

Eugeniusz Danicki

DYSPERSYJNE LINIE OPÓZNIAJĄCE

TYPU 'P'

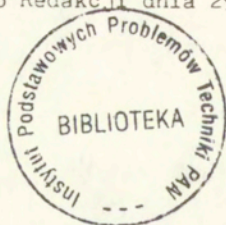
19/1993

P. 269



WARSZAWA 1993

Praca wpłynęła do Redakcji dnia 29 kwietnia 1993r.



56672



N a p r a w a c h r ę k o p i s u

Instytut Podstawowych Problemów Techniki PAN
Nakład 100 egz. Ark.wyd. 1,25 Ark.druk. 1,5
Oddano do drukarni w maju 1993 r.

Wydawnictwo Spółdzielcze sp. z o.o.
Warszawa, ul.Jasna 1

DYSPERSYJNE LINIE OPÓŹNIAJĄCE TYPU 'P'

Analysis and synthesis of dispersive interdigital transducers of surface acoustic waves and delay lines are presented as well as some experimental and technological methods useful in designing SAW devices for radar applications, spectral analyzers etc. The paper allows system designers to evaluate the parameters of SAW chirp filters required in designing amplifiers and electric circuits at both ends of DDLs. The main purpose of the paper is to provide system engineers sufficient informations for unaided designing of typical DDLs, and obtaining the working model with help of the enlisted institutions having corresponding technological facilities.

Wstęp

Dyspersyjne linie opóźniające (DLOP) znalazły wiele ważnych zastosowań w elektronice, w szczególności w radarach gdzie realizują kompresję impulsu typu "chirp," a także w szybkich analizatorach widma sygnałów - specjalnych urządzeniach odbiorczych, w technice satelitarnej itp. W kraju technika ta jest dobrze rozwinięta, głównie dzięki owocnej koncepcji konstrukcji linii dyspersyjnej, zaproponowanej przez autora ok. 15 lat temu i pozwalającej na realizację filtrów "chirp" za pomocą niewyszukanej, dostępnej w kraju technologii. W skrócie, koncepcja polega na kształtowaniu charakterystyki filtru dyspersyjnego przez apodyzację przetwornika międzypalczastego o periodycznych elektrodach [1], co jest łatwe zarówno do zaprojektowania, jak i wykonania z odpowiednią dokładnością.

Zalety takiej konstrukcji dyspersyjnych linii opóźniających są wyszczególnione w [2]. Warto tu podkreślić dodatkową tę, że jest to oryginalna polska konstrukcja, stosowana 10 lat wcześniej niż na świecie. To usprawiedliwia nazwę 'P' w tytule na określenie tego typu linii (zamiast stosowania nazwiska autora).

Artykuł przedstawia całość problematyki syntezy linii dyspersyjnych w ujęciu pozwalającym na realizację samodzielnego projektu, włącznie ze wskazaniem instytucji mogących wykonać pewne prace technologiczne z odpowiednią dokładnością (chodzi tu przede wszystkim o technologię fotolitografii). Projektant powinien dysponować jedynie PC-em z kompilatorem FORTRAN (odpowiednim), z dostępnym programem graficznym dla zobrazowania wyników obliczeń, które w większości będą wykonywane za pomocą algorytmu FFT [3]. Przedstawiona technika jest sprawdzona w wielu przypadkach przez autorów pracy [4], u których można zasięgnąć dalszych informacji, jakie mogą być niezbędne w przypadkach nietypowych filtrów o szczególnie wysokich wymaganiach.

Konstrukcja filtru z falą powierzchniową

Rozdział przedstawia ogólne zasady konstrukcji filtru z akustyczną falą powierzchniową (AFP), konieczne i, w typowych przypadkach, wystarczające dla podjęcia samodzielnej pracy projektowej. Typowe, to znaczy o częstotliwości pracy 20–100MHz, czasie trwania impulsu "chirp" (opóźnienia) do ok. 20 μ s, nie za wąskich (<2MHz) i nie za szerokich (100%) pasmach przepustowych.

Typowy filtr składa się z dwóch przetworników międzypalczastych na podłożu piezoelektrycznym. Tu omawiane są tylko przetworniki o periodycznych elektrodach aluminiowych, nałożonych na płytkę kwarcu lub niobianu litu w procesie fotolitografii optycznej polegającej na optycznym kopiowaniu wzoru elektrod z maski chromowej wykonanej za pomocą "pattern-generatora" z dokładnością rzędu 0.1 μ m. Wymienione elementy omówione są dokładniej poniżej.

Podłoże piezoelektryczne

Stosowane są głównie dwa kryształy: kwarc, dający dobrą stabilność temperaturową filtru, ale mały współczynnik sprzężenia piezoelektrycznego $\Delta v/v$ powoduje spore straty wtrąceniowe filtru, oraz niobian litu, charakteryzujący się gorszą stabilnością temperaturową, ale filtr będzie miał mniejsze straty, a także mniejszą impedancję wejściową wskutek dużej efektywnej przenikalności dielektrycznej ϵ_e tego kryształu. Rozważane tu podłoża (poniżej podano ich niezbędne parametry), są produkowane w kraju przez Zakład Materiałów Tlenkowych Instytutu Technologii Materiałów

Elektronicznych w Warszawie w postaci płytek o typowych dla techniki fal powierzchniowych wymiarach, orientacji i obróbce powierzchni (płaskie płytki, grubości 0.6mm, jednostronne polerowane). Umożliwiają one konstrukcję dyspersyjnych linii opóźniających o opóźnieniu do ok. 20 μ s.

Tabela. Ważniejsze parametry dwóch podłoży piezoelektrycznych

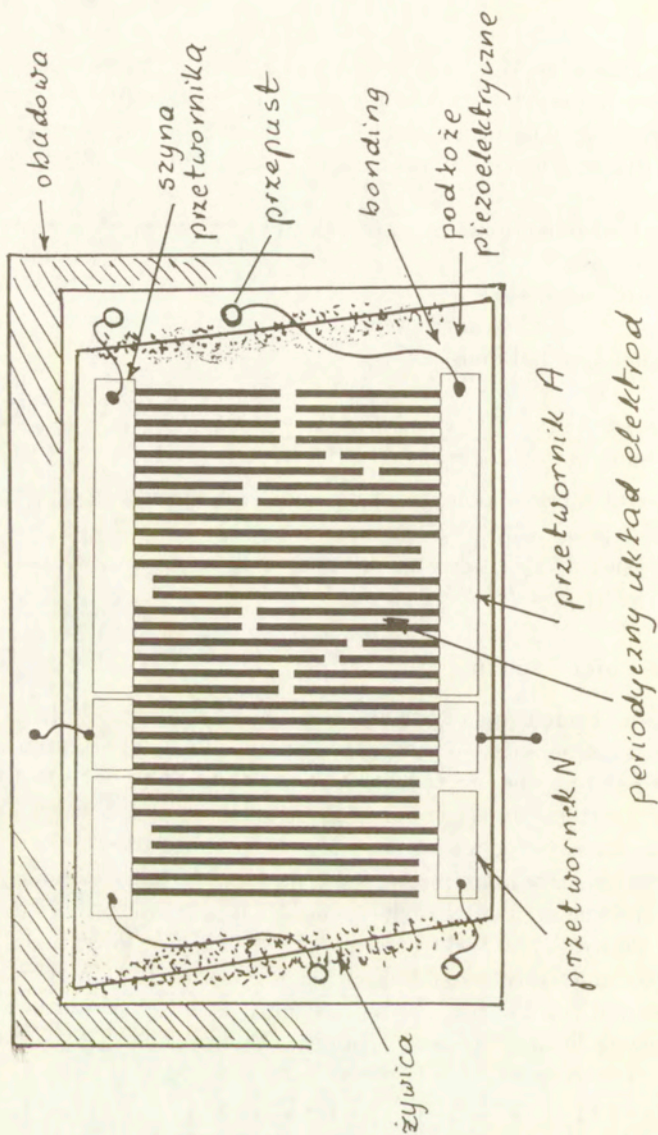
| Podłoże: | kwarc YX | niobian litu YZ |
|--|----------|-----------------|
| orientacja: | cięcie Y | Y |
| kierunek propagacji fali | X | Z |
| prędkość fali [mm/ μ s] | 3.16 | 3.44 |
| $\Delta v/v$ | 0.001 | 0.024 |
| ϵ_c/ϵ_o | 5.5 | 37.6 |
| temp. współcz. opóźn. [$10^{-6}/^{\circ}\text{C}$]*) | -24 | 94 |

*) Temperaturowy współczynnik opóźnienia α powoduje przesunięcie częstotliwości pracy filtru. Mierzona na częstotliwości f i w temperaturze różniącej się od 21 $^{\circ}\text{C}$ o Δt charakterystyka filtru odpowiada policzonej dla częstotliwości $f' = f(1 + \alpha\Delta t)$.

Przetworniki - technologia

Przetworniki międzypalczaste (Rys.1) to układ elektrod aluminiowych o szerokości równej odstępowi między nimi. Grubość aluminium wynosi typowo 0.2-0.3 μm , będzie to wielkość, podobnie jak tolerancja szerokości elektrod i przerw między nimi ($\pm 10\%$, jednorodnie na całej strukturze), ustalana raczej przez wykonawcę fotolitografii dla uzyskania dobrych parametrów warstwy aluminium. W kraju odpowiednią technologią fotolitografii i doświadczeniem z podzespołami z falą powierzchniową dysponuje Zakład Podzespołów Elektronicznych w/w ITME w Warszawie.

Wykonana w procesie fotolitografii pozytywowej (na niobianie litu) lub negatywowej (na kwarcu - będą potrzebne różne maski chromowe), mogą mieć pewną liczbę defektów w praktyce nie pogarszających parametrów filtrów dyspersyjnych. Mogą to być nieliczne, rozproszone po całej strukturze przerwy w elektrodach, lub praktycznie dowolna liczba zwarć tych części elektrod, które i tak są zwarte przez szyny przetwornika. Zwarcia, powodujące zwarcie całego przetwornika dyskwalifikują go do dalszej obróbki, aczkolwiek nieliczne zwarcia można usunąć bardzo ostrą igłą pod mikroskopem, albo - przepalić elektrycznie (krótkim impulsem ok. 10V).



Rys.1. Konstrukcja DLOP w obudowie.

Po wykonaniu struktury aluminiowej zwykle należy odciąć zbędną powierzchnię podłoża (przy pewnej wprawie można to zrobić szklarskim diamentem), a także doprowadzić kontakty, np. za pomocą termokompresji ("bonding") drutem aluminiowym, najlepiej już po zamontowaniu podłoża do obudowy, wówczas drugi koniec drutu będzie "bonded" do odpowiednich przepustów elektrycznych w obudowie. Obie te operacje można wykonać w w/w ITME (kontakty można też wykonać za pomocą pasty przewodzącej, np. ELECTOCON 40AC firmy AMEPOL z Łodzi).

Maski

W procesie fotolitografii optycznej wzór struktury kopiowany jest z maski fotograficznej, żelatynowej (jednorazowego użytku, tańszej) lub lepiej - chromowej, wykonanej z odpowiednią precyzją na urządzeniu zwanym "pattern-generator." W kraju odpowiednim urządzeniem dysponuje Zakład Masek Instytutu Technologii Elektronowej (ITE) w Warszawie. Maski rysowane są na podstawie dostarczonego rysunku lub kodu komputerowego zawierającego wymiary podane z dokładnością $0.1\mu\text{m}$. Rodzaj maski: pozytywna (chrom tam, gdzie na kryształach będzie aluminium), lub negatywna, a także szerokość metalizacji (ustalana przez podanie wymiarów struktury), należy wcześniej uzgodnić z zespołem wykonującym fotolitografię.

Dostępne są płyty chromowe o różnych wymiarach, w przypadku linii dyspersyjnych będą to najczęściej płyty 3" lub 4," pozwalające na uzyskanie struktur do ok. 80 mm długości, możliwych do przyjęcia w procesie fotolitografii. Dłuższe struktury wymagają specjalnego traktowania.

Wzór do wygenerowania zawiera, w przedstawionej tu metodzie, jednolity periodyczny układ elektrod, wewnątrz którego ich liczba zostanie, poprzez odpowiednie "szyny," połączona i utworzy w ten sposób dwa przetworniki międzypalczaste (poniżej przedstawione jest też pewne uogólnienie metody, pozwalające na zastosowanie niezależnego układu elektrod dla obu przetworników). Pozostałe elektrody, w tym co najmniej obszar ok. 3mm długości pomiędzy przetwornikami, będą połączone szynami i zwarte do obudowy dla polepszenia ekranowania elektrycznego przetworników.

Przetwornik nieapodyzowany będzie miał niewiele elektrod, ich liczba, połączenia między nimi itp. elementy kształtujące charakterystykę amplitudową tego przetwornika podlegają, w pewnym zakresie, swobodnemu wyborowi. Należy wziąć pod uwagę, że dla uniknięcia problemów z nie

dyskutowanymi tu efektami dyfrakcyjnymi fali powierzchniowej, apertura przetworników nie powinna być zbyt mała w stosunku do długości fali. Przetwornik apodyzowany powinien pracować w strefie Fresnela przetwornika nieapodyzowanego, co wymaga apertury tego ostatniego większej niż około $(L\lambda)^{1/2}$, gdzie λ jest długością fali a L - długością podłoża. W przypadku niobianu litu efekty dyfrakcyjne są ograniczone, więc apertura przetworników może być mniejsza niż wynikająca z tego szacunku.

Drugi przetwornik, apodyzowany, będzie obliczany. Wynikiem obliczeń jest środek przerwy między dwoma częściami danej elektrody, podłączonymi do różnych szyn przetwornika. Szerokość tej przerwy powinna być jak najmniejsza, co najwyżej równa szerokości elektrody (nie powoduje to utrudnienia technologii); jeśli chodzi o szyny łączące elektrody (szyny przetworników i szyny zwierające do masy pozostałe elektrody), to powinny one umożliwić "bonding," nie powinny być za szerokie, ale i, zwłaszcza przy długich szynach długich przetworników na niobianie litu, nie za wąskie (wraz z pojemnościami międzyelektrodowymi, rezystancja tych szyn tworzy "linię długą," co może prowadzić do niespodziewanych rezultatów).

Podobny efekt związany jest z rezystancją elektrod ρ i pojemnością elektrod C_0 (na jednostkę długości); napięcie wzdłuż elektrod zmienia się jak $\cosh \sqrt{\rho\omega C_0}x$. Dla uniknięcia znaczącego spadku napięcia wzdłuż elektrody o długości W , czynnik $\sqrt{\rho\omega C_0}W$ powinien być mały. Należy jednak pamiętać, że wybór zbyt małej apertury W nie pozwala dokładnie odwzorować żądanej apodyzacji przetwornika przy zadanej dokładności urządzenia rysującego maskę i przyjętej przerwie między elektrodami omawianej powyżej. Praktycznie, apertura przetworników wybierana jest pomiędzy 20λ a 60λ , przy czym wyższa wartość dotyczy raczej kwarcu, dla którego pojemność wzajemna elektrod C_0 jest mała.

Obudowa linii dyspersyjnych

W przeciwieństwie do filtrów telewizyjnych z falą powierzchniową, linie dyspersyjne najczęściej montuje się w jako "chipy" we wspólnej obudowie z układami współpracującymi, wzmacniaczami, obwodami elektrycznymi (cewki, mostki transformatorowe [5]) itp. Zwykle jest to wyfrezowana w metalu ramka, posiadająca specjalny przedział dla "chipu" filtru dyspersyjnego. Przedział ten jest dopasowany kształtem do podłoża filtru, z uwzględnieniem miejsca na przepusty elektryczne dla połączenia filtru ze współpracującymi obwodami elektrycznymi. Całość jest możliwie płaska

(na tyle na ile pozwalają kontakty do przetworników) i szczelnie zamykana zarówno "elektrycznie," jak i "klimatycznie."

Kryształ jest zwykle wklejany za pomocą żywicy, albo lepiej za pomocą kleju stosowanego w filtrach TV z falą powierzchniową w ITME. Klej taki ma dobre własności tłumiące rozproszoną falę powierzchniową i drgania podłoża, które w przeciwnym przypadku przenosiłyby tzw. sygnały fałszywe z wejścia filtru na jego wyjście (w podobnym celu, dla uniknięcia sygnału fałszywego przenoszonego drogą elektromagnetyczną, przedział dla "chipu" filtru powinien być możliwie ciasny). Dodatkowo, w tym samym celu zalewa się tą samą żywicą końce podłoża poza przetwornikami, a także boki podłoża, które powinno być nieco większe od samej struktury (ok. 3mm dłuższe po obu stronach i po ok. 1mm szersze po bokach struktury elektrod). Należy unikać symetrycznego rozprowadzania żywicy po powierzchni podłoża równoległe do elektrod przetwornika, wówczas odbita fala powierzchniowa, nie zachowując frontu fali równoległego do elektrod, nie wygeneruje sygnału fałszywego. W tym samym celu przy wycinaniu struktury z podłoża, brzegi "chipu" filtru za przetwornikami tną się skośnie do zębów przetworników (zwykle skos wynosi ok. 1mm na całej szerokości kryształu, jak w filtrach TV "chip" filtru ma kształt równoległoboku lub trapezu).

Sygnały chirp

W artykule rozważane są jedynie sygnały z liniową modulacją częstotliwości o postaci (przyjęto $t = 0$ w środku sygnału)

$$s(t) = e^{j\phi(t)} \quad (1)$$

$$\phi(t) = 2\pi(f_0 + \frac{B}{2T}t)t, \quad t \in (-\frac{T}{2}, \frac{T}{2})$$

gdzie:

T - czas trwania impulsu "chirp,"

$|B|$ - szerokość widma sygnału ($B > 0$ - filtr "up-chirp," $B < 0$ - "down-chirp")

f_0 - częstotliwość środkowa.

Własności takich sygnałów są opisane np. w [6], istotne tu jest to, że rzeczywista szerokość widma sygnału

$$S(f) = F\{s(t)\} \quad (2)$$

(F - transformacja Fouriera) jest bliska B gdy $BT > 50$ (szacunkowo), lub większa dla mniejszych wartości BT . Pasmowy charakter sygnału "chirp" i podobna własność filtru do jego filtracji umożliwiają stosowanie algorytmu FFT [3], zamiast obliczania całki Fouriera.

Dla dużych BT , widmo $S(f)$ wyraża się następująco [6]

$$S(f) = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{B}{T}} e^{j2\pi T(f-f_0)^2/B}, \quad |f - f_0| < \frac{B}{2} \quad (3)$$

(odpowiednio $S(-f) = S^*(f)$). Zauważmy, że prosty sygnał sinusoidalny o długości T ma odpowiednie maksimum widma o wielkości $T/2$. Stąd wniosek, że sygnał "chirp" zawiera na każdej częstotliwości w jego paśmie efektywną liczbę okresów fali o danej częstotliwości równą

$$N_e = f \sqrt{\frac{T}{B}}$$

Oczywiście "efektywna" paczka falowa o częstotliwości f położona jest wokół czasu t_f wyznaczonego z zależności częstotliwości chwilowej sygnału "chirp" od czasu

$$f = \frac{d}{dt} \phi(t) = f_0 + \frac{B}{T} t_f \quad (4)$$

Sygnał $s(t)$, po przeniesieniu przez filtr o odpowiedzi impulsowej $h(t) = s(-t)$, którego zespolona charakterystyka częstotliwościowa jest $H(f) = S^*(f)$, będzie w przybliżeniu dla dużych BT

$$s'(t) = F^{-1} \{S(f)H(f)\} \sim \frac{\sin x}{x} e^{j2\pi f_0 t}, \quad x = \pi Bt \quad (5)$$

Obwiednia sygnału przefiltrowanego przez filtr H (sygnału "po kompresji") charakteryzuje się "listkiem głównym" o jednostkowej (unormowanej) amplitudzie i szerokości ok. $1/B$ oraz listkami bocznymi, w idealnym przypadku symetrycznie położonymi po obu stronach listka głównego z odstępem $1/B$. Taka idealna regularność sygnału wyjściowego jest pożądana np. w zastosowaniach linii dyspersyjnych w analizatorze widma [7], gdyż pozwala uzyskać informację o fazie analizowanego sygnału.

Filtr o odpowiedzi impulsowej $h(t) = s(-t)$ jest filtrem "dopasowanym," dającym najwyższy i najniższy listek główny. Jednak w zastosowaniach radiolokacyjnych listki boczne na tak dużym poziomie jak w

przypadku sygnału "sin x/x " ($-13dB$) są niekorzystne. Obniża się je odchodząc od filtru dopasowanego, kosztem obniżenia listka głównego (straty kompresji na niedopasowanie filtru) i jego poszerzenia.

Opracowano różnego rodzaju filtry "niedopasowane" umożliwiające uzyskanieżądanego poziomu listków bocznych przy małych stratach kompresji i poszerzeniu listka głównego. Najczęściej filtry takie mają charakterystyki częstotliwościowe w postaci $W(f)H(f)$, gdzie $W(f)$ jest tzw. funkcją okna. Tu przytoczymy jedynie tzw. funkcję okna Hamminga, o postaci

$$W(f') = \begin{cases} 0.08 + 0.92 \cos^2 \pi(f - f_0)/B, & |f - f_0| < B/2 \\ 0, & |f - f_0| > B/2 \end{cases} \quad (6)$$

która zapewnia listki boczne sygnału po kompresji wyznaczonego z relacji

$$s_k(t) = F^{-1}\{W(f)\} \quad (7)$$

(co odpowiada dużym BT) na poziomie $-42dB$.

Zauważmy, że bezpośrednie zastosowanie funkcji okna do określenia charakterystyki filtru komprymującego sybnał $s(t)$ o zadanych B, T w sposób

$$H(f) = W(f)S^*(f) \quad (8)$$

może nie dać pożądanego poziomu listków bocznych sygnału po kompresji (tj. poziomu listków bocznych w s_k) ponieważ dla skończonych BT widmo sygnału do kompresji $|S(f)|$ nie jest prostokątne, stąd sygnał po kompresji

$$s'(t) = F^{-1}\{S(f)W(f)S^*(f)\} \quad (9)$$

nie ma idealnej postaci wyrażonej w (7). W tej sytuacji można na przykład skorzystać z metody opisanej w [8], przyjmując $H(f) = W(f)/S(f)$, co jest idealnym rozwiązaniem, o ile efekt Dopplera (w przypadku radarów) nie przesunie widma sygnału. Wówczas listki boczne sygnału $s'(t)$ mogą wzrosnąć poza dopuszczalny poziom, gdyż $H(f)$ pomnożone przez $S(f + \Delta f)$ nie będzie już równe $W(f)$. Sprawa nie będzie tu bliżej omawiana. W typowym przypadku charakterystyka $H(f)$ jest zadana przez relację (8) dla filtru służącego do kompresji sygnału "chirp," albo

$$H(f) = S(f) \quad (10)$$

jeśli filtr ma być użyty do generacji sygnału $s(t)$, jako odpowiedź impulsowa filtru. (Uwaga: w tym przypadku należy skorygować żadaną charakterystykę filtru kładąc $H(f) = S(f)/I(f)$, gdzie $I(f)$ jest widnem impulsu pobudzającego filtr - z pewnością nie jest to impuls Diraca o płaskim widmie!).

Podobnie można skorygować filtr do kompresji ze względu na współpracujące obwody, wzmacniacze itp. Powinny one jednak być dobrej jakości, o dużej dynamice, małych szumach i prawie liniowej fazie. Wzmacniacze o odpowiedniej jakości można wykonać w Zakładzie Techniki Mikrofalowej Przemysłowego Instytutu Telekomunikacji w Warszawie, który ma odpowiednie doświadczenie w pracy z podzespołami z falą powierzchniową.

Teoria przetworników międzypalczastych

Wyłożona tu prosta (ale wystarczająco ścisła) teoria dotyczy periodycznego układu elektrod. Dlatego właśnie, dla umożliwienia korzystania z niej, w przedstawionej konstrukcji filtrów przetworniki międzypalczaste są "zanurzone" w periodycznym układzie elektrod, rozciągającym się nawet nieco poza struktury przetworników. Szczęśliwie taka konstrukcja jest dostatecznie elastyczna żeby można ją było uznać za uniwersalną dla omawianych celów.

Rozpatrzmy periodyczny układ elektrod o okresie $\Lambda = 2\pi/K$ (elektrody mają szerokość $\Lambda/2$), wszystkie są uziemione oprócz n -tej, która jest zasilana z zewnętrznego źródła o częstotliwości kołowej $\omega = 2\pi f$ i ma zespolony potencjał V_n . Prąd płynący do elektrody m -tej, na jednostkę jej długości, jest określony przez [1]

$$\begin{aligned}
 I_m &= y_{|m-n|} V_n, \quad y_k = y_k^C + y_k^R \\
 y_k^C &= j\omega \frac{1}{\pi} \left(\frac{1}{4} - k^2 \right)^{-1}, \quad y_k^R = Y e^{-jrk\Lambda} \\
 Y &= \omega \epsilon_e \pi \frac{\Delta v}{v} \sin^2 \pi \frac{r}{K} \\
 r &\approx \frac{\omega}{v} \left(1 + \frac{\Delta v}{v} \frac{\sin \pi r / K}{r\Lambda} \right) \approx \omega / v
 \end{aligned} \tag{11}$$

gdzie y_k^C jest transadmitancją elektrod spowodowaną ich pojemnością wzajemną, $y_k^C = j\omega C_k$, a y_k^R jest transadmitancją spowodowaną przez akustyczną falę powierzchniową o liczbie falowej r , Y jest admitancją promieniowania elektrody, ϵ_e , v i $\Delta v/v$ są podanymi w Tabeli parametrami podłoża.

Relacje (11) są zilustrowane na Rys.2. (pojemności wzajemnych nie pokazano), który jest użyteczny w szczegółowej analizie przetworników

międzypalczastych o periodycznych elektrodach oraz układu przetworników. Interpretacja jest następująca. Potencjał przyłożony do danej elektrody powoduje przyrost amplitudy fali powierzchniowej propagującej się w prawo, a^+ i w lewo, a^- o wartość $\sqrt{Y/2V}$; przyrost ten zachodzi tuż za środkiem elektrody patrząc w kierunku propagacji fali. Z kolei fale powierzchniowe docierające do środka elektrody z amplitudą a^\pm , generują w niej prąd $\sqrt{2Y}a^\pm$. Moc przenoszona przez fale powierzchniowe wyraża się standardowo $\frac{1}{2}|a^\pm|^2$ (na jednostkę szerokości wiązki), faza zespolonej amplitudy fali po przejściu odległości pomiędzy środkami elektrod Λ zmienia się o $r\Lambda$.

Teoria linii dyspersyjnych typu P

W rozważanych tu liniach dyspersyjnych jeden z przetworników jest nieapodyzowany (w skrócie N), ma elektrody o długości równej aperturze przetwornika (równej aperturze drugiego przetwornika i całej linii W). Kształtowanie własności częstotliwościowych tego przetwornika polega na zasilaniu poszczególnych jego elektrod przez różne potencjały, uzyskane na przykład przez dzielniki pojemnościowe. Jednak najczęściej charakterystyka częstotliwościowa tego przetwornika dobierana jest "z gruba" przez zasilanie jednych elektrod, a uziemienie innych, w pewnej grupie elektrod o wybranym okresie Λ_N , który może się różnić od periodu elektrod w drugim przetworniku filtru (Λ).

Szczegółowy opis przetwornika nieapodyzowanego zostanie przedstawiony poniżej w zależności od jego konfiguracji (wraz ze wskazówkami co do wyboru tej konfiguracji). Tu tymczasem przyjmiemy, że przetwornik N obejmuje pewną grupę elektrod, oznaczonych indeksem n , o tym samym okresie Λ co i drugi przetwornik (Rys.1.).

Drugi przetwornik, apodyzowany i oznaczany symbolem A, ma kształt zadany przez środki przerw, rozdzielających części elektrod podłączonych do dolnej lub górnej szyny przetwornika. Zakłada się, że skrajne dolne i skrajne górne położenie tych przerw wyznacza aperturę przetwornika równą W . Przyjęto początek osi w opisującej położenie w/w przerw, czyli apodyzację luk "kształt" przetwornika, w połowie jego apertury. Jest wskazane i stosowane praktycznie, aby apodyzacja tego przetwornika z obu jego stron zbiegała się gładko do osi przetwornika pomiędzy szynami, to znaczy aby $w_m = 0$ dla m oznaczających pierwszą i ostatnią elektrodę przetwornika (praktycznie - taka właśnie będzie obliczona apodyzacja w_k).

W przedstawionej konfiguracji, prąd płynący do przetwornika A, zasilanego napięciem U i przy wstalonych elektrodach przetwornika N znajdujących się na potencjale V , wynosi

$$\begin{aligned}
 I &= (Y_T + j\omega C_T)U + VY H_N(f)H_A(f) \\
 Y_T &= -\frac{Y}{2} \sum_{m,m'} |w_m - w_{m'}| e^{-jr|m-m'|\Lambda} \\
 C_T &= \frac{\epsilon_e}{2\pi} \sum_{m,m'} \frac{|w_m - w_{m'}|}{(m - m')^2 - \frac{1}{4}} \\
 H_N(f) &= \sum_n e^{jrn\Lambda}, \quad H_A(f) = \sum_m w_m e^{-jrm\Lambda}
 \end{aligned} \tag{12}$$

gdzie sumowanie zachodzi w odpowiednich zakresach indeksów elektrod, należących do przetwornika N ($n < m$, indeks n przyjmuje tylko wartości numerów elektrod przetwornika N, które są na potencjale V) i przetwornika A (m lub m'). Admitancja promieniowania Y_T , pojemność statyczną C_T oraz funkcja częstotliwości H_A charakteryzuje przetwornik A, H_N jest charakterystyką częstotliwościową przetwornika N; admitancji i pojemności statycznej tego przetwornika nie wyznaczono, gdyż, ze względu na niewielką zwykle liczbę jego elektrod, nie będą one mieć znaczenia w dalszych obliczeniach (w razie konieczności jednak, wystarczy się posłużyć relacjami (11) i Rys.2) do ich określenia). Zwykle $Y_T \ll \omega C_T$ i w dalszych relacjach Y_T pominięto. Podana wartość C_T jest zaniżona, nie uwzględnia szyn przetwornika i pojemności elektrod do obudowy.

Przyjmując, że przetwornik A jest obciążony rezystancją R_o , "straty wnoszone" przez filtr (ściśła definicja strat wnoszonych jest inna, stąd cudzysłów) określone przez stosunek napięcia na obciążeniu R_o do napięcia zasilającego elektrody przetwornika N są

$$H(f) = \frac{1}{1 + j2\pi f R_o C_T} R_o Y(f) H_N(f) H_A(f) \tag{13}$$

Jest to charakterystyka częstotliwościowa analizowanego filtra (linii dyspersyjnej) z falą powierzchniową, która może być zmierzona w odpowiednich warunkach (obciążenie R_o przetwornika A, napięciowe zasilanie przetwornika N).

Czynnik $(1 + j2\pi f R_o C_T)^{-1}$ uznawany jest za pasożytniczy efekt wpływu skończonej wartości obciążenia przetworników na charakterystykę częstotliwościową filtra (w idealnym przypadku, dla $R_o \rightarrow 0$ opis filtra przez

relację (13) pokrywa się, z dokładnością do wolnozmiennego z częstotliwością czynnika $Y(f)$, z tzw. modelem δ -funkcji [9]). Przyjęcie skończonej wartości R_o (często jest to 50Ω) jest jednak konieczne. Ze względu na straty wnoszone filtru, należałoby nawet "dopasować" impedancję obciążenia do impedancji filtru (po obu stronach). Zwykle jednak tego się nie stosuje z dwóch powodów: najczęściej Y_T ma charakter wybitnie pojemnościowy i dopasowanie miałyby charakter rezonansowy o za małym paśmie (podobnie - dla przetwornika N), z kolei redukcja strat wnoszonych poniżej ok. 30dB powoduje wzrost sygnału fałszywego w postaci tzw. trzeciego echa (TTS), opóźnionej o ok. $2T$ powtórnej odpowiedzi filtru [10,11]. Straty wnoszone linii dyspersyjnej pracującej na obciążenie 50Ω , wyznaczone z (13) mogą wynosić nawet 70dB lub więcej. Należy jednak zauważyć, że są to głównie straty "na niedopasowanie" do impedancji o pojemnościowym charakterze, stąd stosunek S/N nie ulega znacznemu pogorszeniu.

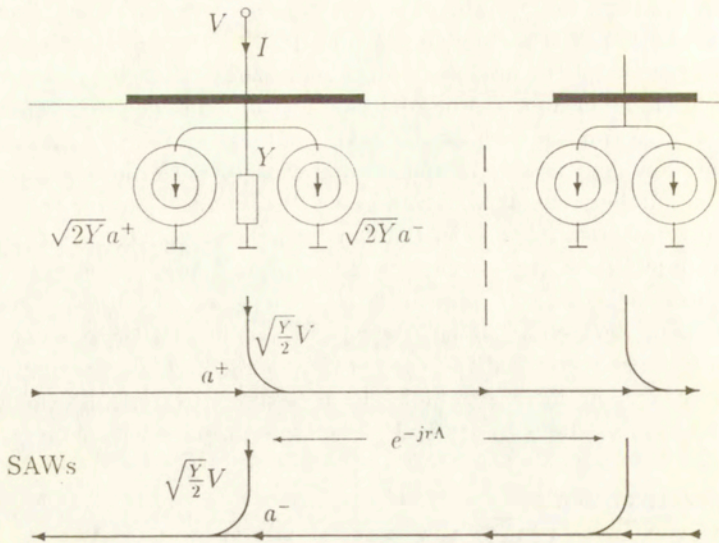
Wybór przetwornika N

W relacji (12) przyjęto, że lina opóźniająca ma postać jednego periodycznego układu elektrod, z których część wydzielono, podłączono do odpowiedniej szyny i za jej pomocą ustalono ich potencjał V . Taki obraz pracy przetwornika N wymaga głębszej analizy, dotyczącej ogólnego przypadku przetworników z periodycznymi elektrodami (a więc również o okresie różnym od okresu elektrod przetwornika A, dla wygody jednak zachowamy oznaczenie A dla omawianego to przetwornika N).

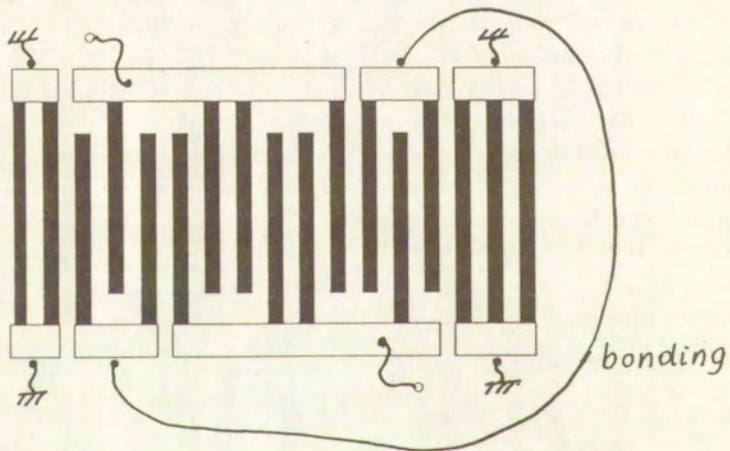
Oprzec się należy na ogólnych relacjach (11) oraz dodatkowo na prawach Kirchhoffa. Rozważmy dla przykładu, że dwie sąsiednie elektrody są połączone z jedną szyną przetwornika, a liczne elektrody sąsiednie - z drugą szyną. Poprzez te szyny przetwornik jest zasilany napięciem V ("dodatni biegun" napięcia zmiennego niech będzie na dwóch wybranych elektrodach, Rys.1.). Potencjały szyn względem "ziemi" nie są ustalone i wynoszą V^+ , V^- , odpowiednio prądy dopływające do elektrod wyznaczone przez relacje (11) sumują się na szynach i dają ich prądy całkowite (w kierunku do nich) odpowiednio I^+ i I^- . Prawa Kirchhoffa

$$V^+ - V^- = V, I^+ + I^- = 0, I = \frac{1}{2}(I^+ - I^-) \quad (14)$$

pozwalają na wyznaczenie potencjałów poszczególnych elektrod przetwornika i jego impedancję I/V .



Rys.2. Diagram przepływowi jednej sekcji periodycznych elektrod.



Rys.3. Przykład antysymetrycznego przetwornika N, wykorzystującego pojemnościowy dzielnik napięcia,

W omawianym przypadku licznych elektrod przetwornika podłączonych do dolnej szyny, oczywiście otrzyma się $V_- = 0$, $V^+ = V$, co było uwzględnione w relacji (12) określającej $H_N(f)$. Przedstawiona konfiguracja przetwornika N (nieliczne elektrody podłączone do V , "zanurzone w licznej grupie elektrod podłączonych do drugiej szyny przetwornika) jest często stosowana dla szerokopasmowych filtrów. Projektant wybiera, które elektrody i jak położone w grupie (np. dwie obok siebie, co trzecia itp.) dają satysfakcjonującą go funkcję $H_N(f)$, obliczoną powyżej. Może także zmienić okres elektrod (w obszarze całego przetwornika N), w tym przypadku, oprócz oczywistej zmiany we wzorze na H_N (zmienić Λ na Λ_N), należy także zastąpić Y pierwszym wierszu (12) przez średnią geometryczną admittancji elektrod przetworników N i A (to jest przez $\sqrt{YY_N}$).

Ciągle w ramach jednolitego periodycznego układu elektrod w przetworniku N, projektant może wybrać antysymetryczny układ elektrod podłączonych do szyn przetwornika N (Rys.3.). W tym przypadku relacje (14) dadzą $V^+ = -V^- = V/2$ tak, że elektrody przetwornika N będą mieć potencjały $V\alpha_n$, gdzie α_n jest równe $1/2$, $-1/2$ lub 0 w zależności od tego czy n -ta elektroda połączona jest do górnej, dolnej szyny, lub jest podłączona do obudowy (uziemiona).

Korzystne jest, ze względu na eliminację sygnału "bezpośredniego" (elektromagnetycznego), zasilanie przetworników przez transformatory w.c.z., których przekładnia jest dobrana dla lepszego dopasowania przetworników do obciążenia. Stosując pewien układ "mostka" [5], eliminuje się bezpośredni sygnał fałszywy w szerokim paśmie częstotliwości.

Dalsza inwencja projektanta dotyczyć może zastosowania zasilania elektrod poprzez pojemności międzyelektrodowe [12] itp. Podane relacje w każdym przypadku pozwalają na obliczenie potencjałów elektrod i charakterystyki częstotliwościowej $H_N(f)$. Regułą wyboru przetwornika powinna być przede wszystkim jego prostota, gładka charakterystyka YH_N w paśmie pracy, w końcu kształt tej charakterystyki w miarę możliwości zbliżony do wymaganej charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowej filtra (ewentualne zniekształcenia amplitudowe i fazowe wnoszone przez przetwornik N zostaną w procesie obliczania przetwornika A usunięte).

Synteza przetwornika A

Relacja (13) wiąże nieznaną charakterystykę przetwornika A z żadaną charakterystyką filtru H . Łatwo wyznaczyć

$$H_A(f) = H(f) \frac{1 + j2\pi f R_o C_T}{Y(f) H_N(f)} \quad (15)$$

czyli

$$\sum_n w_m e^{-jr(f)m\Lambda} = H_z, \quad |f - f_0| < B/2 \quad (16)$$

gdzie wyraźnie zaznaczono zależność liczby falowej r od częstotliwości, H_z jest prawą stroną (15).

Zwykle $r = 2\pi f/v + \Delta r$, $\Delta r T v \ll 1$ ($T v$ jest w przybliżeniu długością filtru). Wówczas można relację (15) zapisać w przybliżeniu tak

$$\sum_m w_m e^{-j2\pi f m \Lambda / v} = H_z e^{j\Delta r v T [1/2 + (f - f_0)/B]} \quad (17)$$

gdzie prawa strona jest znana. Najczęściej, a praktycznie zawsze w przypadkach typowych linii dyspersyjnych i podłoża kwarcowego, można przyjąć H_z po prawej stronie (17) i tak dla uproszczenia będzie oznaczona ta funkcja w poniższych rozważaniach.

Lewa strona (17) jest szeregiem Fouriera, którego współczynniki w_m , opisujące kształt przetwornika A są poszukiwane. Muszą to być rzeczywiste liczby, w tym celu należy przyjąć, że (Rys.4.)

$$H_z(-f) = H_z^*(f) \quad (18)$$

Dla znalezienia w_m , czyli obliczenia odwrotnej transformaty Fouriera wykorzystany zostanie algorytm FFT [3].

W tym celu należy wybrać szerokość pasma częstotliwości $0 < f < f_{oo}$, wewnątrz którego mieści się (z pewnym "zapasem") niezerowa część funkcji $H_z(f)$, $f > 0$. Następnie należy wybrać pewną liczbę $N' = 2^{p-1}$, zapewniającą odpowiednią "dokładność" opisu funkcji $H_z(f)$ w wybranym paśmie $(0, f_{oo})$ przez regularnie wzięte próbki tej funkcji

$$H_k = (-1)^k H_z(k\Delta f), \quad \Delta f = f_{oo}/N', \quad k = 0, 1, 2, \dots, N' \quad (19)$$

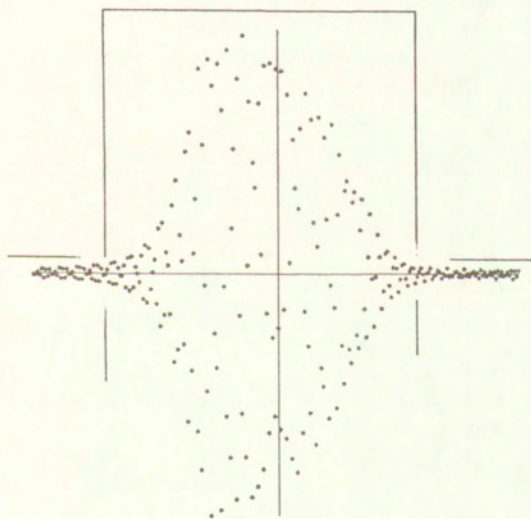
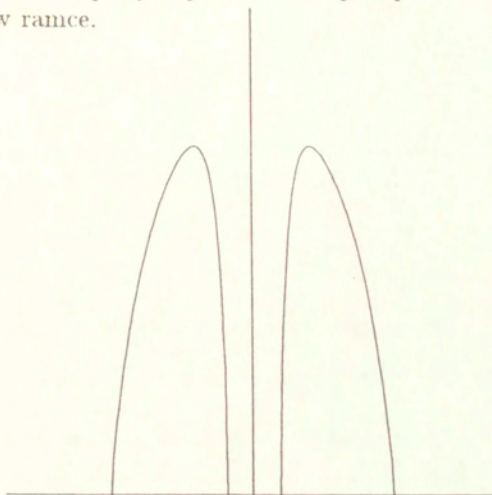
a następnie, zgodnie z (18), uzupełnić wektor H_k przez

$$H_{N-k} = H_k^*, \quad N = 2^p = 2N', \quad k = 0, 1, \dots, N' \quad (20)$$

Rys.4. Algorytm FFT w aplikacji do syntezy przetwornika A:

a) dyskretne żądane widmo apodyzacji,

b) wynikowa apodyzacja do realizacji w przetworniku, ograniczona do obszaru w ramce.



Przykładowy kod w FORTRANIE, którym obliczono dane do Rys.4)

```

COMPLEX Z(257)
DATA F00,F02,T0,B,T,F0,W,N/32.,64.,4.,15.,1.8,21.,1.,256/
c przykl.obl.przetw.'A': F02=2F00, T0=N/F02 *Z'A,dane:H=S(F) (8)
c przy wybr.przetw.'N': ;00000VV00000; o char HN(F), przyj. CT=0.
DF=1./T0
DO 1 I=1,N/2
Z(I)=(0.,0.)
F=(1-I)*DF
IF ((F-F0-B/2.)*(F-F0+B/2.).GE.0.) GOTO 1
A=2.*ACOS(0.)*(T/B)*(F-F0)**2
HN=(F/F0)*SIN(4.*ACOS(0.)*F/F02)**2
WH=.04+.96*COS(2.*ACOS(0.)*(F-F0)/B)
Z(I)=WH*(-1)**I*CMPLX(COS(A),-SIN(A))/HN
1 Z(N+2-I)=CONJG(Z(I))
WRITE(10,12) (I,CABS(Z(I)),I=1,256)
CALL FOUR1(Z,N,-1)
A=0.
DO 2 I=1,256
IF (A.LT.CABS(Z(I))) A=CABS(Z(I))
2 CONTINUE
WRITE(11,12) (I,W*REAL(Z(I))/A,I=1,256)
12 FORMAT(1X,14,F10.3)
END
c program cytowany za: W.H. PRESS, B.P. FLANNERY ET AL. "NUMERICAL RECIPES,"
CAMBR. UNIV. PRESS, 1986
SUBROUTINE FOUR1(DATA,NN,ISIGN)
REAL*8 WR,WI,WPR,WPI,WTEMP,THETA
DIMENSION DATA(*)
N=2*NN
J=1
DO 11 I=1,N,2
IF(J.GT.1)THEN
TEMPR=DATA(J)
TEMPI=DATA(J+1)
DATA(J)=DATA(I)
DATA(J+1)=DATA(I+1)
DATA(I)=TEMPR
DATA(I+1)=TEMPI
ENDIF
M=N/2
1 IF ((M.GE.2).AND.(J.GT.M)) THEN
J=J-M
M=M/2
GO TO 1
ENDIF
J=J+M
11 CONTINUE
MMAX=2
2 IF (N.GT.MMAX) THEN
ISTEP=2*MMAX
THETA=6.28318530717959D0/(ISIGN*MMAX)
WPR=-2.D0*DSIN(0.5D0*THETA)**2
WPI=DSIN(THETA)
WR=1.D0
WI=0.D0
DO 13 M=1,MMAX,2
DO 12 I=M,N,ISTEP
J=I+MMAX
TEMPR=SNGL(WR)*DATA(J)-SNGL(WI)*DATA(J+1)
TEMPI=SNGL(WR)*DATA(J+1)+SNGL(WI)*DATA(J)
DATA(J)=DATA(I)-TEMPR
DATA(J+1)=DATA(I+1)-TEMPI
DATA(I)=DATA(I)+TEMPR
DATA(I+1)=DATA(I+1)+TEMPI
12 CONTINUE
WTEMP=WR
WR=WR*WPR-WI*WPI+W
WI=WI*WPR+WTEMP*WPI+WI
13 CONTINUE
MMAX=ISTEP
GO TO 2
ENDIF
RETURN
END

```

Zastosowanie algorytmu FFT do zadanego wektora zespolonego o długości N da w wyniku liczby rzeczywiste w'_k , które po unormowaniu do połowy założonej apertury przetwornika $W/2$ i po "wycięciu" odpowiedniej grupy liczb z wektora o długości N , da szukany "kształt" przetwornika w_m ($|w_m| \leq W/2$ po w/w normalizacji). Dla ułatwienia obliczeń zastosowano mnożnik $(-1)^k$ w (19) co powoduje, że mające zasadnicze znaczenie elementy wektora w_k położone są wokół $k = N/2 = N'$. Poza pewnym przedziałem (spójnym) wokół tego indeksu, wartości w_k będą małe, wychodzące poza zakres wartości możliwych do odwzorowania przez "pattern-generator" przy rysowaniu maski filtru. Przedziały po obu stronach $k = N'$, dla których w_k są tak małe, zostaną całkowicie zaniebane. W ten sposób "wycięto" pewien środkowy obszar z wektora w_k , który zostanie uznany za "kształt" przetwornika, Rys.4. Przyjmuje się nawet wyższe ograniczenie: w kształcie przetwornika zachowuje się tylko ten (jedno-spójny) przedział, w którym $|w_k| \geq \Delta/2$, gdzie Δ jest odstępem pomiędzy dolną a górną częścią elektrody przetwornika apodyzowanego (zwykle równą szerokości elektrod $\Lambda/2$).

Z relacji (17) wynika, że krok czasowy w zastosowanym wyżej algorytmie FFT wynosi $\Delta t = 1/(2f_{oo})$ co oznacza, że elektrody przetwornika położone są w odstępach

$$\Lambda = \frac{v}{2f_{oo}} \quad (21)$$

Określa to okres elektrod przetwornika na podstawie wyboru f_{oo} .

Zauważmy, że zaprojektowany przetwornik będzie pracował w dwóch pasmach: wokół częstotliwości $f_o < f_{oo}$ (o ile wybrano właściwie f_{oo}), a także wokół częstotliwości $2f_{oo} - f_o$, co jest konsekwencją (18). Właściwy wybór f_{oo} zapewnia dostateczny odstęp między tymi pasmami (uwzględniając szerokość pasma filtru B) taki, aby pasmo górne (pasożytnicze w zastosowanej to metodzie syntezy filtru) można było usunąć albo przez odpowiednie dalsze układy elektroniczne, albo, przynajmniej częściowo, poprzez odpowiedni wybór konfiguracji przetwornika N (może to wymagać zastosowania innego okresu elektrod w tym przetworniku). Łatwo zauważyć, że wybór f_{oo} z dużym "zapasem" prowadzi do niepożądanego utrudnienia technologii z powodu zbyt małego Λ (w pewnych konstrukcjach rozważa się możliwość wykorzystania pasma górnego dla zwiększenia okresu elektrod przetwornika [11]).

Podany wyżej algorytm pozwala otrzymać poprawne rezultaty co nie oznacza, że jest optymalny. Stosowane są na przykład bardziej odpowied-

nie funkcje "okna" dla "wycinania" partii w_k z w/w obliczonego wektora w'_k , optymalizuje się długości elektrod przetworników za pomocą metod rozwiniętych w dziedzinie filtrów cyfrowych FIR itp.

Analiza wyników

Obliczony filtr, przed oddaniem do wykonania, powinien zostać przeanalizowany numerycznie i w ten sposób sprawdzony. Można to zrobić na podstawie przedstawionych wyżej relacji, uzyskując wyniki w ramach zastosowanego tu modelu. Zaleca się przeanalizowanie własności filtru w całym zakresie częstotliwości $(0, 2f_{00})$. Głębsza analiza, uwzględniająca efekty pasożytnicze związane z opornością i sprężystością elektrod, dyfrakcją itp. wymagać będzie oczywiście bardziej zaawansowanych metod teoretycznych i odpowiedniego doświadczenia w dziedzinie techniki fal powierzchniowych ponieważ wkracza głęboko w fizykę i matematykę stosowanych tu zjawisk [13]. Jednak analiza przeprowadzona na podstawie podanych tu zależności pozwala ocenić parametry konieczne do uruchomienia dalszych prac w ramach całego projektu aplikacyjnego filtrów dyspersyjnych z falą powierzchniową.

Zakończenie

Podany wyżej "przepis" na projekt dyspersyjnej linii opóźniającej nie powinien zostać uznany za "banalnie" łatwy i pozwalający na odpowiedzialne podejmowanie zobowiązań w tym zakresie przez niedoświadczonych inżynierów. Autor mocno sugeruje skorzystanie z usług doświadczonych w tematyce inżynierów z wymienionych w artykule instytucji i uczelni. Artykuł ma jednak przybliżyć tematykę inżynierom zajmującym się systemami, co posłuży lepszemu porozumieniu między projektantami podzespołów i układów. Artykuł ułatwi też, być może, wejście w tematykę filtrów z falą powierzchniową tym, którzy chcą tę dziedzinę uczynić swoją specjalnością.

W kraju są możliwości wykonania filtrów z falą powierzchniową. Oto lista rzetelnych profesjonalistów i instytucji, z którymi autor owocnie współpracował, podana tutaj dla ułatwienia pracy w dziedzinie:

Instytut Technologii Elektronowej, 02-668 Warszawa, ul. Lotników 32/48,
inż. Zygmunt Grzybowski, Zakład Masek - maski,

Instytut Technologii Materiałów Elektronicznych, 01-919 Warszawa, ul. Wólczyńska 133,
inż. Zygmunt Dobrzański, Zakład Podzespołów Elektronicznych - fotolitografia,
dr Zygmunt Łuczyński, Zakład Materiałów Tlenkowych - kryształy piezoelektryczne,

Wojskowa Akademia Techniczna, 00-908 Warszawa-Bemowo,
dr Jerzy Filipiak, Zakład Akustyki Fizycznej - sygnały "chirp," technika filtrów dyspersyjnych i pomiarów,

Przemysłowy Instytut Telekomunikacji, 00-991 Warszawa, ul. Polygonowa 30,
inż. Zofia Czwartacka, Zakład Techniki Mikrofalowej - układy elektroniczne i miernictwo,

Amepol, 91-006 Łódź, ul Podrzeczna 19 - pasty przewodzące,

i na koniec instytucja autora:

Instytut Podstawowych Problemów Techniki PAN, 00-049 Warszawa, ul. Świętokrzyska 21,
Zakład Teorii Fal Elektromagnetycznych, tel. 269802, fax 269815 - teoria i technika podzespołów z falą powierzchniową.

Podziękowanie

Autor dziękuje prof. Henrykowi Frąckiewiczowi i doc. Andrzejowi Nowickiemu z IPPT oraz dr Jerzemu Filipiakowi z WAT za zachętę do napisania tej pracy w celu upowszechnienia rezultatów wieloletniej pracy badawczej autora i współpracowników oraz części wyników uzyskanych przez autora w ramach sformułowanego z udziałem dr Jana Krzysztofa Frąckowiaka Grantu KBN nr 312129101 "Analiza struktur powierzchniowych piezoelektroniki."

Literatura

1. E. Danicki, Unified theory of interdigital transducers and SAW reflectors, *J. Techn. Phys.*, **21** (1980), 237-253,
2. E. Danicki, J. Filipiak, Dyspersyjna linia opóźniająca z przetwornikami międzypalczastymi o równo odległych elektrodach, *Elektronika*, **25,9** (1984), 25-28,
3. W.H. Press et al., *Numerical Recipes*, Cambr. Univ. Press, 1986,
4. E. Danicki, J. Filipiak, A. Kawalec, SAW dispersive delay lines utilizing apodized IDT with periodic electrodes, *El.Lett.*, **22** (1986), 976-967,
5. E. Danicki, J. Filipiak, Mostkowa metoda eliminacji sygnału bezpośredniego w filtrach z akustyczną falą powierzchniową, *Elektronika*, **23,10-12**, (1982), 30-31,
6. C.E. Cook, M. Bernfeld, *Radar Signals*, Acad. Press, 1967,
7. E. Danicki, J. Filipiak, M. Oręziak, Analizator widma z akustyczną falą powierzchniową, *Elektronika*, **19,3** (1978), 106-107,
8. E. J. Filipiak, A. Kawalec, E. Danicki, Wide-band SAW dispersive filter with a flat amplitude response, *Ultrasonics*, **28** (1990), 355-357,
9. D.P. Morgan, *Surface Wave Devices for Signal Processing*, Elsevier, 1985,
10. A.A. Oliner, *Acoustic Surface Waves*, Springer-Verlag, 1978,
11. J. Filipiak, rozprawa habilitacyjna, WAT, 1993 (w druku),
12. E. Danicki, Pojemnościowy sposób kształtowania charakterystyki amplitudowej międzypalczastego przetwornika akustycznych fal powierzchniowych, *Biul. WAT*, **24** (1975), 59-67
13. E. Danicki, Analysis of narrow-band dispersive interdigital transducers by scattering-matrix method for periodic metal strips, *Arch.Ac.*, **13** (1988), 237-253.