14. III. 1988

ČESKOSLOVENSKÁ SOCIALISTICKÁ REPUBLIKA
(19)

ÚŘAD PRO VYNÁLEZY A OBJEVY

POPIS OBJEVU K DIPLOMU

42

Přihlášeno: 23 03 82 (PO 14-82)
Právo přednosti od 08 11 82

Zveřejněno: Slaboproudý obzor č. 6/1984
str. 259-262

Uděleno: 19 03 87
Vydáno: 14 08 87

MDT 621.391.23

Autor objevu: DITL AUGUSTIN RNDr. CSc., PRAHA

Název objevu: **Zákonitost spočívající ve vztahu maximálně možného nelineárního zkreslení přenášeného signálu a charakteristikou útlumu a charakteristikou skupinového zpoždění přenosového traktu v přenosové soustavě s kmitočtovou modulací**

Předmět objevu:

Zákonitost spočívající ve vztahu maximálně možného nelineárního zkreslení přenášeného signálu a charakteristiky útlumu a charakteristiky skupinového zpoždění přenosového traktu v přenosové soustavě s kmitočtovou modulací, definovaným rovnicí

$$W \leq \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \Delta^4 \left(\frac{df}{dt}\right)^4 dt} \cdot \sqrt{I} \qquad (1)$$

ve které W znamená střední hodnotu výkonu zkreslení,
I znamená faktor jakosti přenosové soustavy, jehož hodnota se řídí vztahem

$$I = \int_{-\infty}^{+\infty} \left[\tau(\omega) - \tau(0)\right]^4 \; w(\omega) \; d\omega \qquad (2)$$

kde Δ znamená kmitočtový zdvih signálu měřený v kruhovém kmitočtu,
T znamená časový úsek, ve kterém se měří,
f(t) znamená přenášený signál, za podmínky, že $-1 < f(t) < 1$,
$\tau(\omega)$ znamená charakteristiku skupinového zpoždění v závislosti na ω,
ω znamená kruhový kmitočet počítaný od středu rezonanční křivky kladně směrem k vyšším kmitočtům a záporně k nižším kmitočtům a
w znamená hustotu pravděpodobnosti signálu $\Delta f(t)$ v časovém úseku (0,T).

Objev se týká zákonitosti spočívající ve vztahu maximálně možného nelineárního zkreslení přenášeného signálu a charakteristiky skupinového zpoždění přenosového traktu v přenosové soustavě s kmitočtovou modulací.

Soustavy směrových spojů a kosmických spojů užívají pro přenos signálů kmitočtovou modulaci se zdvihem mnohdy větším než je nejvyšší kmitočet přenášeného signálu. Přenášené signály bývají zejména: signály televizní s doprovodnými zvukovými signály nebo mnohokanálové telefonní signály. Užívají kmitočtové sdružení kanálů. Na přijímací straně se jednotlivé kanály oddělují pásmovými filtry.

Proto je důležitý požadavek, aby signál přenášený soustavou nebyl nelineárně zkreslen. Nelineární zkreslení způsobuje přeslech signálu omezeného na určité kmitočtové pásmo do jiných pásem. Tím vzniká přeslech z jednoho do dalších kanálů.

V soustavách s kmitočtovou modulací způsobuje nelinearita fázové charakteristiky, tj. nelinearita závislosti fázového posuvu v traktu s kmitočtově modulovanou nosnou vlnou na kmitočtu a nekonstantnost amplitudové charakteristiky traktu zkreslení přenášeného signálu. S intenzívnějším využíváním kmitočtových pásem stoupají nároky na selektivitu pčijímače. Požaduje se, aby amplitudová charakteristika přijímače byla jen tak široká, jak je nezbytně nutné pro nerušený příjem signálů a aby byla v bocích co nejstrmější.

V zesilovačích, které lze schematicky znázornit jako řadu T-článků nebo řadu Pi-článků je fázová charakteristika měřena v radiánech, Hilbertovou transformací amplitudové charakteristiky měřené v neperech; je tedy určena amplitudovou charakteristikou. V praxi se neměří zakřivení fázové charakteristiky, nýbrž nekonstantnost její derivace podle kmitočtu, tj. nekonstantnost skupinového zpoždění. Skupinové zpoždění lze doplňovat a vyrovnávat fázovými vyrovnávači, které mají tvar bezztrátových překlenutých T-článků, aniž by se měnila amplitudová charakteristika traktu. Tímto postupem lze však skupinové zpoždění dále jen zvyšovat.

Při návrhu systému se předpisuje podle dosavadních zkušeností amplitudová charakteristika traktu, která určuje selektivitu přijímače a stanoví se meze pro skupinové zpoždění v pásmu propustnosti traktu. Při vytváření mezifrekvenční pásmové propustnosti se pak postupuje tak, že se pomocí co nejmenšího počtu fázových vyrovnávačů vyrovnává skupinové zpoždění tak, že toto skupinové zpoždění má v pásmu propustnosti průběh Čebyševova polynomu. Tento postup vede k velkým skupinovým zpožděním. V důsledku toho i při malém relativním kolísání skupinového zpoždění jsou absolutní velikosti kolísání neúnosně veliká, což způsobuje nestabilitu traktu při kolísání teploty, vlhkosti nebo v důsledku stárnutí součástí. Nelze docílit úplně konstantní skupinové zpoždění při obvykle požadované selektivitě. Je proto žádoucí, aby filtry určující selektivitu přijímače přenášely kmitočtově modulovanou nosnou vlnu tak, aby nelineární zkreslení přenášeného signálu bylo v únosných mezích a při tom, aby filtry byly co nejjednodušší, to jest, aby měly co nejmenší počet parametrů např. co nejmenší počet pólů a nul v komplexní kmitočtové rovině nebo co nejmenší počet odporů, cívek a kondenzátorů.

Problémem určení vztahu mezi nelineárním zkreslením přenášeného signálu a kmitočtovými charakteristikami traktu se zabývali: Van der Pol: "The Fundamental Principles of Frequency Modulation" Journ. IEE Part III. č. 95, str. 153-158 (1946), C.C. Eagelsfield: "Carrier Frequency Amplifiers. Transient Conditions with FM" Wireless Eng. 23, č. 271, str. 92-102 (1946) a J. Shekel: "Instantaneous Frequency" Proc. IRE 41, č. 1 (1953). Pozoruhodný je výsledek Van der Pola. Ten odvozuje představu "okamžitého kmitočtu od představy vektoru rotujícího s proměnnou rychlostí. V případě, že amplitudová charakteristika je konstantní, odvozuje výstupní signál za demodulátorem ve tvaru:

$$\sigma = \Delta \cdot f(t) + \frac{d}{dt} \varphi(\Delta \cdot f(t)),$$

ve kterém σ je výstupní signál za demodulátorem, f(t) je přenášený signál a Δ je zdvih tohoto signálu, $\varphi(\omega)$ je změna fáze signálu v přenosovém traktu. Podle Van der Polova vztahu nelze odhadnout nepřesnost tohoto výsledku ani nelze odhadnout zkreslení způsobené nekonstantností amplitudové charakteristiky.

Podrobná teorie pojmu "okamžitý kmitočet" vyšetřovaného signálu byla vypracována auto-

rem tohoto objevu a byla publikována: A. Ditl: "Systeme mit modulierter Trägerwelle" Akademische Verlagsgegellschaft Geest und Portig, Leipzig 1958. Autor vyšel z představy, že "okamžitý kmitočet" vyšetřovaného signálu je výstupní signál ideálního kmitočtového demodulátoru, na jehož vstup je přiváděn vyšetřovaný signál.

Princip objevu je založen na matematických vztazích, jejichž platnost byla experimentálně ověřena výsledky v obr. 1 až 3.

Podstata objevu spočívá ve stanovení zákonitosti spočívající ve vztahu maximálně možného nelineárního zkreslení přenášeného signálu a charakteristiky útlumu a charakteristiky skupinového zpoždění přenosového traktu v přenosové soustavě s kmitočtovou modulací, definovaném rovnicí:

$$W \leqq \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T \Delta^4 \left(\frac{df}{dt}\right)^4 dt} \cdot \sqrt{I} \qquad (1)$$

ve které W znamená střední hodnotu výkonu zkreslení,
I znamená faktor jakosti přenosové soustavy, jehož hodnota se řídí vztahem

$$I = \int_{-\infty}^{+\infty} [\tau(\omega) - \tau(o)]^4 \cdot w(\omega)\, d\omega \qquad (2)$$

kde Δ znamená kmitočtový zdvih signálu měřený v kruhovém kmitočtu,
T znamená časový úsek, ve kterém se měří,
f(t) znamená přenášený signál, za podmínky, že
$-1 < f(t) < 1$,
$\tau(\omega)$ znamená charakteristiku skupinového zpoždění v závislosti na ω,
ω znamená kruhový kmitočet počítaný od středu rezonanční křivky kladně směrem k vyšším kmitočtům a záporně k nižším kmitočtům a
w znamená hustotu pravděpodobnosti signálu f(t) v časovém úseku (0, T).

K přesnému odvození závislosti nelineárního zkreslení na charakteristikách traktu bylo nejprve třeba stanovit vztah, který by podával přesně závislost výstupního signálu za kmitočtovým demodulátorem na vstupním signálu. Tento výstupní signál pak definuje okamžitý kmitočet vstupního signálu. Žádaná závislost byla odvozena poprvé v článku: A. Ditl: "Okamžitý kmitočet a jeho pokusné ověření". Slaboproudý Obzor 17, č. 7 (1955), str. 345-350 a zní:

Je-li vstupní signál F(t), utvoří se jeho Hilbertova transformace G(t) a jeho komplexní signál:

$$T(t) = F(t) + jG(t)$$

Pak je výstupní signál za ideálním kmitočtovým demodulátorem, to jest "okamžitý kmitočet vstupního signálu F(t)" roven

$$G(t) = \mathrm{Im}\,\frac{T'}{T} \qquad (3)$$

kde Im značí imaginární část komplexního výrazu a $T' = \frac{dT}{dt}$.

Projde-li signál $F_1(t)$ lineárním čtyřpólem s impulsovou odezvou k(t) je výstupní signál dán konvolucí:

$$F_2(t) = \int_0^\infty k(x) \cdot F_1(t - x)\, dx \qquad (4)$$

a příslušný komplexní signál je

$$T_2(t) = \int_0^\infty k(x) \cdot T_1(t - x)\, dx \qquad (5)$$

Okamžitý kmitočet výstupního signálu, tj. signál za ideálním demodulátorem, je proto

$$\sigma_2 = \mathrm{Im}\,\frac{\int_0^{\infty} k(x)\,.\,T'(t-x)\,dx}{\int_0^{\infty} k(x)\,.\,T\,(t-x)\,dx} \tag{6}$$

Tento výraz podává p ř e s n ě výstupní signál ideálního demodulátoru, když se na vstup demodulátoru přivádí signál F(t) zkreslený čtyřpólem s impulsovou odezvou k(t). Tento vztah je málo přehledný. Proto byly integrály v jmenovateli a v čitateli rozvinuty v potenční řady podle Δ^n. Pro vstupní signál modulovaný kmitočtově lze psát:

$$T(t) = \exp j\left(\omega_o + \Delta\int_{t_o}^{t} f(z)\,dz\right) \tag{7}$$

Dosadí-li se tento komplexní výraz do rovnice (6) a nahradí-li se impulsová odezva k(t) vztahy s derivacemi amplitudové a fázové charakteristiky traktu ve středu pásma propustnosti, vyjdou potenční řady pro čitatel i jmenovatel v rovnici (6). Koeficienty těchto potenčních řad podle Δ^n byly vypočteny v knihách: A. Ditl: "Systeme mit modulierter Trägerwelle. Akademische Verlagsgesellschaft Geest und Portig, Leipzig 1958 a A. Ditl: "Soustavy s modulovanou nosnou vlnou", ČSAV, Praha 1960. Průběh amplitudové charakteristiky je dále označován $\alpha(\omega)$ a průběh fázové charakteristiky $\varphi(\omega)$. n-té derivace amplitudové a fázové charakteristiky podle kruhového kmitočtu ve středu pásma propustnosti jsou dále označovány $\alpha^{(n)}$ a $\varphi^{(n)}$. Poměr obou integrálů v rovnici (6) lze rozvinout v potenční řadu podle Δ^n. Z této řady budou zde uvedeny členy, které podstatně přispívají k přenášenému signálu:

$$\sigma = \Delta\left\{f(t) - \frac{1}{2}\,\alpha^{(2)}\,\frac{d^2f}{dt^2} - \frac{1}{6}\,\varphi^{(3)}\,\frac{d^3f}{dt^2} \ldots\right\} +$$

$$+ \Delta^2\left\{f\,\frac{df}{dt}\,\varphi^{(2)} + \frac{1}{3}\,f\,\frac{d^2f}{dt^2}\,\alpha^{(1)}\,\varphi^{(3)} -\right.$$

$$\left. - \frac{3}{2}\,\alpha^{(1)\,2}\,\varphi^2\,\frac{df}{dt}\,\frac{d^2f}{dt^2} + \frac{1}{2}\,\frac{d^2f^2}{dt^2}\,\alpha^{(1)}\,\alpha^{(2)} \ldots\right\} +$$

$$+ \Delta^3\left\{-\frac{1}{2}\,f^2\,\frac{df}{dt}\left[\varphi^{(3)} + 3\alpha^{(1)}\,\varphi^{(2)}\right] - \frac{1}{6}\,\frac{d^2f^3}{dt^2}\,\alpha^{(2)\,2} +\right.$$

$$\left. + \ldots\right\} + \Delta^4\left\{\frac{1}{6}\,f^3\,\frac{df}{dt}\,\varphi^{(4)} + \ldots\right\} +$$

$$+ \Delta^5\left\{\frac{1}{24}\,f^4\,\frac{df}{dt}\,\varphi^{(5)} + \ldots\right\} + \tag{8}$$

Experimentálně byl vztah (3) ověřen takto: Na vstup kmitočtového demodulátoru byly přiváděny zároveň dva harmonické signály s různými kmitočty a různými amplitudami. Podle rovnice (3) lze pak vypočítat průběh okamžitého kmitočtu. Obr. 1 ukazuje experimentální ověření vztahu v rovnici (3):
v tomto obr. značí exp α poměr amplitud obou harmonických signálů. a) až h) jsou snímky katodové trubice oscilografu představující výstupní signál za demodulátorem. Snímky jsou provedeny tak, že na týž film byly vyfotografovány tři záběry:

1. Obrázek, když amplituda druhého signálu je nulová, tj. když $\alpha = -\infty$; takto zobrazená vodorovná čára odpovídá prvnímu z obou kmitočtů.
2. Obrázek, když amplituda prvého signálu je nulová, tj. když $\alpha = +\infty$; takto vyobrazená vodorovná čára odpovídá druhému z obou kmitočtů.
3. Obrázek, kdy poměr obou amplitud je exp α .

V obr. i) až p) jsou hodnoty okamžitého kmitočtu vypočtené podle obr. rovnice (3). Obrázky q) až x) představují okamžité kmitočty vypočtené podle C.C. Eagelsfield: "Carrier Frequency Amplifier. Transient Conditions with FM". Wireless Eng. 23 č. 271 (1946), str. 92 až 102. Je patrná shoda experimentu s výsledky podle rovnice (3).

Obr. 2 a 3 ukazují experimentální ověření vztahu v rovnici (8). Tento vztah byl experimentálně ověřen v práci: A. Ditl: "Experimentelle Bestätigung der Grösse des Nebensprechens des Bildsignals in den Tonkanal bei der Übertragung des Fernschsignals über Richtfunkverbindungen". AEU 23 (1969), seš. 9, str. 452-454:

K dispozici byl kmitočtový modulátor a demodulátor pro mezifrekvenci 70 MHz. Mezi modulátor a demodulátor byl zapojen zkreslující čtyřpól s parabolickým průběhem skupinového zpoždění s vrcholem pro střední kmitočet pásmové propustnosti směřujícím vrcholem dolů - k menšímu skupinovému zpoždění.

Zakřivení je

$$\varphi^{(3)} = 6 \,.\, 1 \,.\, 10^{-24} \quad [\mathrm{rad} \,.\, \mathrm{s}^2] \tag{9}$$

Na vstup modulátoru byl přiváděn zároveň signál vysokého kmitočtu $\omega = 2\pi \,.\, 10$ MHz nebo $\omega = 2\pi \,.\, 3$ MHz a zároveň signál nízkého kmitočtu $\omega_{sig} = 2\pi \,.\, 100$ Hz nebo $2\pi \,.\, 1\,000$ Hz nebo $2\pi \,.\, 10\,000$ Hz. Zkreslující čtyřpól způsobí, že signál vysokého kmitočtu je kmitočtově modulován se zdvihem

$$\vartheta = \frac{\omega}{2\pi} \; \frac{\omega_{sig}}{2} \; \varphi^{(3)} \Delta_{sig} \left(\Delta_{sig} \sin 2\omega_{sig} t + 2\omega_{w} \sin \omega_{sig} t \right) \tag{10}$$

kde Δ_{sig} je zdvih signálu s kmitočtem ω_{sig}, ω_w je odchylka nosného kmitočtu od středního kmitočtu zkreslujícího čtyřpólu. Měřič zdvihu naladěný na vyšší kmitočet ω demoduluje signál za demodulátorem a umožňuje měřit zdvih jednotlivých modulačních složek. Když se vybere složka s kmitočtem $2\omega_{sig}$ a změří její zdvih, pak tento zdvih je podle výpočtu v rovnici (10):

$$\vartheta_1 = \frac{\omega}{2\pi} \cdot \frac{\omega_{sig}}{2} \; \varphi^{(3)} \quad \Delta^2_{sig} \tag{11}$$

Složka s kmitočtem ω_{sig} není stabilní, neboť nosný kmitočet 70 MHz není dostatečně stabilní a proto ω_w se mění nepředvídatelně.

Kmitočtový zdvih byl měřen měřičem Frequenzhubmesser FHM fy Wandel Goltermann, signál vystupující z tohoto měřiče byl analyzován analyzátorem FTA fy Rhode Schwarz.

Odečítá-li se zdvih ϑ_1 v dB a zdvih Δ_{sig} v neperech, je jejich vzájemná závislost podle rovnice (11) přímková. V obr. 2 byly zakresleny přímky podle rovnice (11) s parametry $\omega_{sig} = 2\pi \,.\, 100$ Hz, $2\pi \,.\, 1\,000$ Hz a $2\pi \,.\, 10\,000$ Hz. Z obrázku plyne, že v rozsahu zdvihu 60 dB je souhlas experimentu a výpočtu dokonalý, pro vyšší zdvihy působí již rušivě nedokonalost omezovače.

Měřené hodnoty jsou do výkresu zanešeny: křížkem (+) pro $\omega_{sig} = 2\pi \,.\, 100$ Hz, kolečkem (o) pro $\omega_{sig} = 2\pi \,.\, 1\,000$ Hz a šikmým křížkem (x) pro $\omega_{sig} = 2\pi \,.\, 10\,000$ Hz.

Tentýž pokus byl proveden s vysokým kmitočtem 3 MHz. Výsledky jsou v obr. 3. I zde se výsledky výpočtu a výsledky experimentu plně shodují.

Další pokusy byly provedeny s jinými zkreslujícími čtyřpóly. I pak se výsledky výpočtu vždy shodovaly s výsledky experimentu. Některé z těchto výsledků jsou uvedeny ve jmenované práci v AEÜ 23, č. 9, str. 452-454 (1969).

Nelineární zkreslení, které může způsobit nekonstantnost amplitudové charakteristiky lze odhadnout, když se předpokládá, že amplitudová charakteristika má tvar paraboly:

$$\alpha = \frac{\ln \sqrt{2}}{\Delta_3^2} \omega^2 \tag{12}$$

kde Δ_3 je polovina šíře pásma do 3 dB měřená v kruhovém kmitočtu. Maximální zkreslení nastane pro signál:

$$f(t) = \Delta \sin \Lambda t$$

kde Λ je maximální kruhový kmitočet signálu, Δ je maximálně dovolený zdvih signálu. Pak je nelineární zkreslení podle rovnice (8):

$$\sigma_n = \left(\frac{\ln \sqrt{2}}{\Delta_3^2}\right)^2 \frac{\Delta^3}{6} \frac{d^2 f^3}{dt^2}$$

Střední čtverec nelineárního zkreslení v časovém úseku (0, T) způsobeného zakřivením amplitudové charakteristiky je:

$$W_a = \frac{1}{T} \int_0^T \sigma_n^2 \, dt \leqq \frac{1}{T} \left(\frac{\ln \sqrt{2}}{\Delta_3^2}\right)^4 \frac{\Delta^6}{36} \int_0^T \left(\frac{d^2}{dt^2} \sin^3 \Lambda t\right)^2 dt$$

Poněvadž složka s 3Λ není v pásmu propustnosti výstupní dolní propusti, je pro dosti velké T:

$$W_a \leqq 1{,}127 \cdot 10^{-4} \left(\frac{\Delta}{\Delta_3}\right)^4 \left(\frac{\Lambda}{\Delta_3}\right)^4 \Delta^2 \tag{13}$$

je-li $\frac{\Delta}{\Delta_3} \leqq \frac{1}{2}$ a $\frac{\Lambda}{\Delta_3} \leqq \frac{1}{2}$

je $W_a \leqq 4{,}402 \cdot 10^{-7} \Delta^2$ (14)

Když se dále vyšetří maximálně možné nelineární zkreslení vyvolané nekonstantností skupinového zpoždění v pásmu propustnosti je:

Zkreslení podle rovnice (8) označí-li se skupinové zpoždění:

$$\tau = - \frac{d\varphi}{d\omega}$$

je

$$\sigma_n = - \Delta^2 \tau^{(1)} f \frac{df}{dt} - \Delta^3 \frac{\tau^{(2)}}{2!} f^2 \frac{df}{dt} - \Delta^4 \frac{\tau^{(3)}}{3!} f^3 \frac{df}{dt} - \ldots =$$

$$= - \Delta \frac{df}{dt} \left\{ \tau^{(1)} \Delta \cdot f + \frac{\tau^{(2)}}{2!} (\Delta \cdot f)^2 + \frac{\tau^{(3)}}{3!} (\Delta \cdot f)^3 + \ldots \right\} =$$

$$= - \Delta \frac{df}{dt} \left[\tau(\Delta \cdot f) - \tau(0) \right] \tag{15}$$

Střední čtverec nelineárního zkreslení v časovém úseku (0, T) je proto:

$$W_\tau = \frac{1}{T}\int_0^T \sigma_n^2 \, dt = \frac{1}{T}\int_0^T \left(\Delta \frac{df}{dt}\right)^2 \left[\tau(\Delta . f) - \tau(0)\right]^2 dt \leqq$$

$$\leqq \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T \Delta^4 \left(\frac{df}{dt}\right)^4 dt} \cdot \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T \left[\tau(\Delta . f) - \tau(0)\right]^4 dt} \qquad (16)$$

Budiž

$$I = \frac{1}{T}\int_0^T \left[\tau(\Delta . f) - \tau(0)\right]^4 dt \qquad (17)$$

Lebesguevova míra podintegrální funkce v rovnici (17) budiž T . w podle Titmarch: Teorija funkcij. G.I.T.T.L. Moskva, 1951, nebo Jarnik: Integrální počet II. ČSAV, Praha, 1976 a Lebesgue-Stieltjesův integrál funkce je

$$I = \int_{-\infty}^{+\infty} \left[\tau(\omega) - \tau(0)\right]^4 \quad w(\omega) \, d\omega \qquad (18)$$

Lze snadno dokázat, že $w(\omega)\, d\omega$ je pravděpodobnost, že v časovém úseku (0, T) je $\omega = \Delta . f(t)$ ve kmitočtovém úseku $\left[\omega, (\omega + d\omega)\right]$. Integrál v rovnici (18) je roven Riemannovu integrálu, podle Titmarch odst. 10,41. Výraz I je tedy měřítkem maximálně možného nelineárního zkreslení. Závisí jen na vlastnostech traktu a na statistických vlastnostech signálu.

Činitel

$$\frac{1}{T}\int_0^T \Delta^4 \left(\frac{df}{dt}\right)^4 dt = \Delta^4 \frac{1}{T}\int_0^T \left(\frac{df}{dt}\right)^4 dt$$

je největší pro signál

$$f(t) = \sin \Lambda t$$

Podintegrální funkce

$$\Lambda^4 \cos^4 \Lambda t$$

má složky s kmitočtem 4Λ a 2Λ, které potlačí dolní propust za demodulátorem. Pro dosti velká T zbude tedy jen stejnosměrná složka této podintegrální funkce. Pro dosti velké T je tedy

$$W_\tau = \sqrt{\frac{3}{8}} \; \Delta^2 \Lambda^2 \sqrt{I} \qquad (19)$$

Pokud bude

$$\sqrt{I} \gg 1{,}36 . 10^{-2} \frac{\Delta\Lambda}{\Delta_3^4} \qquad (20)$$

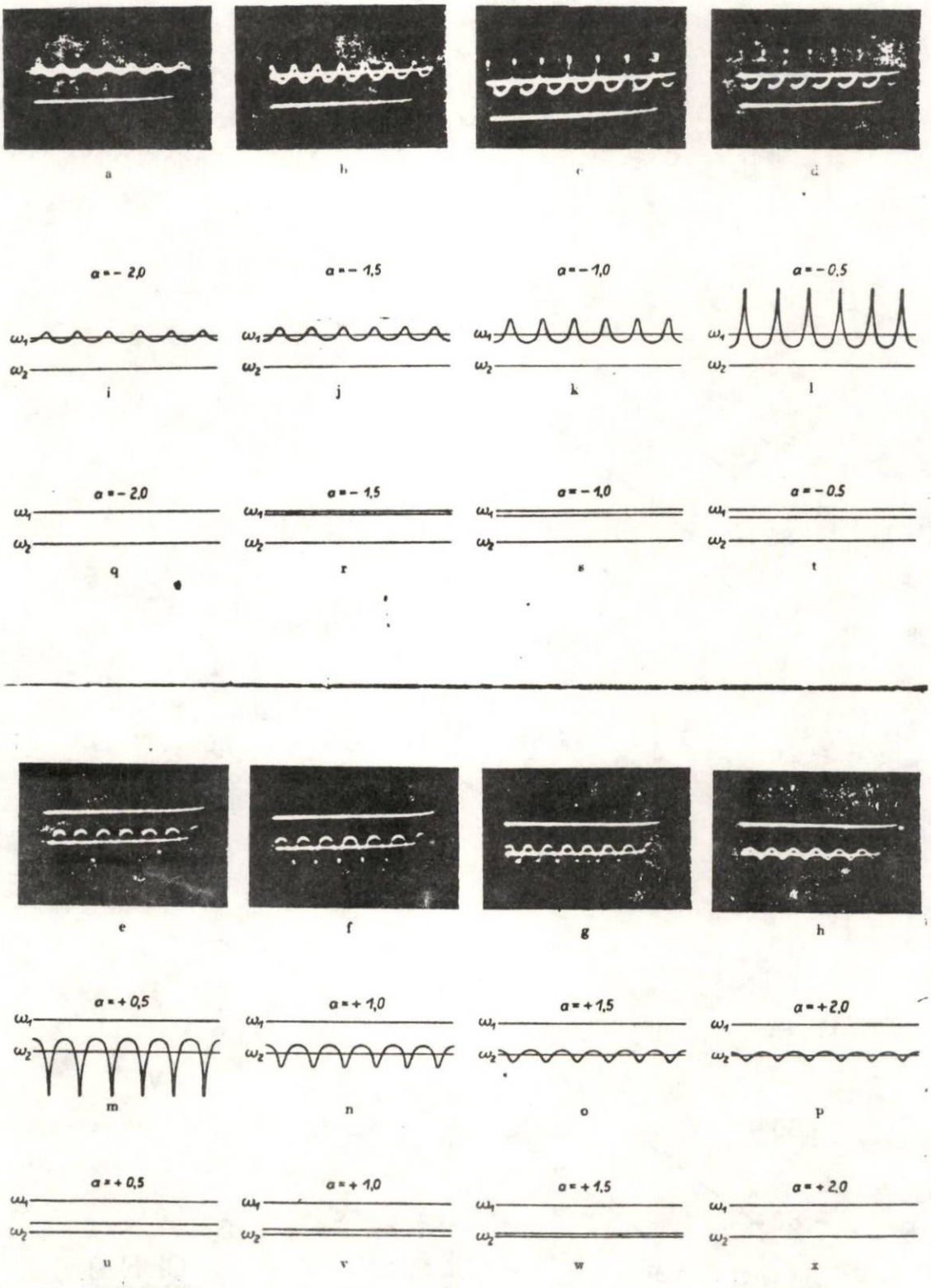
bude nelineární zkreslení způsobené amplitudovou charakteristikou parabolického průběhu zanedbatelné proti zkreslení vyvolanému nekonstantností skupinového zpoždění.

Poněvadž charakteristiky útlumu a skupinového zpoždění traktů, které prakticky přicházejí v úvahu vyhovují podmínce (20) udává integrál I podle rovnice (18) měřítko nebo kritérium pro způsobilost traktu přenášet kmitočtově modulovanou nosnou vlnu.

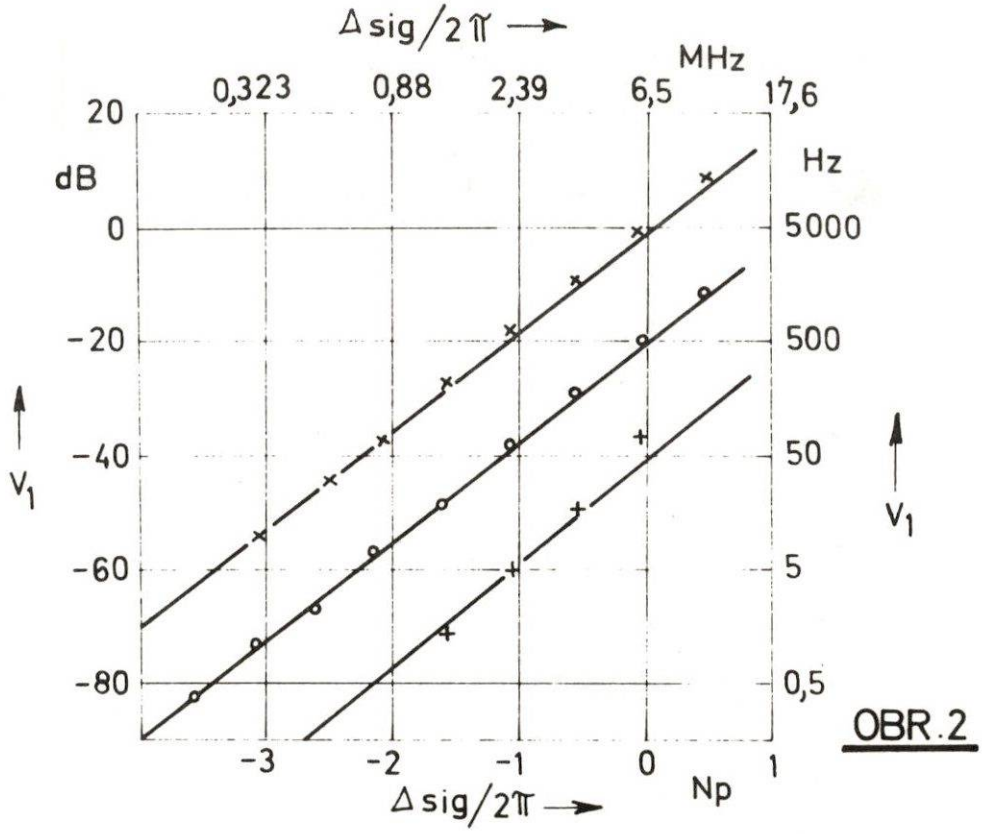
Praktické uplatnění objevu v technice se projeví tím, že optimalizačním postupem automatického počítače se postupně mění velikost jednotlivých parametrů do stavu požadovaného optima, při kterém kritérium I jako činitel ve vztahu udávajícím střední čtverec nelineárního zkreslení je minimální.

Výsledkem způsobu podle vynálezu jsou tedy parametry optimální pásmové propusti, kterou

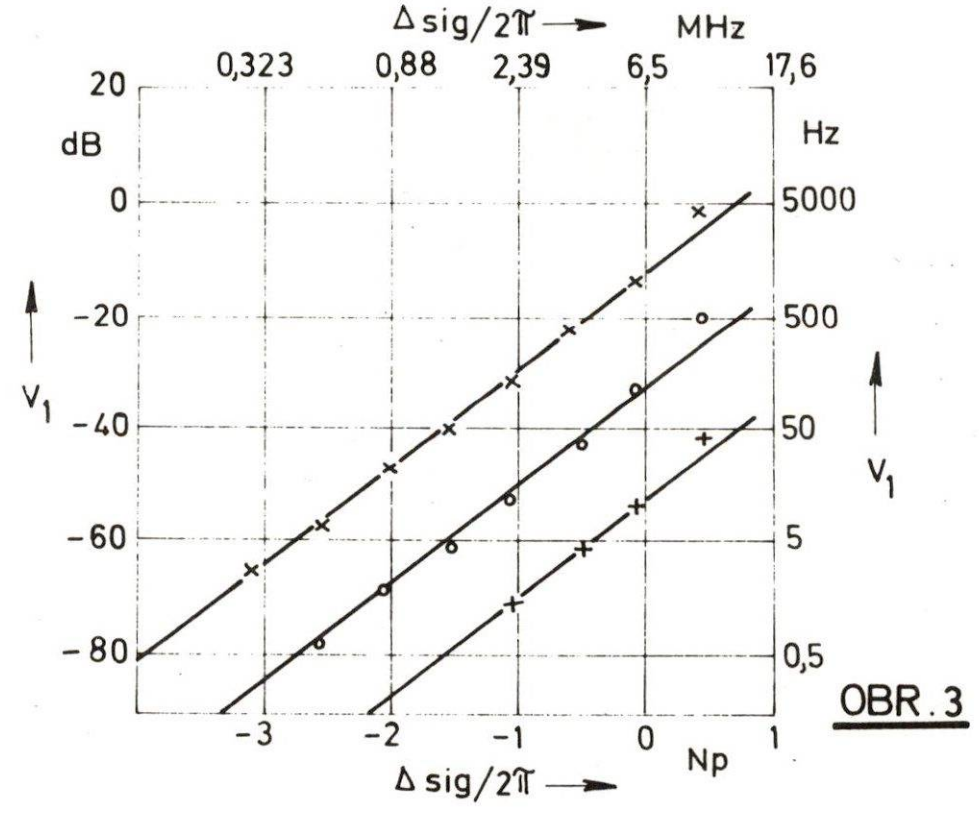
lze vytvořit při stanoveném počtu parametrů, to jest při stanovené složitosti a při stanovených omezeních a při stanovené pravděpodobnosti rozložení amplitud přenášeného signálu. Podstatně vyšší účinek pásmové propusti podle vynálezu spočívá oproti stávajícímu stavu techniky v tom, že ze všech filtrů stejné složitosti se uvedeným způsobem vybere filtr, který způsobuje nejmenší střední čtverec nelineárního zkreslení.


a
b
c
d
a = – 2,0
a = – 1,5
a = – 1,0
a = – 0,5
ω1
ω2
i
j
k
l
q
r
s
t
e
f
g
h
a = + 0,5
a = + 1,0
a = + 1,5
a = + 2,0
m
n
o
p
u
v
w
x

OBR. 1


Δ sig/2π →
MHz
0,323
0,88
2,39
6,5
17,6
20
dB
0
-20
-40
-60
-80
Hz
5000
500
50
5
0,5
V1
V1
-3
-2
-1
0
1
Np
Δ sig/2π →

OBR.2


Δ sig/2π →
MHz
0,323
0,88
2,39
6,5
17,6
20
dB
0
-20
-40
-60
-80
Hz
5000
500
50
5
0,5
V1
V1
-3
-2
-1
0
1
Np
Δ sig/2π →

OBR.3

Severografia, n. p., MOST

Cena 2,40 Kčs