

FILTRY Z AFP O DWÓCH APODYZOWANYCH PRZETWORNIKACH MIĘDZYPALCZASTYCH

Piotr Nagłowski, Elżbieta Dąbrowska

Opisano matematyczny model filtru zawierającego dwa przetworniki apodyzowane i sprzęgacz. Opisano metodę znajdowania wszystkich zer wielomianu wysokiego stopnia i rozdzielenia tych zer na dwa wielomiany określające geometrię wejściowego i wyjściowego przetwornika. Przedstawiono wyniki eksperymentalnych modeli filtrów i wnioski dotyczące metod montażu opracowanego filtru.

WSTĘP

W ostatnich latach w ITME opracowano i rozwinięto metody projektowania filtrów transwersalnych o strukturze "in-line", tzn. filtrów zawierających dwa umieszczone naprzeciw siebie przetworniki międzypalczaste. W filtrach tych przetwornik nadawczy jest przetwornikiem apodyzowanym, a przetwornik odbiorczy jest przetwornikiem prostym. Filtry tego typu, produkowane w ITME przede wszystkim do zastosowań w odbiornikach telewizyjnych, charakteryzują się niską ceną ze względu na małe wymiary podłoża. Jednak ich selektywność jest ograniczona głównie przez obecność w materiale piezoelektrycznym fal objętościowych.

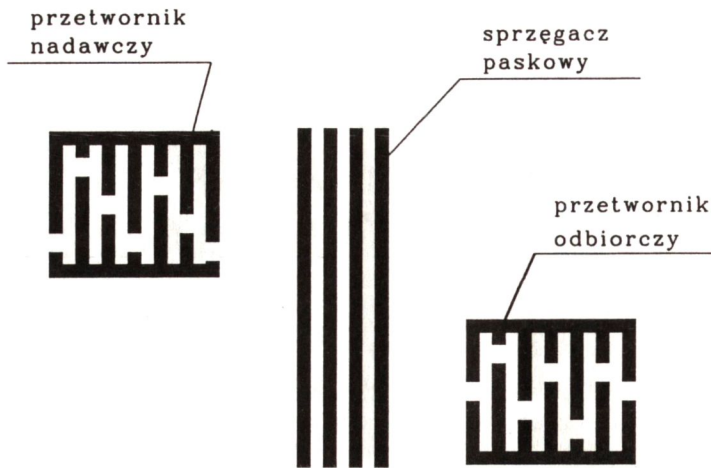
Najwyższą selektywność można osiągnąć stosując strukturę zawierającą dwa przetworniki apodyzowane i sprzęgacz pomiędzy nimi. Przetworniki te nie są umieszczone naprzeciw siebie, wobec tego fale objętościowe wzbudzone w nadajniku nie są odbierane przez odbiornik.

W niniejszym artykule przedstawiono najważniejsze teoretyczne i eksperymentalne wyniki uzyskane w trakcie prac nad nowym typem filtru.

MODEL MATEMATYCZNY FILTRU

Na Rys. 1 przedstawiono schematycznie konfigurację przetworników filtru zawierającego sprzęgacz paskowy.

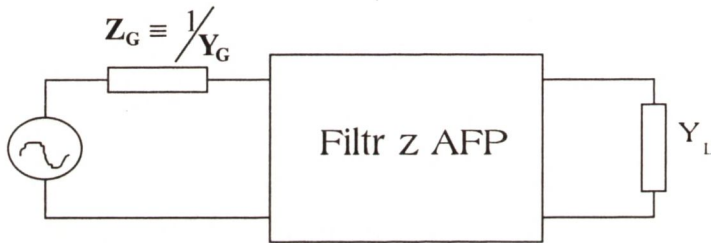
Instytut Technologii Materiałów Elektronicznych
ul. Wólczyńska 133, 01-919 Warszawa



Rys.1. Konfiguracja przetworników w filtrze ze sprzęgaczem paskowym.

Fig.1. MSC SAW filter configuration.

Opracowując model matematyczny takiego filtra założono, iż filtr jest sterowany sinusoidalnie zmiennym źródłem napięciowym o pewnej wewnętrznej impedancji ($Z_G \equiv 1/Y_G$), a jego obciążenie stanowi zespolona admitancja Y_L (Rys. 2.)



Rys.2. Układ aplikacyjny filtra z AFP.

Fig.2. SAW filter application circuit.

Założono także, że filtr jest reprezentowany przez macierz admitancyjną o elementach Y_{ij} ($i, j = 1, 2$). Zachowanie filtra w układzie opisuje transmitancja zdefiniowana jako stosunek zespolonych amplitud: napięcia wyjściowego i napięcia generatora. Jeśli zaniedbać pasożytniczy sygnał trzeciego echa, to transmitancję filtra można wyrazić następującym wzorem [1]:

$$H(\omega) = F_{in} \cdot Y_{21} \cdot F_{out} \quad (1)$$

w którym

$$F_{in} = \frac{Y_G}{Y_{11} + Y_G},$$

$$F_{out} = \frac{-1}{Y_{22} + Y_L}.$$

Decydujące znaczenie dla transmitancji ma transadmitancja filtra (Y_{21}). Czynniki F_{in} i F_{out} reprezentują odpowiednio wpływ admitancji sterującej i admitancji obciążenia na transmitancję.

Opracowany algorytm syntezy filtrów ze sprzęgaczem wymagał wprowadzenia pewnych założeń upraszczających. W szczególności założono, że admitancja sterująca i obciążenia są dużo większe co do modułu niż odpowiednio: wejściowa i wyjściowa admitancja filtra. Dodatkowo założono, iż obciążenie jest czysto rezystancyjne ($Y_L = 1/R_L$). Przy tych założeniach wzór (1) przyjmuje uproszczoną postać:

$$H(\omega) = -R_L \cdot Y_{21} \quad (2)$$

Modelując zjawiska fizyczne związane z generacją i detekcją AFP w przetworniku międzypalczystym, a także zjawiska towarzyszące propagacji fali powierzchniowej w obszarze sprzęgacza paskowego użyto teorii quasistatycznej [2]. Pominięto zjawiska krańcowe zarówno w przetwornikach jak i w sprzęgaczu [2]. Zaniedbano również zjawisko dyfrakcji AFP.

Przeprowadzona analiza doprowadziła do uzyskania następującego wyrażenia opisującego transmitancję filtra:

$$H(\omega) = R \cdot \sum_{i=0}^{N-2} a_i z^i \sum_{i=0}^{M-2} b_i z^i \quad (3)$$

w którym:

R - oznacza pewną wolnozmienną funkcję częstotliwości zależną od parametrów sprzęgacza, a także od okresu struktury (p) i szerokości elektrod w przetwornikach międzypalczystych,

$z = e^{-jkp}$ (k oznacza liczbę falową),

a_i, b_i - oznaczają wielkości zachodzeń elektrod odpowiednio w przetworniku nadawczym i odbiorczym,

N, M - oznaczają liczbę elektrod odpowiednio w przetworniku nadawczym i odbiorczym.

Iloczyn dwóch wielomianów jest również wielomianem. Tak więc transmitancja może być wyrażona wzorem:

$$H(\omega) = R \cdot \sum_{i=0}^K c_i z^i \quad (4)$$

gdzie

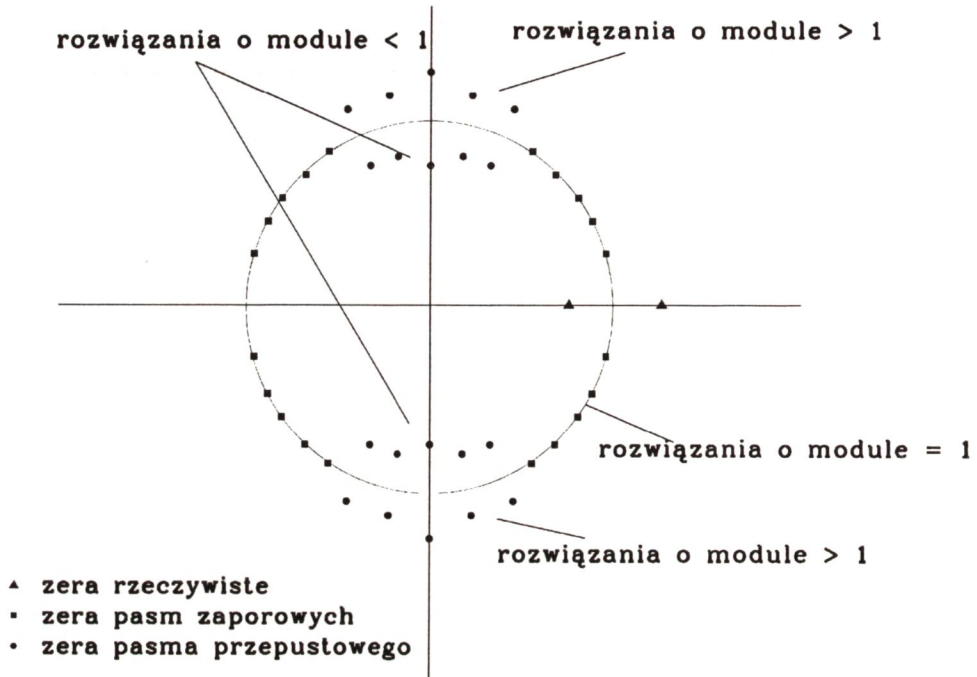
$$K = N + M - 4.$$

W pierwszym kroku opracowanego algorytmu syntezy filtrów z AFP o liniowej charakterystyce fazowej obliczane są parametry sprzęgacza paskowego, tak aby zapewnić pełny przekaz energii między przetwornikami przy częstotliwości środkowej filtra.

Następnie dobierany jest okres struktury i szerokość elektrod w przetwornikach. W tym momencie można już wyznaczyć wartość funkcji "R" dla dowolnej częstotliwości.

W kolejnym kroku, w celu aproksymacji pożądanej charakterystyki amplitudowej

filtru, stosowany jest algorytm Remeza, który umożliwia wyznaczenie współczynników c_i ($i=0, 1, \dots, K$). Następnie znajdują się wszystkie zera wielomianu. W ostatnim kroku algorytmu dokonuje się faktoryzacji wielomianu na dwa wielomiany odpowiadające obu przetwornikom filtru. Współczynniki a_i i b_i tych wielomianów są proporcjonalne do zachodzeń elektrod w tych przetwornikach.



Rys.3. Przykładowy rozkład zer - rozwiązań równania 44-go stopnia.

Fig.3. Zeroes of a filter with 44 overlaps.

Kluczowym problemem w przedstawionej metodzie jest znalezienie wszystkich pierwiastków wielomianu wysokiego stopnia.

Poszukiwane zera wielomianu można podzielić na dwie grupy [3]:

Z_j^Z - odpowiadające pasmu zaporowemu,

Z_j^P - odpowiadające pasmu przepustowemu (Rys. 3).

Mamy $Z_j^Z = 1$, a ze względu na to, iż współczynniki c_i są rzeczywiste, każdemu zeru Z_j^Z odpowiada inne zero: $\frac{1}{Z_j^Z} = Z_j^{Z*}$.

Ponieważ współczynniki c_i są rzeczywiste i ze względu na symetrię rozważanego wielomianu zera Z_j^P występują czwórkami, a każdemu zeru Z_j^P odpowiadają trzy dodatkowe: Z_j^{P*} , $1/Z_j^P$, $1/Z_j^{P*}$.

Zera wielomianu odpowiadające pasmom zaporowym filtra znajduje się, traktując ten wielomian jako funkcję pulsacji ω . Obliczając wartość wielomianu w punktach gęstej siatki częstotliwości, pokrywającej przedział $\langle 0, 2\pi \rangle$ lokalizuje się wszystkie przedziały, w których wielomian ten zmienia znak. W każdym z tych przedziałów stosuje się metodę siecznych dla znalezienia dokładnego przybliżenia szukanego zera.

Pozostałe pierwiastki znajduje się przy zastosowaniu metody Laquerre'a. Aby poprawić dokładność obliczeń zrezygnowano z przeprowadzenia deflacji wielomianu (sukcesywnej redukcji jego stopnia w miarę znajdowania kolejnych pierwiastków). Kolejne pierwiastki wyszukiwane są poprzez losową generację punktu startowego, od którego rozpoczyna pracę algorytm Laquerre'a.

PROJEKT FILTRU

W celu sprawdzenia poprawności opracowanego modelu matematycznego i przedstawionej metody projektowania postanowiono opracować filtr o częstotliwości środkowej 70 MHz i szerokości pasma przepustowego 30 MHz. Filtr ten jest podobny do filtra FP-7030C [4] o strukturze "in-line", który charakteryzuje się niezbyt wysokim tłumieniem w obszarze prawego pasma zaporowego, spowodowanym występowaniem fal objętościowych. Za materiał podłoża przyjęto ogólnie stosowany w filtrach telewizyjnych niobian litu o orientacji $128^\circ YX$.

Do wielu wstępnych krokach ostatecznie okazało się, że oczekiwaną charakterystykę amplitudową można opisać wielomianem stopnia 86, w którym były 2 pierwiastki rzeczywiste. Poza tym posiadał on 60 pierwiastków na kole jednostkowym (2 x 16 pierwiastków odpowiadających lewemu pasmu zaporowemu i 2 x 14 pierwiastków odpowiadających prawemu pasmu zaporowemu) i 4 x 6 pierwiastków odpowiadających pasmu przepustowemu. W związku tym istnieje szereg wariantów rozwiązania (przydziału znalezionych zer do dwóch wielomianów odpowiadających przetwornikom międzypalczastym filtru). W tym przypadku: 4 możliwości przydziału zer rzeczywistych przydział zera pasma zaporowego o najmniejszym argumentie do jednego lub drugiego wielomianu (wszystkie zera pasma zaporowego są przydzielane do wielomianów naprzemiennie), arbitralny przydział zer odpowiadających pasmu przepustowemu.

Przykładowy przydział zer (poza rzeczywistymi) pokazuje poniższy schemat, będący odzwierciedleniem górnej części płaszczyzny zespolonej z Rys. 3: (A wskazuje na pierwiastek w pierwszym wielomianie, B - pierwiastek w drugim wielomianie)

A A A B B B (moduł >1, zera przydzielane dowolnie)

BABA...BABA

(duże argumenty, moduł=1,
zera naprzemiennie)

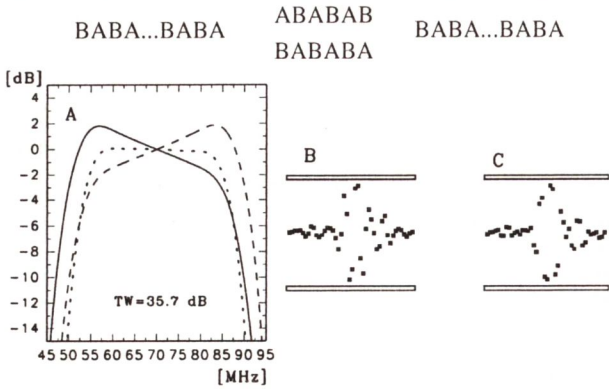
BABA...BABA

(małe argumenty, moduł = 1,
zera naprzemiennie)

B B B A A A (moduł <1, zera przydzielane dowolnie)

Dwa pierwiastki rzeczywiste w Podział pozosta-
 wielomianie A. Podział pozosta-
 tycznych zer wg schematu:

Both real zeroes assigned to the po-
 lynomial A. The remaining zeroes as-
 signed according to the diagram:

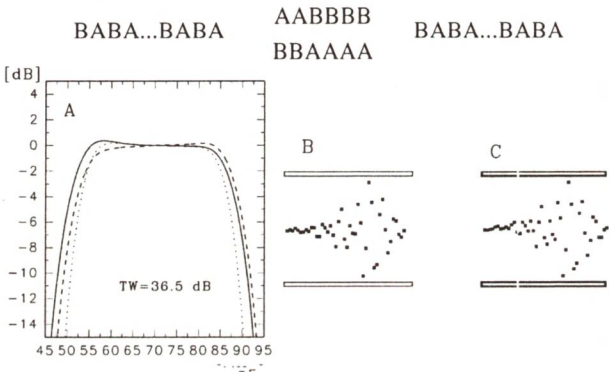


Rys. 4. A - (—) funkcja przeno-
 szenia nadajnika, (---) funkcja przeno-
 szenia odbiornika, (••••) charak-
 terystyka amplitudowa filtru;
 B - pozycje przerw elektrod w nadaj-
 niku, C - pozycje przerw elektrod w
 odbiorniku.

Fig. 4. A - (—) amplitude respon-
 se of the input IDT, (---) amplitu-
 de response of the output IDT,
 (••••) overall amplitude response of
 the filter;
 B - geometry of the input transducer;
 C - geometry of the output transducer.

Dwa pierwiastki rzeczywiste w Podział pozosta-
 wielomianie A. Podział pozosta-
 tycznych zer wg schematu:

Both real zeroes assigned to the po-
 lynomial A. The remaining zeroes as-
 signed according to the diagram:

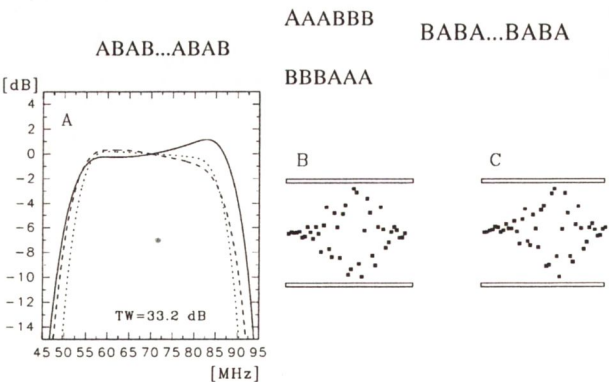


Rys. 5. A - (—) funkcja przeno-
 szenia nadajnika, (---) funkcja przeno-
 szenia odbiornika, (••••) charak-
 terystyka amplitudowa filtru;
 B - pozycje przerw elektrod w nadaj-
 niku; C - pozycje przerw elektrod w
 odbiorniku.

Fig. 5. A - (—) amplitude respon-
 se of the input IDT, (---) amplitu-
 de response of the output IDT,
 (••••) overall amplitude response of
 the filter;
 B - geometry of the input transducer;
 C - geometry of the output transducer.

Dwa pierwiastki rzeczywiste w Podział pozosta-
 wielomianie B. Podział pozosta-
 tycznych zer wg schematu:

Both real zeroes assigned to the po-
 lynomial B. The remaining zeroes as-
 signed according to the diagram:

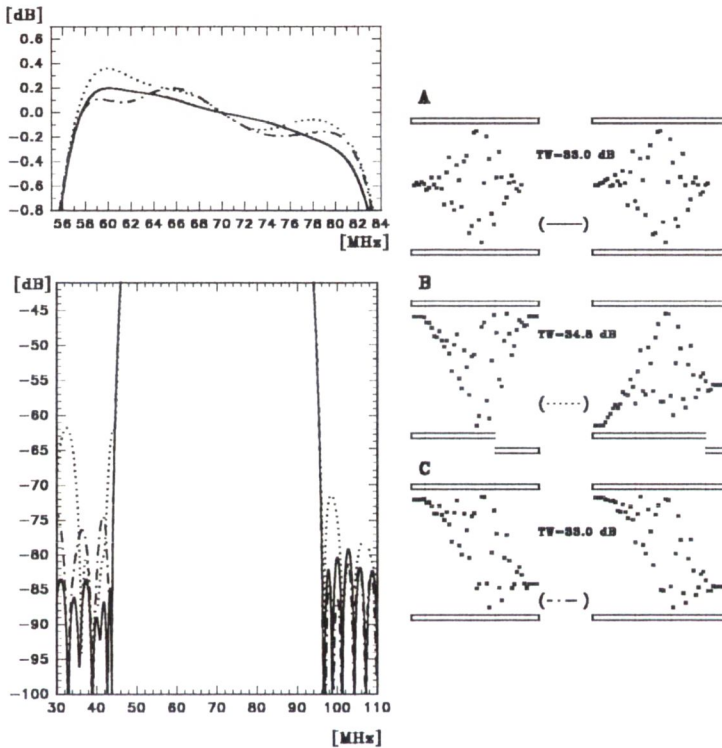


Rys. 6. A - (—) funkcja przeno-
 szenia nadajnika, (---) funkcja przeno-
 szenia odbiornika, (••••) charak-
 terystyka amplitudowa filtru;
 B - pozycje przerw elektrod w nadaj-
 niku; C - pozycje przerw elektrod w
 odbiorniku.

Fig. 6. A - (—) amplitude respon-
 se of the input IDT, (---) amplitu-
 de response of the output IDT,
 (••••) overall amplitude response of
 the filter;
 B - geometry of the input transducer;
 C - geometry of the output transducer.

Kilka z możliwych rozwiązań pokazano na Rys. 4, 5 i 6. Pokazano na nich geometrię przetworników, wygląd funkcji przenoszenia przetworników i teoretyczną charakterystykę amplitudową w zakresie pasma przepustowego. Na Rys. 5. widać przesunięcie apodyzacji obu przetworników w prawo, przy wyrównanych funkcjach przenoszenia nadajnika i odbiornika. Na Rys. 4 i 6 przy bardziej symetrycznych apodyzacjach przetworników, funkcje przenoszenia nadajnika i odbiornika są bardziej zafalowane w obszarze pasma zaporowego.

Dla projektowanego filtra do dalszych obliczeń zostały wybrane wielomiany, dla których oba pierwiastki rzeczywiste znalazły się w wielomianie B, a pozostałe zera zostały przydzielone wg schematu przedstawionego powyżej.



Rys.7. Teoretyczne charakterystyki amplitudowe filtrów przy przydziale zer rzeczywistych do wielomianu B, a pozostałych zer wg schematu:

AAABBB
 ABAB...ABAB BABA...BABA
 BBBAAA

przy różnej apodyzacji: A - prostej, B - typu V, C - skośnej.

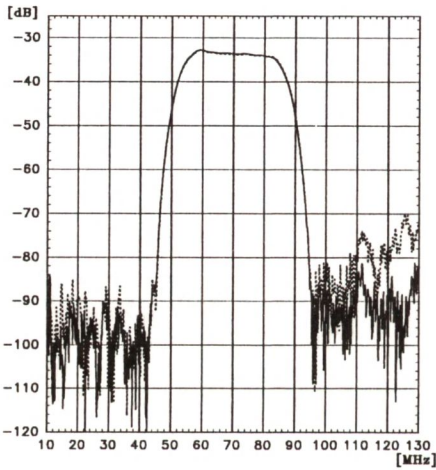
Fig.7. Theoretical amplitude responses corresponding to the assignment of the real zeroes to the polynomial B and the remaining zeroes according to the diagram:

A - simple apodization, B - "V type" apodization, C - slanted apodization.

Taka konfiguracja gwarantowała, przy założonej aperturze najmniejszą tłumienność wtrąceniową. Na tym etapie mamy możliwość modyfikacji apodyzacji przetworników (apodyzacja prosta, skośna lub typu V). Rys. 7 pokazuje jak apodyzacja wpływa na wygląd charakterystyki amplitudowej. Ostatecznie zdecydowano się na wariant A z Rys. 7. Oprócz najmniejszej tłumienności wtrąceniowej charakteryzował się on najbardziej równomierną charakterystyką amplitudową w paśmie przepustowym i wysokim tłumieniem w pasmach zaporowych. Charakterystyka amplitudowa w obszarze pasma przepustowego jest nachylona wskutek wpływu impedancji zewnętrznych.

WYNIKI EKSPERYMENTALNE

Po wykonaniu modeli filtrów okazało się, że na przebieg charakterystyki amplitudowej w istotny sposób wpływa przyjęta technologia montażu filtrów. Wyższe tłumienie w pasmach zaporowych uzyskuje się przy wprowadzeniu rowkowania spodniej strony płytki podłożowej (Rys. 8), oraz przy wklejaniu struktur filtrowych



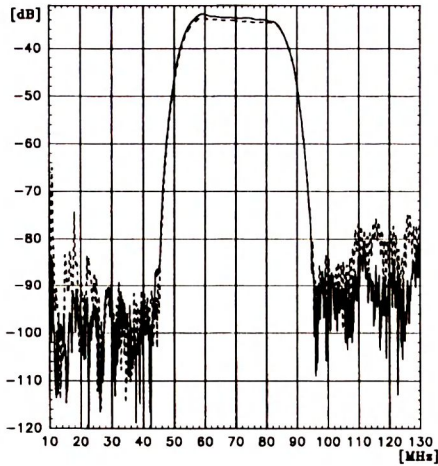
Rys.8. Charakterystyki amplitudowe filtra sprzęgaczowego FP-7030E wklejanego pastą przewodzącą:

- (—) filtr rowkowany,
- (---) filtr nierowkowany.

Fig.8. Amplitude responses of the FP-7030E filter bonded with conductive epoxy resin :

- (—) grooved,
- (---) ungrooved.

(chipów) na przepusty obudowy pastą przewodzącą, a nie epidianem tak jak robi się to w przypadku filtrów telewizyjnych (Rys. 9). Duże znaczenie ma również sposób nakładania wytłumiacza na struktury filtrowe (chipy), celem którego jest zredukowanie pasożytniczych sygnałów odbitych. Na Rys. 10 pokazano charakterystyki amplitudowe filtra prawidłowo wytłumionego i niewytłumionego. Tłumienie nie tylko wyrównuje zafalowanie pasma przepustowego, ale w znacznym stopniu obniża (o około 15 dB) przebieg charakterystyki amplitudowej w obszarze prawego pasma zaporowego. Na rysunku tym pokazano również charakterystykę amplitudową filtra zalanego żywicą. Pozwala to ocenić wpływ fal objętościowych i przesłuchu elektromagnetycznego na charakterystykę amplitudową filtra. Widoczne jest, że fala objętościowa

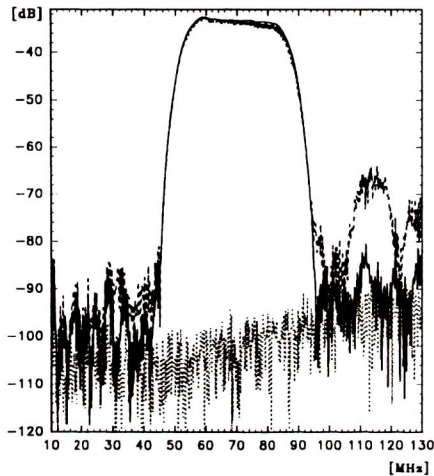


Rys. 9. Charakterystyki amplitudowe filtra sprzęgaczowego FP-7030E:

(—) filtr wklejany pastą przewodzącą, rowkowany,
(---) filtr wklejany epidianem, rowkowany.

Fig. 9. Amplitude responses of the FP-7030E filter with grooved chip backside:

(—) conductive die bonding glue,
(---) nonconductive die bonding glue.

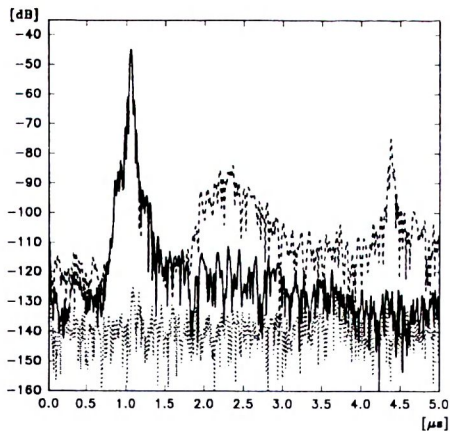


Rys. 10. Charakterystyki amplitudowe filtra sprzęgaczowego FP-7030E:

(—) prawidłowo wytłumionego,
(---) niewytłumionego,
(•••) zalanego żywicą.

Fig. 10. Amplitude responses of the FP-7030E filter:

(—) damped correctly,
(---) undamped,
(•••) covered with epoxy resin.

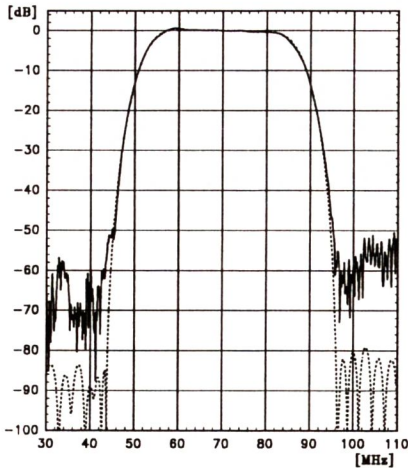


Rys. 11. Charakterystyki impulsowe filtra sprzęgaczowego FP-7030E:

(—) prawidłowo wytłumionego,
(---) niewytłumionego,
(•••) zalanego żywicą.

Fig. 11. Pulse responses of the FP-7030E filter:

(—) damped correctly,
(---) undamped,
(•••) covered with epoxy resin.



Rys. 12. Charakterystyki amplitudowe filtra sprzęgaczowego FP-7030E:

(—) doświadczalna,
 (---) teoretyczna.

Fig. 12. Amplitude responses of the FP-7030E filter:

(—) experimental,
 (---) theoretical.

w filtrze sprzęgaczowym nie degraduje charakterystyki amplitudowej, pozwala to projektować filtry o lepszym tłumieniu w pasmach zaporowych.

Rys. 11 przedstawia odpowiedź impulsową filtra wytłumionego i niewytłumionego. W filtrze niewytłumionym widoczne są duże sygnały fałszywie odbite. Przy czasie $\sim 4.5 \mu\text{s}$ sygnały są spowodowane głównie odbiciami fal od krawędzi od strony nadajnika. Pomiędzy ~ 2 a $3 \mu\text{s}$ sygnały są spowodowane głównie odbiciami od krawędzi od strony odbiornika. Odpowiedź impulsowa filtra całkowicie zalanego żywicą wskazuje na niski poziom fal objętościowych w filtrze.

Na Rys. 12 przedstawiono charakterystyki amplitudowe teoretyczną i eksperymentalną. Wysokie tłumienie w pasmach zaporowych, które było celem podjętych prac zostało osiągnięte. Dla filtra o strukturze "in-line" FP-7030C wykonawcy gwarantowali tłumienie w prawym paśmie zaporowym nie większe niż 35 dB. Dla nowopowstałego filtra tłumienie w prawym paśmie zaporowym jest o 15 dB lepsze i wynosi około 50 dB. Różnice w pasmach zaporowych między teoretyczną a eksperymentalną charakterystykami amplitudowymi wynikają z nieuwzględnienia w matematycznym modelu filtra zjawisk drugiego rzędu, z których najważniejszym wydaje się dyfrakcja AFP.

PODSUMOWANIE

Została potwierdzona poprawność opracowanych nowych metod konstrukcji filtrów zawierających dwa apodyzowane przetworniki i sprzęgacz paskowy pomiędzy nimi. O dobrej zgodności opracowanego modelu z wynikami eksperymentalnymi świadczy m. in. niewielka różnica pomiędzy teoretyczną (33,0 dB) a zmierzoną (33,4 dB) wartością tłumienności wtrąceniowej. Uzyskano filtr o wysokim tłumieniu w pasmach zaporowych (około 50 dB).

BIBLIOGRAFIA

- [1] Nagłowski P.: Kompensacja efektów drugiego rzędu w filtrach z akustyczną falą powierzchniową przy użyciu metod optymalizacji z ograniczeniami. Rozprawa doktorska. Politechnika Warszawska 1991
- [2] Morgan D.P. : Surface - wave devices for signal processing. Amsterdam, Elsevier, 1985
- [3] Ruppel C. et al : A design for SAW - filters with multistrip couplers, 1984 Ultrasonics Symposium Proceedings, pp. 13 - 17
- [4] Dąbrowska E., Majewska H., Nagłowski P., Wróbel T.: SAW filters for digital radio communication systems (types FP-7010A and FP-7030C), Proceedings 8th Piezoelectric Conference Piezo'94, Zakopane, Poland

SAW FILTERS INCORPORATING TWO APODIZED INTERDIGITAL TRANSDUCERS

Summary

The mathematical model of a SAW filter incorporating two apodized interdigital transducers (IDTs) and a multistrip coupler has been formulated. The algorithm which enables us to find all the zeros of a high degree polynomial and to divide these zeros into two polynomials has been developed. The two a/m polynomials define input and output IDTs' geometry. Results concerning experimental filter models and assembly techniques have been presented.

ФИЛЬТРЫ НА ПАВ С ДВУМЯ АПОДИЗОВАННЫМИ ВСТРЕЧНО-ШТЫРЕВЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

Краткое содержание

Описана математическая модель фильтра с двумя аподизованными преобразователями и многополосным ответвителем. Представлен метод определения всех нулей многочлена высокой степени и разложение этих нулей на многочлены, которые определяют геометрию входного и выходного преобразователя. Представлены результаты экспериментальных моделей фильтров и способ их монтажа.