio wpływa na zmianę wartości przesłuchów stereofonicznych. Dlatego bardzo ważne jest utrzymywanie wartości tego parametru ściśle w granicach dopuszczalnych tolerancji. Według regulaminu FCC wartości te kształtują się następująco: dopuszczalny jest błąd fazy pilota 3,5 stopnia, co stanowi 7 stopni dla podnośnej ($\omega_s = 2 \omega_p$). Wówczas wartość separacji wynosi nie mniej niż 29 dB.

Przy pomiarach separacji stereofonicznej należy zwrócić szczególną uwagę na jakość urządzeń pomiarowych, zwłaszcza na ich charakterystykę fazową, co ma duże znaczenie przy pomiarach na małych częstotliwościach dla $\omega_s \gg \omega_a$.

Proponowana w powyższych rozważaniach metoda pomiarowa separacji kanałów stereofonicznych jest dogodna zwłaszcza tam, gdzie nie dysponuje się wysokiej klasy stereodekoderami pomiarowymi, bardzo kosztownymi, a jedynie posiada się skromne wyposażenie aparaturowe, między innymi oscyloskop, umożliwiający uzyskanie parametrów wchodzących w skład równań separacji kanałów stereofonicznych bezpośrednio z odczytów.

Dotyczy równań matematycznych dla sygnałów stereofonicznych (dwóch wstęp bocznych) na wyjściu modulatora zrównoważonego z dodanym opóźnieniem czasowym w każdej wstędze bocznej

Dla napięć wyjściowych z modulatora zrównoważonego w przypadku emisji jednowstępowej można napisać następujące wyrażenie:

$$\begin{aligned} y_0 &= \cos(\omega_s t - \omega_a t) - \cos(\omega_s t + \omega_a t) \\ &= 2 \sin(\omega_s t) \sin(\omega_a t) \end{aligned}$$

gdzie ω_s i ω_a są pulsacjami podnośnej i częstotliwości akustycznej.

Wobec tego:

$$y_0 = \cos(A - B) - \cos(A + B) = 2 \sin A \sin B$$

wprowadzamy opóźnienia czasowe górnej i dolnej wstęgi bocznej:

$$\tau_l \quad \text{i} \quad \tau_u$$

i otrzymujemy następującą formę równania:

$$y = \cos(A - B + C) - \cos(A + B + D)$$

gdzie C i D są kątami fazowymi, wyrażającymi się następującymi równaniami:

$$C = (\omega_s - \omega_a) \tau_l$$

$$D = (\omega_s + \omega_a) \tau_u$$

Niech: $A + C = E$ i $A + D = F$
wówczas równanie przybiera postać:

$$y = \cos (E - B) - \cos (F + B)$$

Ta forma równania jest identyczna z wzorem trygonometrycznym:

$$\cos (\theta \pm \varphi) = \cos \theta \cos \varphi \pm \sin \theta \sin \varphi$$

wobec tego:

$$y = \cos E \cos B + \sin E \sin B - \cos F \cos B + \sin F \sin B$$

Po zgrupowaniu czynników otrzymujemy:

$$y = \sin B (\sin E + \sin F) + \cos B (\cos E - \cos F)$$

wprowadzając następujnie:

$$\cos \theta - \cos \varphi = -2 \sin \frac{1}{2} (\theta + \varphi) \sin \frac{1}{2} (\theta - \varphi)$$

$$\sin \theta + \sin \varphi = 2 \sin \frac{1}{2} (\theta + \varphi) \cos \frac{1}{2} (\theta - \varphi)$$

można otrzymać następujące wyrażenie:

$$y = 2 \sin B \sin \left(\frac{F + E}{2} \right) \cos \left(\frac{F - E}{2} \right) + \\ + 2 \cos B \sin \left(\frac{F + E}{2} \right) \sin \left(\frac{F - E}{2} \right)$$

Po zgrupowaniu:

$$y = 2 \sin \frac{F + E}{2} \left[\sin B \cos \frac{(F - E)}{2} + \cos B \sin \frac{(F - E)}{2} \right]$$

Jednakże:

$$\frac{F + E}{2} = A + \left(\frac{D + C}{2} \right) \quad \text{i} \quad \frac{F - E}{2} = \frac{D - C}{2}$$

tak więc:

$$y = 2 \sin \left(A + \frac{D + C}{2} \right) \left[\sin B \cos \left(\frac{D - C}{2} \right) + \cos B \sin \left(\frac{D - C}{2} \right) \right]$$

Podstawiając:

$$A = \omega_s t, \quad B = \omega_a t, \quad C = (\omega_s - \omega_a)$$

$$\tau_1 = \theta_1, \quad D = (\omega_s + \omega_a) \quad \tau_u = \theta_u$$

$$y' = ySL/2$$

otrzymujemy:

$$y' = SL \sin \left(\omega_s t + \frac{\theta_u + \theta_1}{2} \right) \left[\sin (\omega_a t) \cos \left(\frac{\theta_u - \theta_1}{2} \right) + \cos (\omega_a t) \sin \left(\frac{\theta_u - \theta_1}{2} \right) \right]$$

Z porównania wynika:

$$\sin \theta \cos \vartheta + \cos \theta \sin \vartheta = \sin (\theta + \vartheta)$$

$$\begin{aligned} y' &= SL \sin \left(\omega_s t + \frac{\theta_u + \theta_l}{2} \right) \sin \left(\omega_a t + \frac{\theta_u - \theta_l}{2} \right) \\ &= SL \sin (\omega_s t + \theta_s) \sin (\omega_a t + \theta_a) \end{aligned}$$

gdzie:

$$\theta_s = \frac{\theta_u + \theta_l}{2} = \frac{(\omega_s + \omega_a) \tau_u + (\omega_s - \omega_a) \tau_l}{2}$$

i

$$\theta_a = \frac{\theta_u - \theta_l}{2} = \frac{(\omega_s + \omega_a) \tau_u - (\omega_s - \omega_a) \tau_l}{2}$$

Oscyloskopowa metoda otrzymywania wartości
parametrów: M , S i θ

Do zacisków wzmacniacza pionowego w oscyloskopie doprowadza się złożony sygnał stereofoniczny powstały przez wymodulowanie sygnałem sinusoidalnym tylko lewego lub prawego kanału, sygnał pilotujący jest wyłączony. Przy modulacji nośnej w.c.z. złożonym sygnałem stereofonicznym należy korzystać z wyjścia demodulatora.

Odchylenie poziome i synchronizację tak należy dobrać, aby uzyskać cały cykl przebiegu na ekranie oscyloskopu. Na rys. 2 pokazany jest typowy przebieg dla przypadku, gdy $S > M$. Możliwe są także pozostałe przypadki, gdy $S = M$ oraz gdy $S < M$. Należy zwrócić uwagę, że brak symetrii w odniesieniu do centralnej osi poziomej zazwyczaj wskazuje nadmierną amplitudę podnośnej. Tłumienie amplitudy podnośnej powinno być większe od 40 dB.

Przebiegi oscyloskopowe dla przypadku $S = M$ wystąpią, gdy $A = B$, natomiast $S < M$ wystąpią, gdy $B < A$.

Dla stosunku S/M , dla $\theta = 0$ wartość $C \neq 0$, w rezultacie obwiednie większa i mniejsza przecinają centralną oś poziomą jednocześnie.

W wyjątkowym przypadku, gdy $S/M = 1$ i $\theta = 0$, na ekranie oscyloskopu mniejsza obwiednia pojawi się jako linia prosta położona na centralnej osi poziomej.

Przebieg pokazany na rys. 2 dotyczy przypadku, gdy faza obwiedni podnośnej θ_a wyprzedza fazę sygnału kana-

łu głównego $M (\theta_a + \theta)$, tzn. θ wyprzedza θ_a .

Jeśli mamy do czynienia z przypadkiem przeciwnym, wtedy wartość C pojawi się poniżej centralnej osi poziomej.

Korzystając z rys. 2 można określić wartości: A , B i C .

$$S \approx \frac{B}{2}$$

$$M \approx A - \frac{B}{2}$$

$$\theta \approx \frac{2C}{A}$$

Dodatek III

Oscyloskopowa metoda otrzymywania wartości parametru θ

W metodzie tej sygnał odniesienia, jakim jest sygnał pilotujący, jest najpierw doprowadzany do zacisków wzmacniacza pionowego oscyloskopu.

Uwaga. Jeśli nośna w.cz. modulowana jest złożonym sygnałem stereofonicznym, należy korzystać z wyjścia demodulatora nawet wówczas, gdy pilot jest jedyną składową sygnału stereofonicznego.

Sygnał pilota jest również używany jako sygnał synchronizujący. Jeśli sygnał pilota stanowi jedyną składową złożonego sygnału stereofonicznego, wtedy należy zastosować filtrację źródła synchronizującego. Odchyła-

nie poziome jest uzyskiwane w przybliżeniu jednym cyklem przebiegu pilota. Należy teraz tak dobrać i ustawić położenie i synchronizację, aby przejście sygnału przez zero wypadło dokładnie w środku ekranu oscyloskopu. Następnie doprowadza się sygnał różnicowy z modulacją tylko lewego lub prawego sygnału. Uzyskany w ten sposób przebieg pokazany jest na rys. 3.

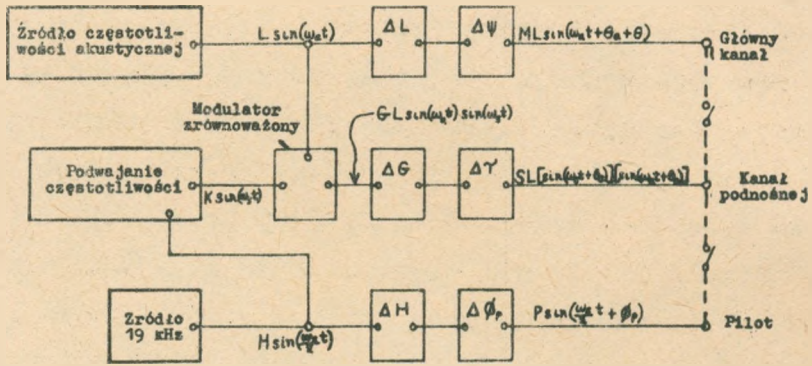
Jeżeli kalibracja wykonana była w jednostkach czasu, wystarczy pomnożenie przez ω_s , aby otrzymać wartość θ . Dla przypadku, gdy do kalibracji był stosowany sygnał pilotujący, wówczas:

$$\theta = \omega_s \tau_{sp} = 2 \omega_p \tau_{sp} = 2 \theta_{sp}$$

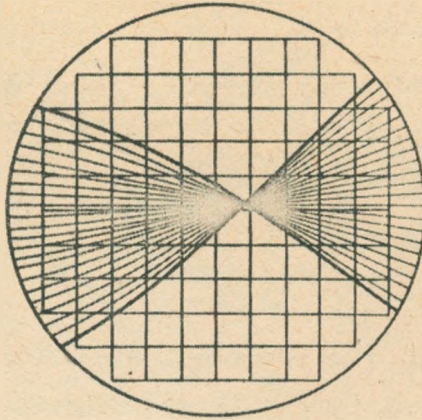
Przy badaniu koderów, które nie mają oddzielnych wyjść sygnału pilota i sygnału różnicowego, należy dodatkowo stosować specjalne filtry, tak jak pokazano schematycznie na rys. 4. Dane szczegółowe filtrów nie leżą jednak w temacie niniejszego artykułu.

WYKAZ LITERATURY

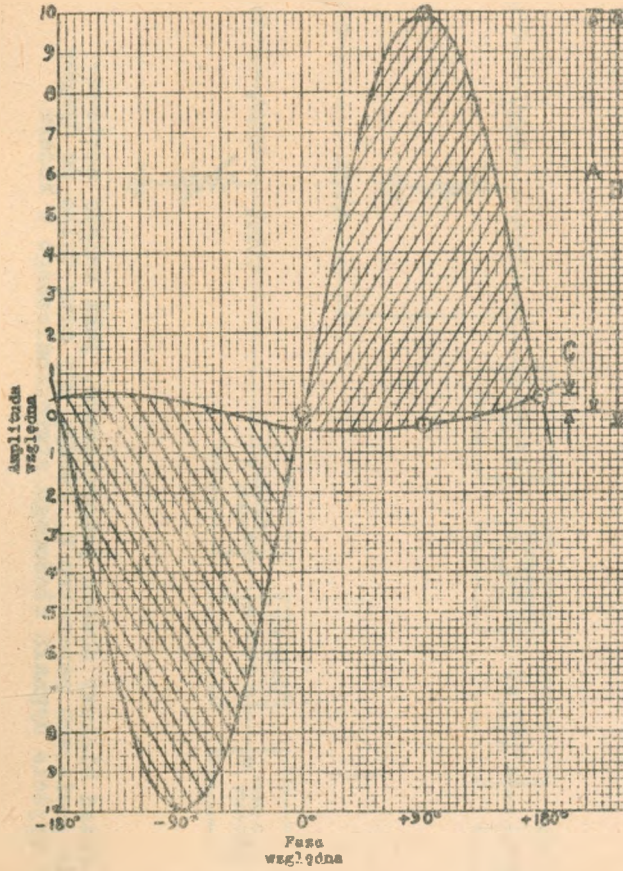
- Middlekamp L.C.: Measurement of the phase of the stereophonic subcarrier in FM stereophonic transmission. J. Audio Eng. Soc. 1967 t. 15 nr 2, s. 190-193.



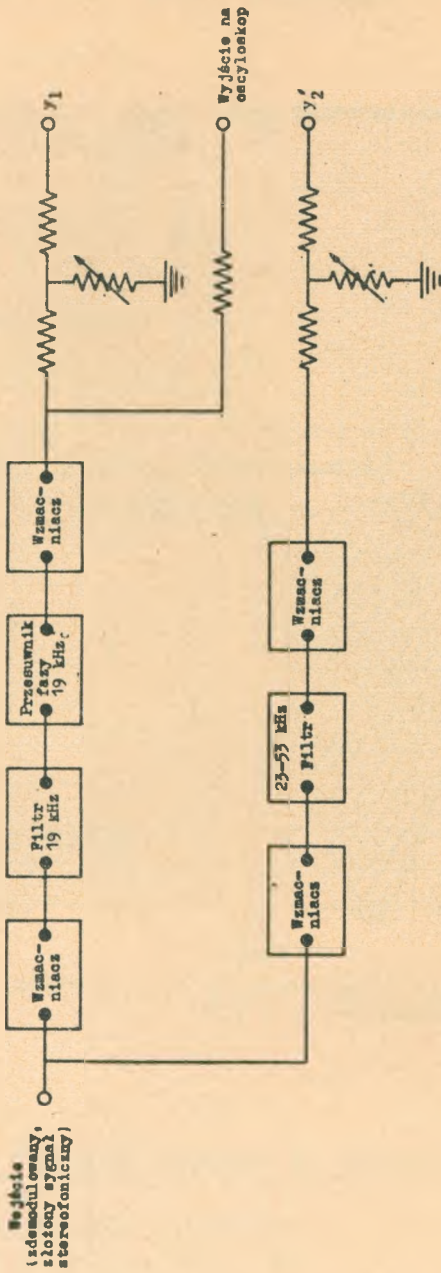
Rys. 1. Schemat blokowy urządzenia kodującego sygnały stereofoniczne



Rys. 3. Przebieg oscyloskopowy dla określenia wartości parametru ϕ . Z rysunku tego można określić przesunięcie fazy podnośnej w stosunku do fazy pilota



Rys. 2. Przebieg oscyloskopowy dla określania wartości parametrów S , M i θ



Rys. 4. Układ blokowy obwodu pomocniczego, jaki należy zastosować, przy pomiarach parametru θ , wtedy, gdy mamy tylko do dyspozycji wyjście sygnału złożonego stereofonicznego z kodera

