



# POLITECHNIKA KOSZALIŃSKA

## WYDZIAŁ ELEKTRONIKI

mgr inż. Artur Wezgraj

Wydział Elektroniki

Politechnika Koszalińska

### **Porównanie wybranych analogowych układów pracujących w trybie prądowym z ich odpowiednikami napięciowymi**

**Rozprawa doktorska przedstawiona  
Radzie Wydziału Elektroniki  
Politechniki Koszalińskiej**

**Promotor: Prof. dr hab. inż.  
Andrzej Guziński**

## Spis treści

Spis treści	2
Wykaz ważniejszych oznaczeń	5
<b>1. Wprowadzenie</b>	6
1.1 Wstęp	6
1.2 Teza i cel pracy	7
1.3 Treść pracy	8
<b>2. Specyfika przetwarzania sygnałów napięciowych i prądowych</b>	10
2.1 Właściwości sygnałów napięciowych i prądowych	12
<b>3. Metody porównania układów przetwarzających prądy i napięcia</b>	16
3.2 Funkcja celu w porównaniu układów	20
3.3 Kryteria oceny układów prądowych i napięciowych	24
3.3.1 <i>Wskaźniki różnicy amplitudy, fazy i częstotliwości</i>	24
3.3.2 <i>Pobór mocy ze źródeł zasilania</i>	25
3.3.3 <i>Wartość napięcia zasilania</i>	25
3.3.4 <i>Powierzchnia zajmowana przez układ</i>	26
3.3.5 <i>Dynamika układu, zakres sygnału wejściowego, rezystancje</i>	26
3.4 Przykład zastosowania metody porównania	27
<b>4. Projektowanie aktywnych filtrów prądowych</b>	29
4.1 Transformacja układów napięciowych w prądowe	32
4.1.1 <i>Transformacja układu dołączonego</i>	32
4.1.2 <i>Transformacja <math>\alpha = \sqrt{\frac{r}{sC}}</math></i>	41
4.1.3 <i>Transformacja 1:1</i>	44
4.2 Projektowanie układu prądowego na podstawie prototypu napięciowego	51
4.3 Wybór metody projektowania porównywanych układów prądowych	52
<b>5. Podstawowe bloki funkcjonalne prądowych filtrów aktywnych</b>	55
5.1 Koncepcje realizacji integratorów prądu	55
5.2 Wzmacniacze prądu	64
5.2.1 <i>Proste wzmacniacze prądu</i>	64
5.2.2 <i>Symetryczne wzmacniacze prądu</i>	72
5.3 Integratory prądu	78
5.3.1 <i>Integrator z symetrycznym wejściem i niesymetrycznym wyjściem</i>	78
5.3.2 <i>Integrator prądowy z symetrycznym wyjściem</i>	82
<b>6. Analogowe filtry CMOS pracujące w trybie prądowym</b>	86
6.1 Warunki projektowania filtrów	86

6.2	Wykonanie i warunki pomiarów filtrów aktywnych	88
6.3	Napięciowy filtr aktywny	91
6.4	Filtr aktywny projektowany na podstawie transformacji $1:1$	95
6.5	Filtr aktywny projektowany bezpośrednio z prototypu	97
6.6.	Właściwości analizowanych filtrów	98
<b>7.</b>	<b>Porównanie układów</b>	101
7.1.	Wzmacniacze	102
7.2.	Integratory	110
7.3.	Filtry aktywne	114
<b>8.</b>	<b>Podsumowanie i wnioski</b>	119
9.	Bibliografia	122
	Dodatki	126
A.	Schematy ideowe filtrów	127
B.	Projekty struktur filtrów	131
C.	Pliki do symulacji filtrów	133

## Wykaz ważniejszych oznaczeń

$A$	- zbiór wariantów rozwiązań, wzmocnienie, stosunek wymiarów tranzystorów
$\alpha$	- współczynnik skalujący lub wzmocnienie
$d_o$	- element zbioru wariantów
$\delta$	- poprawka na wzmocnienie
$\Delta, \Delta_i$	- wyznaczniki grafów
$\Delta H, \Delta \varphi, \Delta \omega$	- wskaźniki niezgodności charakterystyki amplitudowej, fazowej i pulsacji
$\Delta u_{we}, \Delta u_{wy}, \Delta i_{we}, \Delta i_{wy}$	- zakresy napięć i prądów wejściowych i wyjściowych
$\delta R_u, \delta R_i$	- wskaźniki rezystancji wejściowej i wyjściowej układów
$F$	- stosunek sygnału do szumu
$F_{cs}, F_{cnp}$	- sumacyjna i iloczynowa funkcja celu
$\Phi$	- kryterium nadrzędne
$g_m$	- transkonduktancja
$g_{mb}$	- transkonduktancja podłoże – dren w modelu tranzystora MOS
$H(s), H_u(s), H_i(s), H_{ui}(s), H_{iu}(s)$	- transmitancje operatorowe układu – ogólna, napięciowa, prądowa, napięciowo - prądowa, prądowo - napięciowa
$I_D$	- prąd drenu tranzystora MOS
$i_{we}, i_{wy}, u_{we}, u_{wy}$	- prądy i napięcia wejściowe, prądy i napięcia na wyjściu układów
$K, K^i, K''$	- współczynnik transkonduktancyjny w modelu tranzystora MOS
$k_u, k_i$	- wzmocnienie napięciowe, wzmocnienie prądowe
$k_i$	- wartość kryterium wyboru
$k_i^*$	- znormalizowana wartość kryterium wyboru
$\lambda$	- współczynnik modulacji długości kanału w modelu tranzystora MOS
$P_z$	- moc pobierana ze źródeł zasilania
$r_{ds}, r_{gs}$	- rezystancje dynamiczne dren – źródło i bramka – źródło w modelu małosygnałowym tranzystora MOS

$R, L, C, G$	- rezystancja, indukcyjność, pojemność, konduktancja
$r_{we}, r_{wy}, g_{we}, g_{wy}$	- małosygnalowe rezystancje wejściowa i wyjściowa układów, konduktancja wejściowa i wyjściowa układu
$S$	- powierzchnia zajmowana przez układ
$u_i(k_i)$	- funkcja preferencji kryterium $k_i$
$U_z$	- napięcie zasilania
$V_T$	- napięcie progowe tranzystora MOS
$V_{GS}, V_{DS}$	- napięcie bramka – źródło i dren - źródło w tranzystorze MOS
$W, L$	- szerokość i długość kanału tranzystora MOS
$w_i, \alpha_i$	- wagi kryterium
$\omega, \omega_i, \omega_d, \omega_g$	- pulsacja, pulsacja własna integratora, dolna pulsacja graniczna, górna pulsacja graniczna
$\Omega$	- zbiór wymagań nakładanych na układy
$X(s), Y(s)$	- wymuszenie i odpowiedź układu
$Y$	- admitancja dwójnika
$y_{11}, y_{12}, y_{21}, y_{22}$	- parametry admitancyjne czwórnika
$z_u, z_i$	- wskaźniki dopuszczalnego zakresu sygnału wejściowego

# 1. Wprowadzenie

## 1.1 Wstęp

W układach analogowych, w tym w filtrach aktywnych, do końca lat osiemdziesiątych przetwarzanymi sygnałami były prawie wyłącznie napięcia [2], [6], [15], [22], [30], [37], [42], [45].

Rozwój technologii układów scalonych MOS, a w szczególności zmniejszenie rozmiarów tranzystorów wymusił przeskalowanie ich rozmiarów, a w konsekwencji zmniejszenie wartości napięć zasilających aby zapobiec przebiciu coraz cieńszej warstwy tlenu bramki tranzystora. Zmniejszenie wartości napięcia zasilania pogorszyło parametry układów przetwarzających napięcia w szczególności dynamikę, pasmo częstotliwościowe, szybkość działania, stosunek sygnału do szumu itp.[4], [56].

Tranzystory mają właściwości nieidealnych źródeł prądowych sterowanych napięciem. Przyjmując, że przetwarzanymi sygnałami są prądy, można lepiej wykorzystać właściwości tranzystorów. Zamiana modelu źródła prądowego sterowanego napięciem na model źródła prądowego sterowanego prądem jest możliwa przez włączenie na wejście (bramkę) tranzystora MOSFET przetwornika prąd – napięcie i obciążenie wyjścia (drenu) zwarcie. Możliwe są wtedy do wykorzystania[4], [51], [56]:

- Prawie cała szerokość pasma tranzystorów niezależnie od wartości wzmocnienia prądowego.
- Duża dynamika układów.
- Mała zależność dynamiki układów od wartości napięcia zasilania
- Mniejszy pobór mocy ze źródeł zasilania.

Okazało się także, że układy przetwarzające prądy umożliwiają zmniejszenie ich złożoności co prowadzi do mniejszej ich powierzchni i tym samym do mniejszych kosztów produkcji [51].

Układy te nazywa się układami pracującymi w trybie prądowym lub układami prądowymi. Dla „symetrii” układy przetwarzające napięcia nazywane są pracującymi w trybie napięciowym lub układami napięciowymi.

## 1.2 Teza i cel pracy

Na ogół panuje przekonanie, że przy małej wartości napięcia zasilania przetwarzanie sygnałów w prądowych układach analogowych prowadzi do uproszczenia układów, zmniejszenia poboru mocy, zwiększenia szybkości działania i większej dynamiki w porównaniu z układami przetwarzającymi sygnały napięciowe.

Istnieje jednak wiele wątpliwości, które można sformułować w postaci następujących pytań:

- Czy moc pobierana ze źródeł zasilających jest mniejsza w układach prądowych skoro przy zmniejszonym napięciu zasilania duża dynamika sygnałów prądowych wymaga dużych prądów zasilających tranzystory?
- Jak porównać dynamikę układów przetwarzających różne wielkości: prąd i napięcie?
- Czy wspomniany w rozdz. 1.1 przetwornik prąd – napięcie nie zawęży pasma w taki sposób, że stanie się ono porównywalne z pasmem układów napięciowych i w analogiczny sposób nie pogorszy stosunku sygnału do szumu?

Na pytania te nie ma jak dotąd jednoznacznych odpowiedzi. Na niektóre z nich autor zamierza odpowiedzieć ograniczając się do napięciowych i prądowych filtrów aktywnych, które są obiektem badań w rozprawie.

Celem pracy jest porównanie właściwości napięciowych i prądowych filtrów aktywnych.

Przyjęto metodykę badań polegającą na sformułowaniu kryteriów porównawczych i porównaniu właściwości filtrów otrzymanych z transformacji napięciowo – prądowych z prototypowych filtrów napięciowych.

Tezę pracy można sformułować następująco:

Dla przyjętych kryteriów porównawczych, filtry aktywne prądowe otrzymane przy użyciu transformacji napięciowo – prądowej, mają lepsze właściwości od ich prototypów napięciowych.

### **1.3 Treść pracy**

W pracy przeprowadzona została próba wskazania kilku wspólnych dla układów napięciowych i prądowych kryteriów, które mogą służyć ich porównaniu. Poszukiwania kryteriów porównawczych przeprowadzono w oparciu o analizę specyfiki przetwarzania sygnałów (rozdział 2.). W projektowaniu układów elektronicznych zachodzi potrzeba wyboru pomiędzy sprzecznymi wymaganiami dlatego przyjęto porównywanie układów ze względu na wiele kryteriów. Metody wielokryterialnego wyboru, z których jedną przystosowano do celu pracy (rozdział 3.) umożliwiając szeregowanie układów wg ich jakości.

Wiele metod projektowania układów napięciowych prowadzi do dużej liczby wyspecjalizowanych i analogowych układów elektronicznych powszechnego użytku. Nie rozwinęły się natomiast dotychczas metody projektowania układów prądowych. W rozdziale 4. przedstawiono możliwości wykorzystania doświadczeń w projektowaniu układów pracujących w trybie napięciowym do projektowania układów prądowych. Wykorzystano transformacje z układów napięciowych w prądowe.

Wynikiem przekształcania struktur napięciowych w prądowe jest potrzeba utworzenia elementarnych układów, które mogłyby posłużyć do projektowania i wykonywania analogowych filtrów pracujących w trybie prądowym. W rozdziale 5. przedstawiono kilka takich układów oraz ich niektóre właściwości.

Przykładami pozwalającymi na potwierdzenie tezy pracy są filtry aktywne zaprojektowane jako napięciowe, a następnie za pomocą dwóch opisanych w rozdziale 4. metod przekształcone w wersję prądowej. Dla dwóch powstałych w ten sposób filtrów prądowych wykonano dodatkowo projekt technologiczny a następnie je wykonano w postaci układów scalonych ASIC.

W rozdziale 6. opisano warunki projektowania i wyniki symulacji komputerowych układów oraz wyniki pomiarów wykonanych struktur.



Zaprojektowane i wykonane układy porównano zgodnie z metodyką opisaną w rozdziale 3. Wyniki analizy, symulacji komputerowych oraz porównania układów przedstawiono w rozdziale 7.

Rozdział 8. zawiera podsumowanie pracy oraz wnioski z niej wynikające.

W pracy umieszczono również dodatki ze schematami ideowymi filtrów, rysunkami projektów struktur układów scalonych oraz plikami z danymi do symulacji komputerowych.

## 2. Specyfika przetwarzania sygnałów napięciowych i prądowych

Pod pojęciem sygnału napięciowego rozumie się zwykle (niezależnie od ścisłej definicji) przebieg elektryczny zawierający informację w jednym ze swoich parametrów (amplituda, faza, częstotliwość, czas trwania itp.). Cechą charakterystyczną takiego sygnału jest możliwość odtworzenia zawartej w nim informacji poprzez pomiar (przetwarzanie) napięcia. Napięcie jest jedynie nośnikiem informacji. Informacja może być zawarte w parametrach lub charakterystykach sygnałów, których definicje wcale nie wynikają z napięciowego charakteru sygnału. Teoria sygnałów posługuje się pojęciami pochodzącymi wprost z matematyki. Charakter fizyczny zaczyna mieć znaczenie dopiero gdy pojawiają się pojęcia związane ze zjawiskami energetycznymi, a i to tylko dla interpretacji otrzymywanych wyników. Przy ocenie właściwości sygnałowych układów, rodzaj sygnału nie ma znaczenia. Z punktu widzenia analizy jest to jedynie wybór nazwy funkcji opisującej.

Rodzaj sygnału staje się istotny przy założeniu, że jego parametry można mierzyć. Możliwość ta rozumiana jest też jako zdolność dostarczenia i odbioru sygnału. Pomiar każdego z parametrów sygnału elektrycznego związany jest z wprowadzaniem do niego zaburzeń.. To właśnie z tego powodu od wielu lat ideałem są układy, które w trakcie przetwarzania nie pobierają energii ze źródeł sygnału. Najlepiej gdy na każdym etapie obróbki, kolejny stopień pobiera tylko informację z parametrów sygnału. Dla napięć, ten układ będzie najlepszy, który nie będzie na zaciskach wejściowych pobierał prądu. Stało się to jedną z przyczyn rozwoju urządzeń opartych na elementach typu MOS, które mają bardzo dużą rezystancję bramki. Dzięki temu przy sterowaniu napięciowym nie pobierają energii ze źródła sterującego [36].

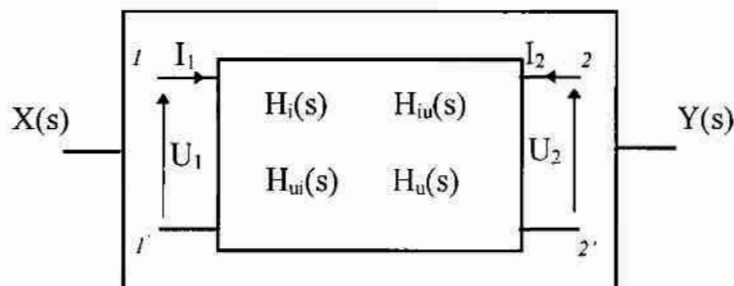
Ponieważ z punktu widzenia opisu parametrów nie jest istotny charakter sygnału można założyć, że będzie to prąd.. Poprzez analogię do sygnałów napięciowych można przyjąć, że należy poszukiwać układów przetwarzających nie pobierających energii z sygnału. Wymóg ten oznacza poszukiwanie przyrządu charakteryzującego się zerową rezystancją wejściową. Nie jest nim na pewno tranzystor MOS.

Stosowane rozwiązania układów przetwarzających sygnały napięciowe opierają się na kolejnych zamianach sygnału na energię (prąd i napięcie) tak by w efekcie końcowym dostarczyć ją do odbiornika. Najlepiej oczywiście jeżeli energetyczne znaczenie ma dopie-

ro sygnał przed samym odbiornikiem. Idealnym układem jest taki, który w procesie obróbki pobiera ze źródeł zerową energię, natomiast do końcowego odbiornika dostarcza wszystko co pobrał z zasilania (100% sprawności).

Przejsięcie na przetwarzanie prądów narzuca konieczność spełnienia podobnych warunków.

Dążenie do ideału wymaga więc poszukiwania wzmacniaczy napięciowych o nieskończonych rezystancjach wejściowych i zerowych wyjściowych, transkonduktorów o nieskończonych rezystancjach na wejściu i nieskończonych na wyjściu, transrezystorów o odwrotnej konfiguracji rezystancji oraz wzmacniaczy prądu o zerowych rezystancjach wejściowych i nieskończonych wyjściowych. W każdym z wymienionych przypadków nie przetwarza się zatem sygnałów o „czystym” charakterze [41], [37]. Narzuca to konieczność bardziej szczegółowego zdefiniowania co można uważać za przetwarzanie sygnałów napięciowych a co za przetwarzanie prądów.



Rys. 2.1 Schemat czwórnikowy – przykłady transmitancji

Przykładowy układ pokazany na rys. 2.1 z czterema zaciskami - 1, 1', 2 i 2', może być scharakteryzowany za pomocą czterech różnych transmitancji: prądowej, napięciowo – prądowej, prądowo – napięciowej i napięciowej.

Wynika stąd, że ustalenie czy układ pracuje w trybie prądowym czy napięciowym nie jest możliwe bez narzucenia kryteriów definiujących tryb. W ogólności, przy wymuszeniu  $X(s)$  i odpowiedzi  $Y(s)$  jest to układ o transmitancji:

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} \quad (2.1)$$

Wydaje się, że dobrą metodą ustalenia czy układ ma charakter prądowy, powinno być zastosowanie analogii do układów o transmitancjach definiowanych jako napięciowe.

Zwykle w pierwszym etapie projektowania lub analizy układów napięciowych przyjmuje się założenia upraszczające: wszystkie źródła sygnałów traktuje się jako idealne źródła napięciowe oraz obciążenia jako zerowe [6], [37]. Oznacza to, że rozpatrywana transmitancja napięciowa nie jest zależna od zewnętrznych warunków a jedynie struktura układu decyduje o jego właściwościach. Kolejne przybliżenie rzeczywistości polega na założeniu nieidealności obciążeń i źródeł sterujących. W każdym przypadku oznacza to zmianę właściwości układu jako całości. Wszędzie gdzie na wyjściu znajduje się skończona rezystancja, dąży się do zminimalizowania rezystancji wyjściowej i maksymalizowania rezystancji wejściowej. Powoduje to zmniejszanie niekorzystnych wpływów układów dołączonych do zacisków wyjściowych i wejściowych. Postępując analogicznie dla sygnałów będących prądami, należałoby wstępnie przyjmować, że źródła sygnałów są idealnymi źródłami prądowymi, natomiast rezystancja obciążenia na wyjściu ma wartość zero. Narzuca to dążenie do konstruowania układów o zerowej (bliskiej zera) rezystancji wejściowej i nieskończonej (jak największej) rezystancji wyjściowej. Zmiana warunków wyidealizowanych na rzeczywiste umożliwia zastępowanie rzeczywistych źródeł napięciowych rzeczywistymi prądowymi i odwrotnie. Zgodnie z twierdzeniami z teorii obwodów nie ma to wpływu na właściwości układu. Można jednak, że układami prądowymi nazywa się te, które sterowane są prądowo, a ich wyjście jest zwarte. Nie można określić w tym miejscu jaka powinna być rezystancja wewnętrzna źródła sterującego aby uznać to wymuszenie za prądowe, jak również jaka powinna być rezystancja wyjściowa, by uznać ją za wystarczająco bliską zera. Wszystko zależy od realizowanego układu, a przede wszystkim wpływu tych parametrów na zmianę jego charakterystyk.

## **2.2. Właściwości sygnałów napięciowych i prądowych**

Traktowanie sygnałów jako napięciowe wywodzi się z realizacji aktywnych filtrów naśladowujących właściwości bezstratnych prototypów RLC [6], [37], [45]. Obustronne obciążenie prototypu rezystancjami jest przyczyną przekonania, że podstawową transmitancją, którą należy rozpatrywać jest napięciowa. Ten sam prototyp można opisać różnymi transmitancjami  $H(s)$ , w zależności od wyboru rodzaju sygnałów na wejściu i wyjściu filtru. Ten sam filtr zachowuje się różnie dla czterech różnych przypadków sterowania i obciążenia. Na rys. 2.2. pokazano przykład układu RLC [45]. Transmitancje we wszyst-

kich czterech przypadkach przy idealnych źródłach wymuszających i obciążeniach na wyjściu są następujące:

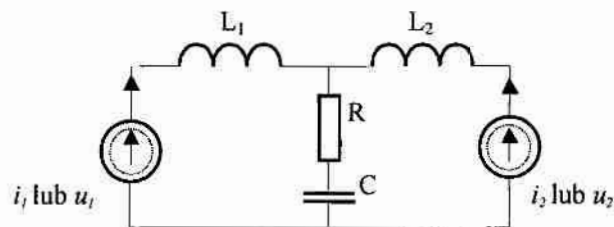
$$H_u(s) = \frac{sRC + 1}{s^2 L_1 C + sRC + 1} \quad (2.2)$$

$$H_{u_i}(s) = R + \frac{1}{sC} \quad (2.3)$$

$$H_{i_u}(s) = \frac{sRC + 1}{s^3 L_1 L_2 C + s^2 RC(L_1 + L_2) + s(L_1 + L_2)} \quad (2.4)$$

$$H_i(s) = \frac{sRC + 1}{s^2 L_2 C + sRC + 1} \quad (2.5)$$

Uwzględnienie nieidealności źródeł sterujących i obciążeń spowoduje zmiany w transmitancjach, tym bardziej znaczące, im większe będzie odchylenie od ich modeli. Każda z transmitancji może być pożądaną charakterystyką projektowanego układu aktywnego. Jej realizacja w docelowym układzie nie musi odpowiadać rodzajowi sygnałów w prototypie



Rys. 2. 2 Przykład układu RLC

Począwszy od lat sześćdziesiątych następował szybki rozwój metod syntezy i analizy filtrów aktywnych. Opracowano wiele metod projektowania filtrów aktywnych, a wśród nich [6], [17], [21], [37], [45], :

- Realizacja struktury kaskadowej polegająca na przekształceniu zadanej transmitancji w iloczyn elementarnych transmitancji sekcji bikwadratowych. Znanych jest wiele struktur realizujących transmitancję pojedynczych sekcji. Układem podstawowym do ich realizacji były wzmacniacze operacyjne, które determinują napięciową pracę układu.

– Symulacja prototypu RLC, która polega na zaprojektowaniu filtra z bezstratnych elementów LC, obciążonego obustronnie rezystancjami, a następnie utworzenia sygnałowego grafu przepływowego. Realizacja transmitancji gałęziowych grafu za pomocą integratorów, sumatorów i układów mnożących przez liczbę tworzy filtr aktywny, którego transmitancja jest zgodna z transmitancją prototypu. W tego rodzaju układach podstawowym blokiem funkcjonalnym jest integrator napięciowy zbudowany ze wzmacniacza operacyjnego. Filtr aktywny zbudowany z takich integratorów jest układem pracującym w trybie napięciowym.. W przypadku realizowania tego samego grafu za pomocą integratorów, sumatorów i wzmacniaczy prądowych, układ pracuje w trybie prądowym.

– Symulacja prototypu RLC z zastosowaniem analogów indukcyjności polegająca na realizowaniu elementów składowych filtra RLC przy użyciu układów aktywnych. Otrzymywany układ wynikowy jest w istocie taki sam co do struktury, jak prototyp, z tą różnicą, że cewki indukcyjne zastąpione są żyratorami obciążonymi kondensatorami. Najpowszechniej znane są żyratory budowane w oparciu o wzmacniacze operacyjne.

– Realizacja zadanej transmitancji poprzez zastosowanie tzw. „maszyny analogowej”. Układy tego rodzaju realizują operacje matematyczne prowadzące do rozwiązania liniowych równań różniczkowych opisujących prototyp RLC w dziedzinie czasu. Konstrukcja takiej maszyny analogowej jest filtrem aktywnym realizującym zadaną transmitancję.

Podstawowym układem zapewniającym możliwość wykonywania filtrów aktywnych o zadanych transmitancjach był od wielu lat wzmacniacz operacyjny. Stosunkowo łatwo realizowano integratory, żyratory, konwertery impedancji i inne układy będące elementarnymi składnikami filtrów [17], [30], [45], [53].

W ostatnich latach duże znaczenie mają wzmacniacze transkonduktancyjne [4], [17], [29], [58] które umożliwiły między innymi realizację filtrów aktywnych C pracujących w czasie ciągłym. W większości zastosowań w filtrach, wzmacniacze transkonduktancyjne stosuje się do tworzenia integratorów napięciowych [29], [58]. Wartości pulsacji własnych  $\omega_i$  tych integratorów, nazywanych pulsacją integratora, zależą zwykle od transkonduktancji  $g_m$  oraz dołączanych kondensatorów. Zależność  $\omega_i$  od dwóch parametrów zwiększyła zakres zastosowań układów napięciowych w porównaniu do budowanych z użyciem wzmacniaczy operacyjnych. Możliwe było tworzenie filtrów pracujących w zakresie bardzo niskich częstotliwości (małe  $g_m$ ) jak również bardzo wysokich (duże  $g_m$ ).

W przytoczonych przykładowo metodach projektowania filtrów aktywnych wskazano na arbitralne ustalenie napięciowego trybu pracy układów. Jedynym racjonalnym powodem dla takiego podejścia jest fakt, że dobrze są znane metody projektowania wzmacniaczy operacyjnych (ostatnio również transkonduktancyjnych), które stanowią podstawowy układ większości realizacji aktywnych filtrów RC. Wskazanie analogicznego prądowego układu, który mógłby posłużyć do tworzenia integratorów, sumatorów, żyratorów i mnożników przez stałą może spowodować powstanie klasy filtrów, które należałoby nazwać prądowymi. Wszystkie założone transmitancje mogłyby być realizowane w nowym zestawie bloków funkcjonalnych. Jakość tego układu musiałaby być definiowana na podstawie zupełnie innych parametrów niż np. wzmacniacza operacyjnego. Istotne jest to, że ustalenie rodzaju układu (prądowy czy napięciowy) następuje dopiero podczas projektowania jego aktywnej wersji. W obu trybach mogą zatem być projektowane układy, dla których pierwowzorem jest dowolna z czterech możliwych transmitancji prototypu.

### 3. Metody porównania układów przetwarzających prąd i napięcia

#### 3.2. Wskaźniki porównania układów napięciowych i prądowych

Tezą pracy są lepsze właściwości filtrów pracujących w trybie prądowym od filtrów pracujących w trybie napięciowym przy obniżonym napięciu zasilania.

Wskaźnikami ilościowymi i jakościowymi służącymi do porównywania mogą być tylko takie, które mają charakter ogólny i nie zależą od trybu, w którym pracuje układ [47], [48]. Najważniejszym z nich jest stopień zgodności charakterystyk amplitudowo-częstotliwościowej i fazowo-częstotliwościowej oraz pasma przenoszenia aktywnych filtrów i ich prototypu RLC. Nie są one jednak wystarczające do porównywania układów aktywnych. Podczas projektowania filtrów aktywnych konieczne jest uwzględnianie dalszych kryteriów porównawczych opracowanych na podstawie parametrów konstrukcyjnych układów. Należą do nich:

- pobór mocy ze źródeł zasilania  $P_z [W]$ ;
- wartość napięcia zasilania  $U_z [V]$ ;
- powierzchnia zajmowana przez układ  $S [\mu m^2]$ ;
- dynamika układu (stosunek sygnału do szumu)  $F$ ;
- zakres sygnału wejściowego  $\Delta u_{we} [V]$  lub  $\Delta i_{we} [A]$ ;
- rezystancja wejściowa  $r_{we} [\Omega]$ ;
- Rezystancja wyjściowa  $r_{wy} [\Omega]$ ;
- wzmocnienie  $k_i$  lub  $k_u$ ;
- inne;

Niektóre z podanych parametrów układów są możliwe do zastosowania jako kryteria porównania wprost. Dotyczy to np. poboru mocy, wartości napięć zasilających, powierzchni zajmowanej przez układ czy też rezystancji wejściowych i wyjściowych chociaż te ostatnie



wymagają osobnego rozważenia. Mniej oczywiste są np. parametry związane z dynamiką i zakresami sygnałów wyjściowych

Wydaje się, że, kryterium nadrzędnym służącym porównaniu układów prądowych z napięciowymi jest zgodność charakterystyk częstotliwościowych obu układów z prototypem. Ustalenie lepszego wariantu układu wymaga określenia ilościowych lub jakościowych kryteriów ich oceny. Ilościowa miara niezgodności może być określona poprzez porównanie charakterystyk amplitudowo - częstotliwościowych i fazowo - częstotliwościowych wszystkich trzech układów: wzorca, realizacji prądowej i realizacji napięciowej. Pod pojęciem wzorca należy rozumieć tutaj albo prototyp RLC, albo jego transmitancję. Za wskaźniki zgodności proponuje się przyjąć pewne wyrażenia, które są powierzchniami niezgodności charakterystyk w układzie współrzędnych  $\omega$ ,  $|H(\omega)|$  lub  $\omega$ ,  $\varphi(\omega)$ :

$$\Delta_H = \int_{\omega_d}^{\omega_g} (|H(\omega)| - |H_r(\omega)|) d\omega \quad (3.1)$$

$$\Delta_\varphi = \int_{\omega_d}^{\omega_g} (|\varphi(\omega)| - |\varphi_r(\omega)|) d\omega \quad (3.2)$$

$$\Delta_\omega = |\omega_g - \omega_{g,r}| + |\omega_d - \omega_{d,r}| \quad (3.3)$$

Wyrażenia (3.1), (3.2) i (3.3) mają znaczenie dla porównania układów, natomiast nie mogą służyć do ich oceny bezwzględnej. We wzorach odpowiednio oznaczono:

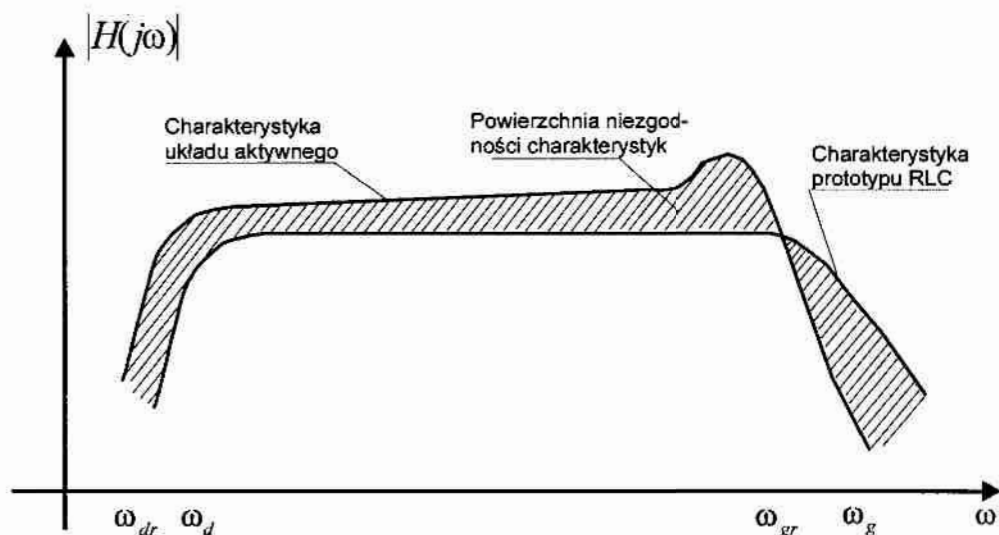
$\Delta_H, \Delta_\varphi, \Delta_\omega$  - wskaźnik ilościowy różnicy amplitudy, fazy i częstotliwości;

$r$  - oznaczenie trybu układu:  $r=i$  dla prądowego i  $r=u$  dla napięciowego;

$H(\omega), \varphi(\omega)$  - charakterystyki amplitudowe (znormalizowane do jedności) i fazowe w funkcji pulsacji;

$\omega_d, \omega_g$  - dolna i górna częstotliwość graniczna wzorca układu.

Użyte w wyrażeniu (3.3) pulsacje nie odnoszą się do żadnego określonego typu charakterystyki. Mogą oznaczać dolną i górną pulsację pasma przepustowego lub pasma tłumienia. Zastosowany wskaźnik określa jedynie stopień rozbieżności pomiędzy pulsacjami charakteryzującymi filtr.



Rys. 3.1 Porównanie charakterystyk częstotliwościowych wzorca i układu

Z dwóch układów - prądowego i napięciowego ten jest lepszy, który charakteryzuje się mniejszymi wartościami wskaźników  $\Delta H$ ,  $\Delta\varphi$  i  $\Delta\omega$ .

Pobór mocy ze źródeł zasilania, wartość napięcia zasilającego, powierzchnia zajmowana przez układ są parametrami (kryteriami oceny) porównywalnymi za pomocą relacji mniejszości lub większości. Warto zwrócić uwagę, że te niezależne z punktu widzenia oceny, kryteria nie są całkiem niezależne z punktu widzenia projektanta. Powierzchnia zajmowana przez układ w znacznym stopniu wpływa na liczbę elementów możliwych do umieszczenia w układzie scalonym. Dążenie do miniaturyzowania powoduje zwiększanie się natężenia pola elektrycznego w obszarze elementów układu [5], [33]. Możliwość przebicia elektrycznego narzuca z kolei konieczność dążenia do zmniejszenia napięć zasilających. Z punktu widzenia tych trzech parametrów ten układ będzie lepszy, który pobiera mniejszą moc przy mniejszym napięciu zasilania oraz daje się zrealizować na mniejszej powierzchni (zwykle oznacza to, że zawiera mniej elementów).

Problemy z oceną powstają przy uwzględnianiu kolejnych kryteriów.. Jeżeli przyjąć np. zakres liniowości sygnału wejściowego prądowego równy  $100 \mu A$  to nie jest możliwe stwierdzenie, że jest to lepszy parametr niż układu napięciowego z zakresem liniowej pracy układu równym 1V. Zasilanie np.  $\pm 3,3V$  ogranicza maksymalną wartość amplitudy sygnału wyjściowego. Im większe będzie wzmocnienie wzmacniacza napięciowego tym mniejszy będzie dopuszczalny zakres sygnału na wejściu. Można próbować określić podobną zależność dla wzmacniacza prądowego biorąc np. pod uwagę wartość prądu pobie-

anego z zasilania w przypadku gdy sygnał wejściowy równy jest zero. Zastosowanie tak definiowanych wskaźników dopuszczalnych zakresów sygnałów wejściowych jest co najmniej wątpliwa. Poszukiwania miary nadającej się do porównania właściwości układów prądowych i napięciowych, prowadzą do wielkości w jakiś sposób normalizowanych (np. względem napięć zasilających, prądu źródeł zasilających itp.). Wydaje się, że kryterium porównania dotyczące dopuszczalnego zakresu sygnału wejściowego powinno powstać z bezwymiarowych i znormalizowanych wskaźników obliczanych na podstawie parametrów  $\Delta i_{we}$  i  $\Delta u_{we}$ . Najprostszym rozwiązaniem jest wprowadzenie jako wartości normującej, napięcia lub prądu zasilania. Statyczne charakterystyki przejściowe ( $u_{wy}(u_{we})$ ), w układach napięciowych są ograniczone napięciem zasilania. W układach prądowych, zależność  $i_{wy}(i_{we})$  również jest ograniczona poprzez wartość napięcia zasilania. Maksymalny prąd w obciążeniu może powodować powstanie spadku napięcia co najwyżej równego napięciu zasilania. Innym ograniczeniem osiągalnej wartości sygnału prądowego jest wartość prądu pobierana ze źródła zasilania. Proponuje się zdefiniowanie wskaźników porównania dopuszczalnych zakresów sygnałów wg następujących zależności

$$z_u = \frac{\Delta u_{we}}{U_z} \quad (3.4)$$

$$z_i = \frac{\Delta i_{we}}{I_z} \quad (3.5)$$

wielkość  $U_z$  jest napięciem zasilania układu, a  $I_z$  jest prądem pobieranym przez układ przy zerowym sygnale na wejściu. Kryterium porównania za pomocą tych wskaźników zakłada, że ten układ jest lepszy, który ma większą wartość wskaźnika.

Rezystancja wejściowa i wyjściowa filtrów pracujących w różnych trybach nie mogą być również porównywane wprost. Zakładając, że źródłem sterującym układami napięciowymi jest idealne źródło napięciowe a układ jest obciążany nieskończenie dużą rezystancją, za dobre układy uważa się takie, których rezystancja wejściowa jest dużo większa od wyjściowej. W przypadku układów prądowych, zakłada się sterowanie idealnym źródłem prądowym i zwarcie na wyjściu. Układ nieidealny jest tym lepszy im większą ma rezystancję wyjściową i mniejszą wejściową. W obu rodzajach układów można utworzyć

określone wzorami (3.6) i (3.7) wskaźniki porównania  $\delta R_u$  i  $\delta R_i$ , będące stosunkiem rezystancji wejściowych i wyjściowych.

$$\delta R_u = \frac{r_{we}}{r_{wy}} \quad (3.6)$$

$$\delta R_i = \frac{r_{wy}}{r_{we}} \quad (3.7)$$

Zgodnie z założonym kryterium, układ uważany jest za tym lepszy im większa jest wartość  $\delta R$ . Zdefiniowane wzorami (3.6) i (3.7) wskaźniki nie mogą służyć do oceny jakości któregośkolwiek filtru z osobna. Nie uwzględniają one bowiem rzeczywistych warunków pracy.

Każda z wymienionych wielkości może być zastosowana do porównania filtrów aktywnych prądowych i napięciowych. W oparciu o każdą z nich można wybrać układ najlepszy. Do pełniejszej oceny proponuje się zastosować elementy teorii optymalizacji ze względu na występowanie kilku kryteriów jednocześnie. Możliwe jest utworzenie znacznie większej grupy wskaźników, które można wykorzystać do porównania. Należą do nich między innymi parametry szumowe, niezawodnościowe, ekonomiczne itp. Otrzymywane wyniki porównania mogą dla każdej z nich być inne. W dalszej części pracy ograniczono się do stosowania tylko tych wskaźników, które zdefiniowano.

### **3.2. Funkcja celu w porównaniu układów**

Porównania kilku układów elektronicznych różnie realizowanych, ale o takich samych transmitancjach jest wyborem w projektowaniu rozwiązania najlepszego ze względu na określone kryteria. W teorii optymalizacji podkreśla się istotność ustalenia celu i zakresu wyboru [47], [48]. W przypadku niniejszych rozważań, celem wyboru jest ustalenie najlepszego układu (prądowego lub napięciowego) przeznaczonego do realizacji coraz bardziej skomplikowanych filtrów aktywnych. Jak w każdym innym zagadnieniu technicznym wybór będzie możliwy jeżeli istnieje pewien zbiór wariantów  $A$ , z którego można wybrać jeden element  $d_0$  spełniający wszystkie założone wymagania  $\Omega$ , a jednocześnie najlepszy ze względu na pewien system wartości  $\Phi$ .

Proces wyboru, w ogólności jest różnie uwarunkowany i nakłada się na niego wiele wymagań. W przypadku wyboru polegającego na ustaleniu, którego rodzaju układy mają lepsze właściwości w zastosowaniach do filtrów aktywnych, konieczne jest dokonanie porównań grup układów o analogicznych funkcjach w filtrze. Proponowana metoda polega na zadaniu układów pracujących w trybach napięciowym i prądowym, projektowanych dla spełnienia tej samej funkcji z każdorazowym porównaniem ich parametrów. Jest to zadanie wyboru w skończonym zbiorze realizacji z typowymi dla siebie ograniczeniami [47]:

- brakiem pełnej i precyzyjnej informacji o przynajmniej jednym z typie układów;
- brakiem dostępu do dużej grupy ekspertów mogących weryfikować informacje o obu rodzajach układów;
- ograniczonymi kwalifikacjami dokonującego wyboru.

Brak pełnej informacji wynika ze stosunkowo krótkiego czasu rozwoju układów pracujących w trybie prądowym. Nie ma jeszcze dużej liczby opublikowanych rozwiązań, a tym bardziej zweryfikowanych w praktyce układów. Większość porównań musi być prowadzona w oparciu o niewielką bazę informacji z zakresu układów prądowych. Część z nich powstała na potrzeby samego porównania.

*Z tych samych powodów brak jest również dużej grupy ekspertów, których zdanie można by w jakiś sposób uśrednić tworząc bliską obiektywności ocenę. Oznacza to ograniczone możliwości w procesie wyboru.*

Kwalifikacje dokonującego wyboru są ograniczone ze względów oczywistych. Zdołał on opracować nieliczną grupę układów prądowych (w porównaniu z liczbą istniejących rozwiązań układów napięciowych). Porównania wykonywane w pracy, dotyczą układów prądowych, których struktura i właściwości znane są z literatury lub układów zaprojektowanych przez autora.

Uwarunkowania te nie powodują zmniejszenia wymagań stawianych procesowi wyboru i jego rezultatom. Dwa najważniejsze z nich to:

- 1) jednoznaczność i powtarzalność;
- 2) jawność;

Jednoznaczność i powtarzalność oznacza taką organizację wyboru, która gwarantuje taki sam wynik niezależnie od wykonawcy i czasu wyboru.

Jawność zakłada możliwość odtwarzania całego cyklu prowadzącego do określonego wyboru na podstawie sporządzanej dokumentacji.

Porównania filtrów prądowych i napięciowych dokonuje się w oparciu o typowy filtr zaprojektowany jako prototyp RLC i równoważne jemu realizacje aktywne – jedną napięciową i trzy prądowe. Ich parametry i wskaźniki jakości (w ujęciu przedstawionym w poprzednim rozdziale) są traktowane jako kryteria oceny. Tworzy się kilka zbiorów rozwiązań  $A_1, A_2, A_3, \dots, A_n$ , których elementy  $d_j$  są układami różnych filtrów lub elementarnych układów przeznaczonych do ich budowy. Indeksy 1, 2, 3... n przypisuje się konkretnej funkcji układowej np.  $A_1$  jest to zbiór rozwiązań realizacji integratora z elementami  $d_{12}, d_{11}$ , będącymi wersją prądową i napięciową układu,  $A_2$  zbiorem realizacji sekcji bikwadratowej,  $A_3$  zbiorem rozwiązań filtru o zadanej transmitancji itd. Zadanie wyboru sformułowane jest jako ustalenie jednego elementu  $d_j$  w każdym ze zbiorów  $A_n$ , który spełnia wszystkie wymagania ze zbioru  $\Omega$  i jednocześnie jest najlepszy ze względu na kryterium  $\Phi$ . Zbiór wymagań  $\Omega$  założono jako ustalone minimalne (maksymalne wartości parametrów. Kryterium wyboru  $\Phi$  jest ściśle związane z kryteriami oceny poszczególnych układów. Jako kryteria oceny przyjęto parametry układów i zdefiniowane w rozdziale 3.1 wskaźniki, które spełniają następujące warunki:

- wynikają z kryterium nadrzędnego tzn. decydują o spełnieniu przez układ warunku zgodności transmitancji;
- są wyczerpujące tzn. opisują układ filtru wraz z właściwościami nieuwzględnianymi w transmitancji (pobór mocy, napięcie zasilania, dynamika itd.);
- nie są bardzo liczne co nie komplikuje nadmiernie zadania wyboru;
- są stosowalne do wszystkich wariantów układów (niezależnie od ich trybu pracy);
- dla każdego z nich jest możliwe wyznaczenie wartości;
- są wzajemnie niezależne tzn. każde z nich opisuje inną cechę jakościową.

Jakość poszczególnych rozwiązań w każdym ze zbiorów można mierzyć za pomocą pewnej skalarnej funkcji  $F_c = f(k_1, k_2, k_3, \dots, k_n)$ , która jest zadaniowym kryterium wyboru (optymalizacji) [47], [48]. Wielkości  $k_1, k_2, k_3, \dots, k_n$  są kryteriami wyboru. Wybór postaci funkcji  $F_c$  powinien zapewniać jednoznaczne uszeregowanie zbioru rozwiązań. Nie jest konieczne istnienie interpretacji funkcji zadaniowego kryterium wyboru.

Wybór postaci funkcji  $F_c$  wynika z preferencji dokonującego wyboru. Zależy od udzielenia odpowiedzi na pytanie czy lepszy jest wariant układu o średnio dobrych parametrach czy też może taki, który jeden (uznany za najistotniejszy) parametr ma bardzo dobry a pozostałe słabe (na dolnej granicy wartości elementów w zbiorze  $\Omega$ ). W teorii optymalizacji proponuje się kilka postaci funkcji kryterium zadaniowego [47], [43]. Dwie z nich stosowane są najczęściej: sumacyjna i iloczynowa.

$$F_{cs} = \sum_i w_i u_i(k_i^*) \quad (3.8)$$

$$F_{cpp} = \prod_i (k_i^*)^{\alpha_i} \quad (3.9)$$

$F_{cs}$  i  $F_{cp}$  - sumacyjna i iloczynowa postać kryterium zadaniowego;

$w_i$  i  $\alpha_i$  - waga i-tego kryterium;

$u_i$  - funkcja preferencji kryterium  $k_i$ ;

$k_i^*$  - znormalizowana wartość kryterium zgodnie z zależnością (3.12):

$$k_i^* = \frac{k_i - k_{i, \min}}{k_{i, \max} - k_{i, \min}} \quad (3.10)$$

Funkcję preferencji dla wszystkich parametrów (kryteriów) przyjęto jako liniową tzn. za przypadek najlepszy dla każdego kryterium uznaje się taki, w którym osiąga ono wartość maksymalną na krańcu przedziału wartości. Funkcja kryterium zadaniowego przyjmuje w tym przypadku postać następującą:

$$F_{cs} = \sum_i w_i k_i^* \quad (3.11)$$

Intuicyjnie jest to wybór funkcji zgodny z praktyką stosowaną w projektowaniu. Bardzo często projektant poszukując rozwiązań mając na uwadze zastosowanie filtru, wybiera układ o wyjątkowo dobrym jednym parametrze godząc się na gorsze inne.

### 3.3. Kryteria oceny układów prądowych i napięciowych

Za początkowe dane do stworzenia formalnych kryteriów oceny przyjęto parametry i wskaźniki oceny przedyskutowane w rozdziale 3.1. Każdy z nich jest uznany za kryterium po ustaleniu jego granicznych wartości i znormalizowaniu. Ustalenie wartości dopuszczalnych dla wskaźników przeprowadzono arbitralnie.

#### 3.3.1. Wskaźniki różnicy amplitudy, fazy i częstotliwości

Dla wszystkich porównywanych układów przyjęto, że charakterystyki mierzone zdefiniowanymi przez wzory (3.1) i (3.2) wskaźnikami  $\Delta$  nie mogą różnić się więcej niż o 20% dla amplitudy i częstotliwości granicznej i 30% dla fazy. Rozwiązania o wskaźnikach przekraczających te wartości uznano za nie spełniające wymagań zdefiniowanych następująco:

$$k_1^* = \frac{\Delta_H - \Delta_{H \min}}{\Delta_{H \max} - \Delta_{H \min}} \quad (3.12)$$

$$u_1(k_1^*) = -k_1^* + 1 \quad (3.13)$$

$$k_2^* = \frac{\Delta_\varphi - \Delta_{\varphi \min}}{\Delta_{\varphi \max} - \Delta_{\varphi \min}} \quad (3.14)$$

$$u_2(k_2^*) = -k_2^* + 1 \quad (3.15)$$

$$k_3^* = \frac{\Delta_\omega - \Delta_{\omega \min}}{\Delta_{\omega \max} - \Delta_{\omega \min}} \quad (3.16)$$

$$u_3(k_3^*) = -k_3^* + 1 \quad (3.17)$$



### 3.3.2. Pobór mocy ze źródeł zasilania $P_z[W]$

Pobór mocy przez układy napięciowe i prądowe mogą być porównane wprost. Do utworzenia funkcji kryterium zadaniowego jest jednak niezbędny znormalizowany parametr poboru mocy oraz ustalenie funkcji preferencji. Ta ostatnia jest skonstruowana tak, aby najlepszym przypadkiem był ten, w którym układ pobiera najmniejszą moc. Normalizacja będzie możliwa po wyborze porównywanych układów. Znormalizowany parametr poboru mocy ma postać:

$$k_4^* = \frac{P_z - P_{z \min}}{P_{z \max} - P_{z \min}}, \quad (3.18)$$

a odpowiadająca temu kryterium funkcja preferencji:

$$u_4(k_4^*) = -k_4^* + 1 \quad (3.19)$$

### 3.3.3. Wartość napięcia zasilania $U_z[V]$

W ostatnich latach nastąpiła zmiana standardów w zasilaniu układów scalonych. W układach prądowych stosuje się napięcia obniżone do  $\pm 3,3V$  [4], [11], [46], [53], [55]. Kolejne kryterium zostało przyjęte w postaci znormalizowanej wielkości  $k_5^*$  z liniową funkcją preferencji:

$$k_5^* = 1 \text{ dla } U_z \leq 3,3V \quad (3.20)$$

$$k_5^* = 0 \text{ dla } U_z \geq 5V \quad (3.21)$$

$$u_5(k_5^*) = k_5^* \quad (3.22)$$

W ostatnim okresie pojawiła się tendencja do dalszego zmniejszania napięcia zasilania. Pojawiają się doniesienia o opracowaniu technologii MOS poniżej  $0,1 \mu m$ , które narzucają obniżenie napięcia zasilania nawet do  $\pm 1V$ . Przedstawione kryterium byłoby zatem pełniejsze jeżeli uwzględniono by ten fakt. Jednakże w chwili obecnej nie istnieje dostatecznie duża grupa układów aktywnych o tak niskim napięciu zasilania, która pozwoliłaby na wiarygodne oceny. Z tych też powodów przyjęto do tworzenia kryterium tylko dwie wartości napięć.

### 3.3.4. Powierzchnia zajmowana przez układ $S[m^2]$

Znormalizowane kryterium i funkcję preferencji dla porównania układów z uwzględnieniem powierzchni zajmowanej przez układ określono w analogiczny sposób jak dla pobieranej mocy. Należy jednak wprowadzić w tym miejscu zastrzeżenie, że parametr taki ma sens jedynie wtedy gdy rozpatrywane układy scalone są projektowane dla tej samej technologii np.  $2\ \mu m$ . W innym przypadku należałoby rozpatrzyć dodatkowo możliwość porównywania w ten sam sposób technologii.

$$k_6^* = \frac{S - S_{\min}}{S_{\max} - S_{\min}} \quad (3.23)$$

i funkcja preferencji:

$$u_6(k_6^*) = -k_6^* + 1 \quad (3.24)$$

### 3.3.5. Dynamika układu, zakres sygnału wejściowego, impedancje

Zależności tworzone analogicznie jak wcześniejsze, pozwalają na ustalenie kryteriów dotyczących zakresów sygnału wejściowego  $\Delta u_{we}[V]$  lub  $\Delta i_{we}[A]$  reprezentowanych przez zdefiniowane wzorami (3.4) i (3.5) wielkości  $z$ , rezystancji wejściowych  $r_{we}[\Omega]$  i wyjściowych  $r_{wy}[\Omega]$ , dla których w celu porównania obliczono wskaźniki  $\delta R$  opisane wzorami (3.6) i (3.7) a mianowicie:

$$k_7^* = \frac{z - z_{\min}}{z_{\max} - z_{\min}} \quad (3.25)$$

$$u_7(k_7^*) = k_7^* \quad (3.26)$$

$$k_8^* = \frac{\delta R - \delta R_{\min}}{\delta R_{\max} - \delta R_{\min}} \quad (3.27)$$

$$u_8(k_8^*) = k_8^* \quad (3.28)$$

Zależności od (3.12) do (3.28) stanowią osiem kryteriów, które posłużyły do zdefiniowania sumacyjnej funkcji kryterium zadaniowego opisanego przez wzór (3.11). Funkcja ta może być zastosowana do porównania układów o zadanych charakterystykach częstotliwościowych, realizowanych w trybie pracy - prądowym i napięciowym.

### 3.4. Przykład zastosowania metody porównania

Zastosowanie przedstawionej wielokryterialnej metody porównania układów nie ogranicza się jedynie do układów prądowych. Poniżej przedstawiono przykład ilustrujący jej zastosowanie w odniesieniu do znanych układów napięciowych.

Do porównania przyjęto dwa układy przedstawione w [30], [58]. Są to wzmacniacze operacyjne 741C i CA 3140. Pierwszy zbudowany jest z zastosowaniem tranzystorów bipolarnych, w drugim użyto tranzystorów MOS. Dla zilustrowania metody porównania określono dodatkowo pewien hipotetyczny wzmacniacz *WZM* o parametrach wyraźnie lepszych od pierwszych dwóch. Podstawowe parametry wzmacniaczy przedstawiono w *Tabl. 3.1*

*Tabl. 3.1 Podstawowe parametry wzmacniaczy*

l.p.	Parametr	Typ wzmacniacza		
		741C	CA3140	WZM
1	Wzmocnienie $k_u$ [dB]	90	110	150
2	Napięcie zasilania $U_z$ [V]	15	15	3,3
3	Rezystancja wejściowa $r_{we}$ [ $\Omega$ ]	$5 \times 10^5$	$3 \times 10^6$	$10^8$
4	Rezystancja wyjściowa $r_{wy}$ [ $\Omega$ ]	80	50	10
5	Pobór mocy zasilania $P_z$ [mW]	48	45	20
6	Dopuszczalny zakres sygnału wyjściowego $\Delta u_{wy}$ [V]	28	25	6
8	Górna częstotliwość graniczna 3 dB $\omega_g$ [Hz]	$10^6$	$5 \times 10^6$	$10^7$

Przytoczona w *Tabl. 3.1* lista parametrów nie odpowiada dokładnie wcześniej określonymu zestawowi. Wynika to z niepełnej informacji o układach (nie koniecznie musi być pełna by porównanie było możliwe) oraz z faktu, że zestaw został przygotowany tak by można było odnosić się do wzorca np. prototypu RLC. Wskazane w tabelicy wielkości są określane dla tych samych warunków pracy (temperatury, napięcia zasilającego itd.). Przed stworzeniem zadaniowego kryterium optymalizacji  $F_c$ , konieczne jest określenie kryteriów wyboru  $k$  w ich znormalizowanej postaci. W *Tabl. 3.2* zamieszczono wartości funkcji preferencji dla znormalizowanych kryteriów.

Tabl. 3. 2 Znormalizowane wartości kryterium wyboru

l.p.	Znormalizowana wartość kryterium	Typ wzmacniacza			Funkcja preferencji.
		741C	CA3140	WZM	
1	Wzmocnienie $k_1^*$	0	0,33	1	$k_1^*$
2	Napięcie zasilania $k_5^*$	0	0	1	$k_5^*$
3	Rezystancje $k_7^*$	0	0,0054	1	$k_7^*$
5	Pobór mocy z zasilania $k_4^*$	1	0,89	0	$1-k_4^*$
6	Zakres sygnału wyjściowego $k_8^*$	1	0,93	0	$k_8^*$
8	Górna częstotliwość graniczna $k_3^*$	0	0,8	1	$k_3^*$

Funkcja  $F_c$  obliczona dla kryteriów z Tabl. 3.2 ma wartość:

- dla wzmacniacza 741C  $F_c = 1$ ;
- dla wzmacniacza CA3140  $F_c = 2,1633$ ;
- dla wzmacniacza WZM  $F_c = 5$ .

Otrzymane wyniki, są zgodne z oczekiwanymi na podstawie intuicji. Trzeci, hipotetyczny wzmacniacz okazał się najlepszy. W przypadku jednego kryterium (zakres sygnału wyjściowego -  $k_7^*$ ) jest on najgorszy z wszystkich trzech. Wynikło to z założenia, że jego zasilanie wynosi  $\pm 3V$  co w oczywisty sposób ograniczyło zakres sygnału na wyjściu. Pewnych zastrzeżeń wymaga tu również sposób zastosowania kryterium częstotliwości górnej. Przyjęto tu funkcję preferencji liniową o dodatnim nachyleniu a za najlepsze pasmo uznano to, które jest najszersze. W szczególnym przypadku porównywania wzmacniaczy jest to podejście uzasadnione. W przypadku ogólnym (zwłaszcza dla filtrów) za najlepszy należy uznać ten układ, którego charakterystyka jest najbliższa założonej. Zmienia to współczynnik kierunkowy funkcji preferencji oraz narzuca jako kryterium porównania przedstawione wzorem (3.3).

## 4. Projektowanie aktywnych filtrów prądowych

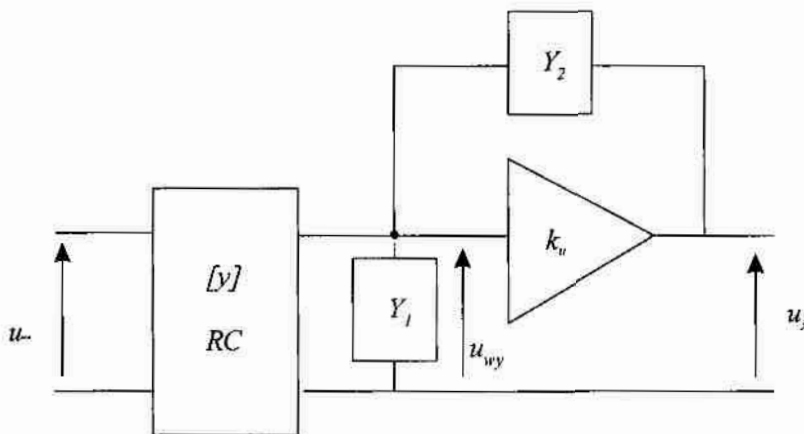
W rozdziale 2, dla określenia „układ pracujący w trybie prądowym”, wskazano na pewne analogie do układów napięciowych. Wydaje się, że do projektowania filtrów prądowych można stosować metody analogiczne do napięciowych. W projektowaniu filtrów aktywnych dla trybu napięciowego stosuje się grupę podstawowych układów, które w różnych kombinacjach mogą tworzyć strukturę charakteryzującą się zadaną transmitancją [6], [17], [41]. Można przewidywać, że dla trybu prądowego projektowanie powinno odbywać się również za pomocą analogicznego zestawu układów elementarnych.

W wyniku projektowania filtrów pracujących w trybie napięciowym powstają struktury różniące się między sobą zestawem zastosowanych elementów. Mogą to być układy pasywne, dla których podstawowy zestaw elementów wyznacza grupa SLS lub takie, których syntezy dokonuje się z zastosowaniem sterowanych źródeł napięciowych lub prądowych [6], [37].

Znane są ogólne struktury pozwalające utworzyć układ o zadanej transmitancji poprzez połączenia łańcuchowe. Struktury te można nazwać elementarnymi i są one składowymi bardziej złożonych filtrów. Przykładami modeli syntezy zadanej transmitancji są struktury [13], [25], [37]:

– Kuha o transmitancji:

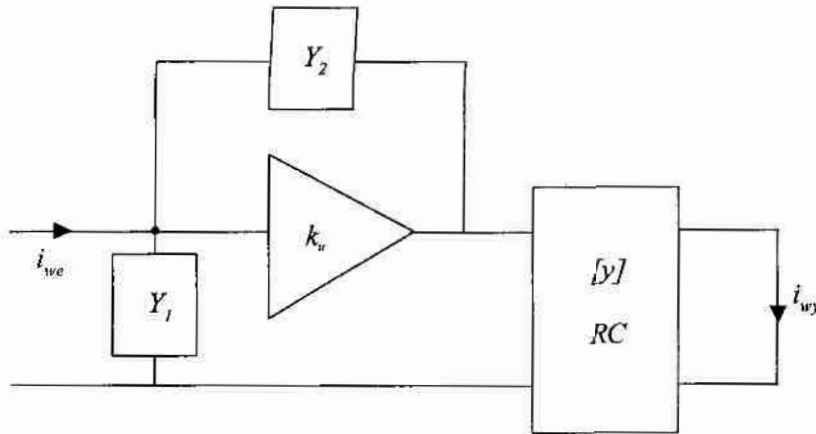
$$H_u = \frac{-Y_{21}}{Y_{22} + Y_1 - (k_u - 1)Y_2} \quad (4.1)$$



Rys. 4.1 Schemat układu Kuha

- Hakima (Rys. 4.2) o transmitancji:

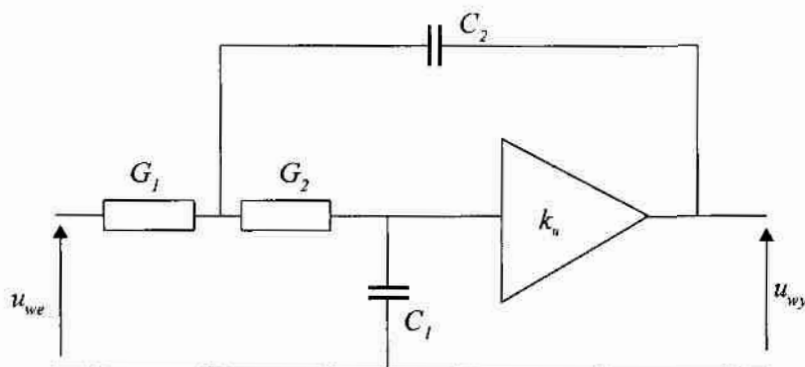
$$H_i = \frac{-k_u y_{21}}{Y_1 - (k_u - 1)Y_2} \quad (4.2)$$



Rys. 4.2 Schemat układu Hakima

- Sallen'a i Key. (Rys. 4.3) o transmitancji:

$$H_u = \frac{k_u \frac{G_1 G_2}{C_1 C_2}}{s^2 + \left[ \frac{G_2}{C_2} (1 - k_u) + \frac{G_1}{C_1} + \frac{G_2}{C_1} \right] s + \frac{G_1 G_2}{C_1 C_2}} \quad (4.3)$$



Rys. 4.3 Schemat ogniwa Sallen'a - Key

Pierwszy i trzeci układ realizują transmitancję napięciową. Drugi - transmitancję prądową.

We wszystkich przytoczonych wyżej przypadkach transmitancje zależą od wzmocnienia  $k_u$ , admitancji dwójników  $Y_1$  i  $Y_2$  oraz parametrów macierzy  $[y]$  czwórnika RC.

Jedną z metod projektowania aktywnych filtrów dolno, górno- i środkowo przepustowych jest stosowanie do ich wykonywania podstawowych czwórników, które opracowali Sallen i Key. Tworzenie filtra o zadanej transmitancji polega w ogólności na łączeniu kaskadowym czwórników będących filtrami drugiego rzędu dolno, górno lub środkowo przepustowymi. Pokazana na Rys. 4.3 przykładowa struktura realizuje funkcję filtra dolno-przepustowego.

Inne metody projektowania zakładają stosowanie konwerterów impedancji i żyratorów (zwłaszcza przy symulacji prototypu RLC) [37]. Większość opracowań układowych dotyczących konwerterów opiera się również na wzmacniaczach napięciowych i to zarówno o skończonym, niedużym wzmocnieniu jak i na wzmacniaczach operacyjnych. U podstaw tych metod znajduje się zawsze wyjściowy układ SLS o zadanych charakterystykach częstotliwościowych.

Wiele metod projektowania filtrów aktywnych została opracowana przy założeniu, że końcowy układ ma transmitancję napięciową. Projektowanie prądowych filtrów aktywnych może odbywać się przy użyciu tych samych metod po ich odpowiednim uzupełnieniu.

Użycie określenia - układ prądowy, wymaga dalszego sprecyzowania. Transmitancja opisująca zachowanie się filtra może dotyczyć innego trybu pracy niż transmitancje elementarnych układów składowych filtra. Ilustrują to przytoczone na rys. 4.1 i rys. 4.2 przykłady. Wewnętrzne bloki (wzmacniacz) pracują w trybie napięciowym, a realizowane transmitancje mają charakter obu rodzajów. Przez analogię można określić struktury o transmitancjach dowolnych ale używających wewnątrz tylko układów przetwarzających prądy. Mogą istnieć zatem dwie grupy układów, do których może się stosować pojęcie trybu prądowego:

1) układy o transmitancji prądowej bez określania trybu pracy wewnętrznych układów składowych;

2) układy o transmitancji prądowej, które składają się z układów wewnętrznych również pracujących w trybie prądowym

Reprezentantem pierwszej grupy jest układ przedstawiony na rys. 4.2. Wyrażenie (4.2) określa jego transmitancję prądową. Nie można jednak zastosować pojęcia trybu pracy do wszystkich wewnętrznych elementów układu.

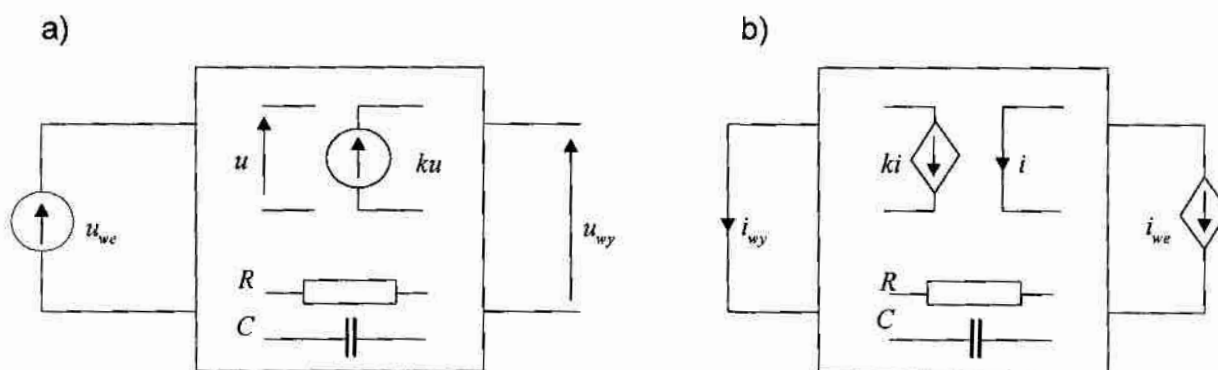
Drugi z wymienionych przypadków jest tym, do którego intuicyjnie odnosiło się dotychczas stosowane pojęcie „prądowości”. Do tworzenia filtrów aktywnych konieczne jest wtedy stworzenie grupy podstawowych bloków elementarnych pracujących jako układy prądowe. Jest to analogia do zestawu bloków napięciowych, które służą do tworzenia układów zewnętrznie napięciowych.

Wydaje się oczywiste, że najszybciej można stworzyć filtr aktywny pracujący w trybie prądowym, jeżeli znajdzie się sposób na przekształcenie zaprojektowanego już filtra napięciowego na nowy tryb. Przekształcenia takie noszą często nazwę transformacji.

#### 4.1. Transformacja układów napięciowych w prądowe

##### 4.1.1. Transformacja układu dołączonego

Transformacja układu dołączonego pozwala na zmianę układu z napięciowego na prądowy, z jednoczesną zamianą wszystkich wewnętrznych wzmacniaczy napięcia na wzmacniacze prądu. Transformacja układu dołączonego jest możliwa w układzie, który zachowuje transmitancję po przeniesieniu pobudzenia z wejścia na wyjście i jego zamianę z napięciowego na prądowe oraz przeniesieniu wyjścia na wejście i zastąpienia rozwarcia zwarcie.[8], [12].

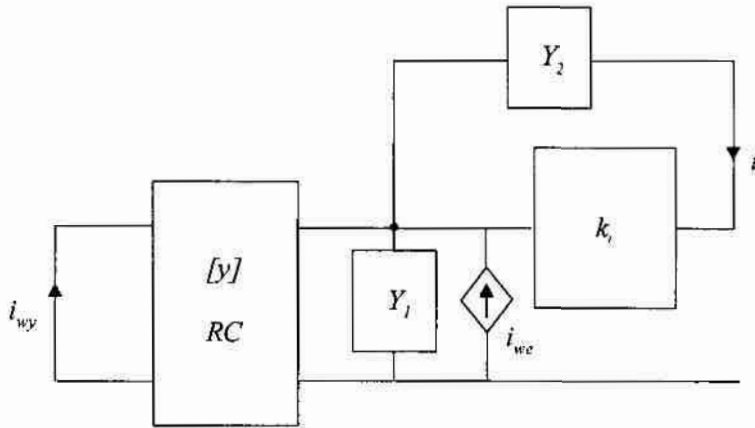


Rys. 4.4 Ilustracja równoważności układów pod względem postaci transmitancji

Zasada przekształcenia oparta jest o właściwość zachowania transmitancji po operacji zamian wszystkich źródeł napięciowych na prądowe (sterowanych i niesterowanych), wejścia



z wyjściem układu przy jednoczesnym zachowaniu elementów pasywnych. Otrzymana w wyniku takiego przekształcenia struktura, opisana jest transmitancją prądową taką samą jak struktura napięciowa. Zasadę tę ilustruje rysunek *rys. 4.4*.

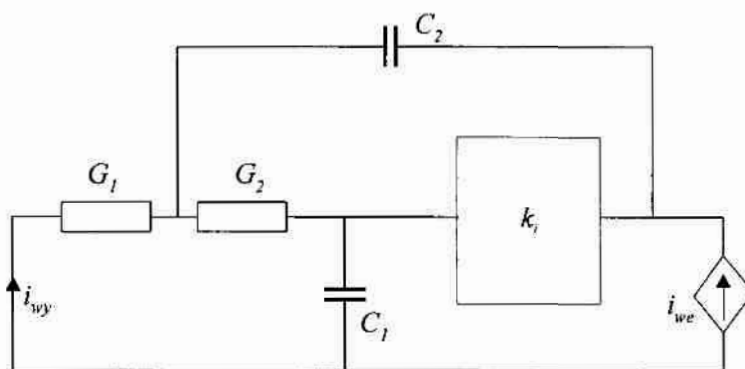


*Rys. 4.5 Układ Kuha przetransformowany na prądowy*

Na *rys. 4.5* pokazano przetransformowany układ Kuha. Z analizy układu wynika, że transmitancja prądowa tego bloku ma postać:

$$H_i = \frac{-y_{12}}{Y_1 + y_{22} - (k_i - 1)Y_2} \quad (4.4)$$

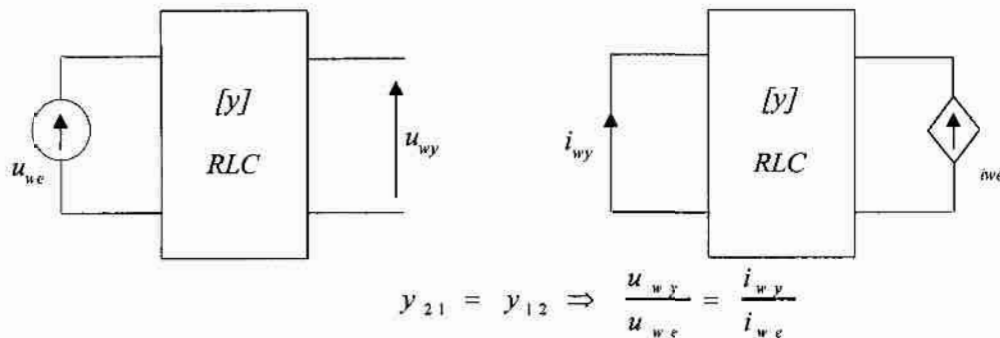
Wzależność (4.4) ma podobną postać jak (4.1). Różnica występuje w liczniku wyrażenia. W strukturze napięciowej Kuha transmitancja zależy od czwórnikowego parametru macierzy admitancyjnej  $y_{21}$ . W układzie prądowym jest to parametr  $y_{12}$ . Układy będą identyczne co do funkcji jeżeli czwórnik pasywny  $[y]$  jest odwracalny.



*Rys. 4.6 Schemat prądowej postaci filtra Sallen'a-Key*

W pracy [13], przedstawiono wynik transformacji dla ogniwa Sallen'a-Key. Schemat otrzymanego układu przedstawia rys. 4.6.

Stosując opisaną transformację można otrzymywać struktury prądowe na podstawie struktur napięciowych. W wyniku zastosowania transformacji układu dołączonego struktury Kuha, otrzymuje się układ o transmitancji prądowej takiej samej jak transmitancja układu Kuha, z zastrzeżeniem, że czwórnik RC jest odwracalny. Zastrzeżenie to można uogólnić na czwórnik RLC. Każdy czwórnik SLS RLC jest odwracalny. Transmitancje, napięciowa i prądowa przy zamienionych zaciskach wyjściowych z wejściowymi, są takie same. Właściwość tę ilustruje rys. 4.7. Wprawdzie stosowanie elementu L w układzie aktywnym zaprzecza jego idei, ale takie uogólnienie może być przydatne przy przekształcaniu postaci filtrów już na etapie prototypu. Hipotetycznie, zaprojektowanie napięciowego filtra RLC umożliwi szybkie utworzenie jego odpowiednika w dziedzinie przetwarzania prądów, a następnie zrealizowanie układu aktywnego o takiej samej jak RLC transmitancji przy użyciu zbioru elementarnych układów prądowych.

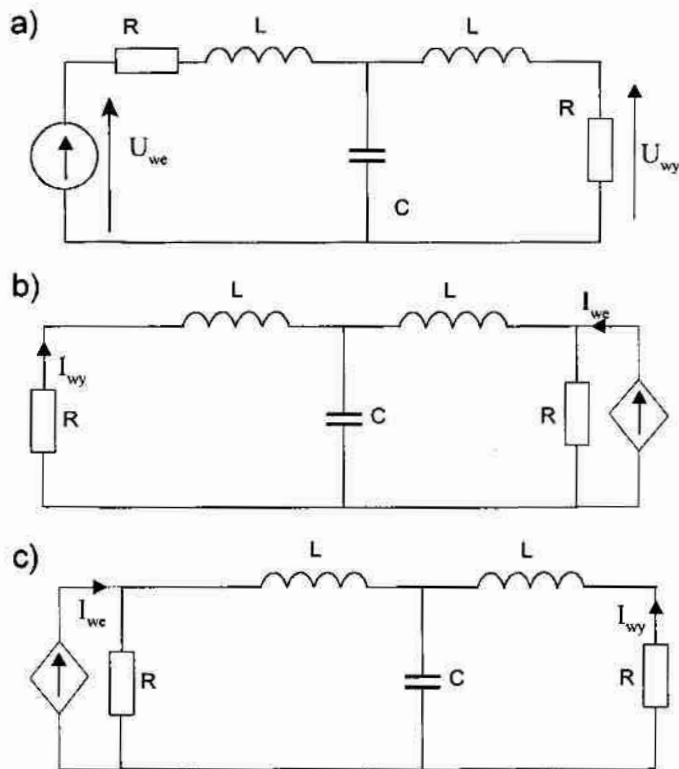


Rys. 4.7 Transformacja układu dołączonego dla czwórnika SLS

Transmitancje są opisane wzorem:

$$H_u(s) = \frac{u_{wy}}{u_{we}} = -\frac{y_{21}}{y_{22}}, \quad H_i(s) = \frac{i_{wy}}{i_{we}} = -\frac{y_{12}}{y_{22}} \quad (4.5)$$

Według tej zależności można przekształcić prototyp RLC o zdefiniowanej transmitancji napięciowej, na prototyp RLC o takiej samej transmitancji prądowej. Przekształcenie sprowadza się tylko do zamiany wejścia z wyjściem oraz zmiany rodzaju sterowania. Wszystkie wewnętrzne elementy i ich połączenia pozostają niezmiennie.



Rys. 4.8 Ilustracja zmiany trybu pracy prototypu będącego czwórnikiem symetrycznym

Jeżeli czwórnik jest dodatkowo symetryczny ( $y_{22} = y_{11}$ ), nie jest konieczne przeniesienie wymuszenia na wyjście i odbiornika na wejście po transformacji. Rys. 4.8 a) przedstawia filtr prototypowy trybu napięciowego. Na Rys. 4.8 b) przedstawiono wersję prądową filtra powstałą za pomocą transformacji układu dołączonego (zamienione porty). Na Rys. 4.8 c) przedstawiono ten sam układ z zastosowaniem pierwotnego kierunku transmisji. Transmitancja układu zależy od parametrów czwórnikowych:

$$H_u(s) = -\frac{y_{21}}{y_{22}} \quad (4.6)$$

$$H_i(s) = -\frac{y_{21}}{y_{11}}$$

Jeżeli czwórnik jest symetryczny, to oba wyrażenia w zależności (4.6) są sobie równe.

Istnieją dwie możliwości wykorzystania transformacji układu dołączonego:

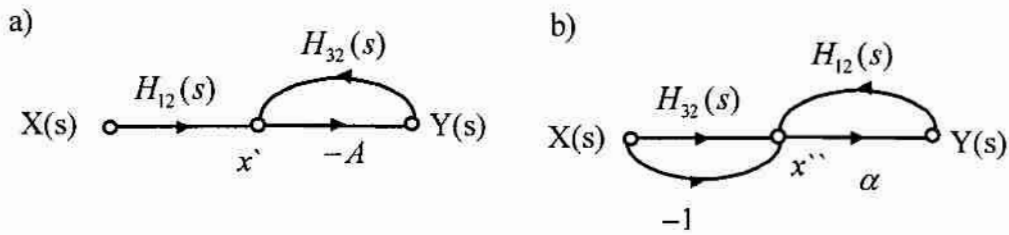
- Realizacja napięciowego prototypu RLC o zadanej transmitancji, zaprojektowanie filtru aktywnego pracującego w trybie napięciowym z zastosowaniem sterowanych źródeł napięciowych, a następnie przetransformowanie go do trybu prądowego;
- Określenie prądowej realizacji RLC na podstawie napięciowego prototypu RLC, a następnie zastosowanie np. metody aktywnej symulacji indukcyjności do filtru aktywnego.

Za pomocą pierwszego sposobu wykorzystania transformacji można utworzyć grupę prądowych odpowiedników filtrów pracujących w trybie napięciowym. Drugi sposób wymaga utworzenia prądowych układów aktywnych symulujących indukcyjność oraz opracowania metod bezpośredniego projektowania aktywnych układów prądowych.

Zastosowanie transformacji za pomocą układu dołączonego powoduje, że podstawowy dla wersji napięciowej zestaw układów tzn. elementy  $R$ ,  $C$  i wzmacniacz napięciowy (źródło napięciowe sterowane napięciem), zamieniają się w zestaw  $R$ ,  $C$  i wzmacniacz prądowy (źródło prądowe sterowane prądem). Zapewnienie pełnej „prądowości” filtra aktywnego wymaga, żeby w drugim sposobie wykorzystania omawianej transformacji stosować ten sam zbiór elementów.

Zastąpienie wzmacniacza napięciowego wzmacniaczem prądowym o takim samym wzmocnieniu, umożliwi wykorzystanie lepszych jego właściwości zwłaszcza częstotliwościowych. Dużą niedogodnością jest stosowanie transformacji układu dołączonego do układów napięciowych, w których używane są wzmacniacze operacyjne. Po uzyskaniu struktury filtru prądowego konieczne jest wtedy zastosowanie wzmacniacza prądu o bardzo dużym wzmocnieniu.

W pracach [12], [16], [19], przedstawiono transformację przekształcającą układ napięciowy z wzmacniaczami o bardzo dużym wzmocnieniu, w układ również napięciowy, ale zrealizowany za pomocą wzmacniacza o wzmocnieniu jednostkowym. Podstawową cechą tej transformacji jest zachowanie nie zmienionej transmitancji na zaciskach zewnętrznych.



Rys. 4.9 Grafy układów komplementarnych

Układy przed i po przekształceniu (nazwanym komplementarnym) mają jednakową transmitancję jeżeli spełnione są trzy warunki:

$$H_{12}(s) + H_{32}(s) = 1$$

$$A \rightarrow \infty \tag{4.7}$$

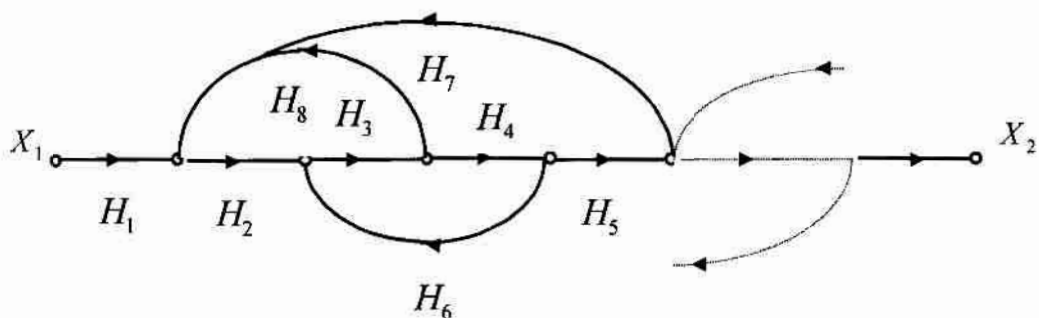
$$\alpha \rightarrow 1$$

Oznacza to, że dla grupy układów aktywnych realizowanych z użyciem wzmacniacza o nieskończenie dużym wzmocnieniu i spełniających warunki określone przez (4.7) można znaleźć ich odpowiedniki (zgodne co do transmitancji) zbudowane z użyciem wzmacniacza o wzmocnieniu jednostkowym. Transmitancja obu układów reprezentowanych przedstawionymi na rys. 4.9 grafami jest jednakowa i wynosi:

$$H(s) = -\frac{H_{12}}{H_{32}} \tag{4.8}$$

Interesujące jest poszukiwanie analogicznego przekształcenia dotyczącego układów z wielokrotnym sprzężeniem zwrotnym. Wyznaczenie odpowiednika transmitancyjnego z zastosowaniem wzmacniaczy o jednostkowym wzmocnieniu pozwoliłoby na szybkie zwiększenie liczby filtrów aktywnych transformowalnych do trybu prądowego. Pokazany na rys. 4.10 sygnałowy graf przepływowy ilustruje ogólną postać układu poddawanego przekształceniu. Do rozważań wprowadzono następujące ograniczenia

- wzmacniacze napięciowe występują tylko w torze głównym;
- wzmocnienie  $A$  wszystkich wzmacniaczy jest jednakowe.



Rys. 4.10 Sygnalowy graf przepływu dla układu z wieloma sprzężeniami

Ograniczenia te nie naruszają ogólności przypadku ponieważ w większości znanych struktur napięciowych filtrów aktywnych, w sprzężeniach zwrotnych występują tylko układy pasywne. Ustalenie jednakowego wzmocnienia wszystkich elementów aktywnych jest poprawne przy założeniu, że są to wzmacniacze operacyjne o wzmocnieniu dążącym do nieskończoności.

Zgodnie z regułami Masona [21], transmitancja takiego układu wynosi:

$$H(s) = \frac{X_2(s)}{X_1(s)} = \frac{1}{\Delta} \sum_{i=1}^n H_{ip}(s) \Delta_i \quad (4.9)$$

gdzie oznaczono:

$X_2(s), X_1(s)$  - sygnał wyjściowy i wejściowy odpowiednio;

$\Delta$  - wyznacznik główny grafu;

$\Delta_i$  - wyznacznik podgrafu nieincydentnego z  $i$ -tą drogą przepływu;

$H_{ip}$  - transmitancja  $i$ -tej drogi przepływu sygnału;

$n$  - ilość dróg przepływu sygnału z wejścia na wyjście.

Zastosowanie (4.9) do układu z rys. 4.10 prowadzi do wyrażenia (4.10). W liczniku wyrażenia (4.10) występuje zawsze wzmocnienie  $A$  w potęgze zależnej od wielokrotności zastosowania wzmacniacza. W mianowniku pojawia się kombinacja liniowa transmitancji gałęzi sprzężeń zwrotnych i wzmocnienia. Wzmocnienie  $A$  w mianowniku może występować w potęgze co najwyżej takiej samej jak w liczniku.

$$H(s) = \frac{\sum_{p=1}^n (A^{m_p} \prod_{k_p=1}^{l_p-m_p} H_{k_p}(s) \Delta_p)}{1 - \sum_{s=1}^{l_s} (A^{m_s} \prod_{p_s=1}^{l_s-m_s} H_{p_s}(s)) + \sum \prod AH_{psn}(s)} \quad (4.10)$$

oznaczenia:

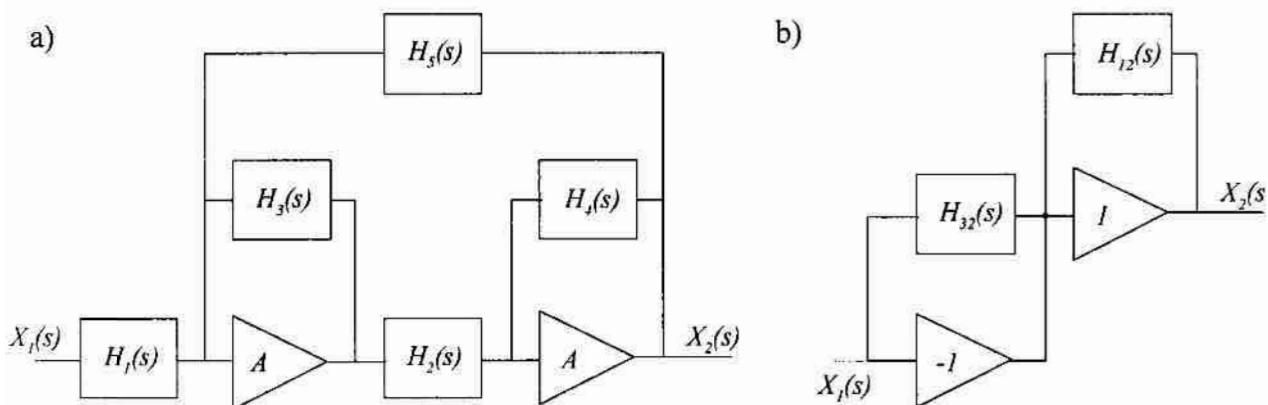
- $n$  - ilość dróg przepływu sygnału z wejścia na wyjście.
- $l_p$  - ilość gałęzi na  $p$ -tej drodze przepływu sygnału;
- $m_p$  - ilość wzmacniaczy na  $p$ -tym torze przepływu;
- $H_{k_p}(s)$  - transmitancja  $k$  tej gałęzi na  $p$ -tej drodze przepływu;
- $l_s$  - ilość pętli sprzężeń zwrotnych;
- $m_s$  - ilość wzmacniaczy w  $s$ -tej pętli sprzężenia;
- $l_{p_s}$  - ilość gałęzi w  $p_s$ -tej pętli sprzężenia;
- $H_{p_s}(s)$  - transmitancja  $p$ -tej gałęzi w  $s$ -tej pętli sprzężenia;
- $\Delta_p$  - wyznacznik podgrafu nieincydentnego z  $p$ -tą drogą przepływu

Wyrażenie  $\sum \prod AH_{psn}(s)$ , które występuje w mianowniku (4.10) jest nieformalnym zapisem, który należy rozumieć jako sumę iloczynów transmitancji gałęzi wchodzących w skład wszystkich pętli (sprzężeń zwrotnych) wzajemnie nieincydentnych. Ponieważ ilość nieincydentnych pętli sprzężeń zwrotnych zawierających wzmacniacze nie może być większa niż ich ilość na całej drodze przepływu z wejścia na wyjście, potęga wzmocnienia  $A$  w mianowniku jest co najwyżej równa występującej w liczniku. W ogólnym przypadku transmitancja przedstawiona zależnością (4.10) może być dowolna i zależy od struktury i transmitancji gałęziowych. Jeżeli jednak założyć, że w układzie występuje tylko jedna droga przepływu sygnału od wejścia do wyjścia, to przy wcześniej przytoczonych ograniczeniach wyrażenie przyjmuje postać (dla nieskończonego  $A$ ):

$$H(s) = \frac{\prod_{k_p=1}^{l_p-m_p} H_{k_p}(s)}{\prod_{p_s=1}^{l_s-m'_s} H_{p_s}(s) + \prod H_{psm}(s)} = -\frac{H_{12}(s)}{H_{32}(s)} \quad (4.11)$$

Indeks górny ' w oznaczeniach we wzorze (4.11) określa, że wielkość dotyczy pętli sprzężenia zwrotnego obejmującej największą liczbę gałęzi głównego toru przepływu sygnału. Indeks '', oznacza natomiast iloczyn transmitancji gałęziowych najwyższej liczby nieencydentnych pętli.

Licznik wyrażenia przedstawia połączenia kaskadowe gałęzi o zadanych transmitancjach. Mianownik należy interpretować jako równoległe połączenie dwóch łańcuchów gałęzi. Z porównania zależności (4.8) i (4.11) wynika, że omawiany układ można przedstawić w postaci jak na Rys. 4.9 a,) a co za tym idzie w jego komplementarnej postaci przedstawionej na Rys. 4.9 b). Warunkiem, poprawności tej operacji jest suma licznika i mianownika wzoru (4.11) równa jedności.



Rys. 4.11 Schematy blokowe równoważnych układów napięciowych

Przykład dwóch równoważnych układów przedstawia rys. 4.11. Pierwszy z nich jest zbudowany z użyciem wzmacniaczy operacyjnych i wielokrotnych sprzężeń zwrotnych. Drugi jest równoważny pierwszemu co do transmitancji. Struktura zawiera wzmacniacz o wzmocnieniu jednostkowym oraz dwa podukłady  $H_{12}(s)$  i  $H_{32}(s)$ .



Zgodnie z regułami Masona transmitancja wypadkowa pierwszego układu wynosi:

$$H(s) = \frac{A^2 H_1(s)H_2(s)}{1 - AH_3(s) - AH_4(s) - A^2 H_2(s)H_5(s) + A^2 H_3(s)H_4(s)} \quad (4.12)$$

jeżeli wielkość  $A$  jest nieskończenie wielka, wyrażenie (4.12) przyjmuje postać:

$$H(s)_{A \rightarrow \infty} = \frac{-H_1(s)H_2(s)}{H_2(s)H_5(s) - H_3(s)H_4(s)} \quad (4.13)$$

jeżeli ponadto w wyrażeniu (4.13) suma licznika i mianownika  $H(s)$  równa jest jedności to można je przyrównać do wyrażenia (4.8). W efekcie otrzymuje się zastępczą strukturę przedstawioną na Rys. 4.11 b). Odpowiednie transmitancje wynoszą:

$$\begin{aligned} H_{12}(s) &= H_1(s)H_2(s) \\ H_{32}(s) &= H_2(s)H_5(s) - H_3(s)H_4(s) \end{aligned} \quad (4.14)$$

Stworzenie struktury układu aktywnego, bez wzmacniacza operacyjnego, ustala minimalny zbiór układów elementarnych, niezbędny do budowy filtra prądowego powstającego w wyniku transformacji metodą układu dołączonego. Należą do niego:

- elementy pasywne R i C;
- wzmacniacze prądowe o różnych wzmocnieniach (w tym również jednostkowe);
- źródła sygnałów o charakterze źródła prądu;
- odbiorniki o bardzo małej rezystancji.

#### 4.1.2. Transformacja $\alpha = \sqrt{\frac{r}{sC}}$

Wychodząc z nullorowych modeli układów aktywnych, można wykonać innego rodzaju transformację zwaną  $\alpha = \sqrt{\frac{r}{sC}}$  [16], [19], [20]. Podobnie jak w przypadku wcześniejszej transformacji, w której dokonywano zamiany sterowanych źródeł napięciowych na prądowe można w modelu układu zamienić nullatory z noratorami [8], [10]. Założeniem podstawowym jest taka sama transmitancja otrzymanego układu prądowego jak przekształcanego napięciowego. Idea transformacji oparta jest na zamianie miejscami nulatorów i noratorów w aktywnym modelu układu napięciowego. Otrzymany po przekształceniu mo-

del nulatorowo - noratorowy może być realizowany z użyciem układów wzmacniaczy transkonduktancyjnych lub konwektorów prądu [4], [29], [51].

Proponowana transformacja jest zastosowaniem przekształcenia RC:CR [37]. Koncepcja przekształcenia RC:CR zakłada utworzenie nowej topologii układu poprzez zastąpienie w istniejącej strukturze pojemności rezystancjami i rezystancje, pojemnościami o wartościach będących swoimi odwrotnościami.. W przypadku transformacji RC:CR następuje zamiana układów dolnoprzepustowych w górno przepustowe bez zmiany grafu topologicznego układu.

W opisywanej transformacji, do przekształcenia stosuje się pewien skalujący współczynnik  $\alpha$ . Każda sieć zawierająca elementy pasywne oraz sterowane i niesterowane źródła prądu i napięcia może być opisana następująco:

$$[V] = [Z][I] \quad (4.16)$$

Wielkości  $[V]$  i  $[I]$  w zależności (4.16) są niezależnymi lub zależnymi źródłami napięciowymi i prądowymi, odpowiednio. Z punktu widzenia formalnego, takie równanie można przeskalować za pomocą współczynnika  $\alpha$ . Jeżeli wielkość  $\alpha$  ma wymiar  $[\Omega]$  to otrzymane wyrażenie ma postać równania admitancyjnego.

$$\left[ \frac{V}{\alpha} \right] = \left[ \frac{Z}{\alpha^2} \right] \cdot [I \cdot \alpha] \quad (4.17)$$

Traktując wyrażenie (4.17) jako opis nowej sieci, otrzymuje się sieć dualną w której pojemności są zastąpione rezystancjami i rezystancje pojemnościami o wartościach zależnych od postaci współczynnika  $\alpha$ . Jeżeli  $\alpha$  ma postać:

$$\alpha = \sqrt{\frac{r}{sc}} \quad (4.18)$$

otrzymuje się opis układu, który nosi nazwę dualnego wg transformacji RC:CR. Dwie sieci: wyjściowa  $N$  i wynikowa (dualna  $N'$ ) mają taką samą transmitancję (o ile jest ona funkcją przenoszenia), a elementy pasywne sieci są związane poprzez przekształcenia:

$$\overset{\wedge}{C} = c \frac{R_A}{r}$$

$$\hat{R} = r \frac{C_A}{c} \quad (4.19)$$

Wielkości  $r$  i  $c$  mogą przyjmować różne wartości zależne od współczynnika skalującego.

Wielkości oznaczone  $\hat{R}$  i  $\hat{C}$  są rezystancjami i pojemnościami w nowej sieci  $N'$ .

Procedura uzyskania postaci prądowej polega na wykorzystaniu modelowych właściwości połączeń nulatorów i noratorów. Możliwość przenoszenia tych elementów w przypadkach gdy mają wspólne węzły do innej gałęzi oraz tworzenia zwarcia przez połączenie równoległe noratora z nulatorem pozwala na tworzenie modeli wzmacniacza prądowego, transkonduktancyjnego lub konwejora. Cały cykl transformacji ma następujące etapy:

- Zamiana wzmacniaczy operacyjnych w napięciowym układzie filtra aktywnego na modele zbudowane z nulatorów i noratorów
- Przegrupowanie nullorów tak by można było w nich wyróżnić struktury odpowiadające aktywnym realizacjom elementarnych układów prądowych.
- Wykonanie transformacji  $\alpha = \sqrt{\frac{r}{sC}}$ ;
- Wykorzystanie właściwości połączeń nullorów do utworzenia struktury planarnej (jeśli takowa nie powstała) oraz wybór węzła wspólnego dla wejścia i wyjścia..
- Zamiana modeli noratorowo nulatorowych na układy wzmacniaczy lub konwejorów.

Nowoutworzony układ składa się z układów elementarnych należących do zbioru, w skład którego wchodzi:

- elementy pasywne  $R$  i  $C$ ;
- wzmacniacze transkonduktancyjne lub konwejory;
- źródła sygnałów o charakterze źródła prądu;
- odbiorniki o bardzo małej rezystancji.

### 4.1.3. Transformacja "I:I"

Opisane w rozdziałach 4.1.1 i 4.1.2 transformacje zakładały, że przetworzeniu do postaci prądowej podlega napięciowy filtr aktywny. W rozdziałach 1 i na początku 4. Wskazano na możliwość projektowania prądowej aktywnej wersji filtra wprost z prototypu RLC. Podstawą do projektowania mogą być sygnałowe grafy przepływowe określone dla prototypu. Ponieważ takie grafy są reprezentacją funkcji układu a nie jego topologii, proces tworzenia filtra aktywnego przebiega w kilku etapach [21], [24], [59]:

- Projektowanie prototypu RLC o zadanej charakterystyce napięciowej lub prądowej;
- Stworzenie sygnałowego grafu przepływowego przy założeniu przetwarzania sygnałów napięciowych.
- Przekształcenie grafu napięciowego w prądowy;
- Wyznaczenie zbioru układów realizujących funkcje elementarne.
- Połączenie elementarnych prądowych układów aktywnych.

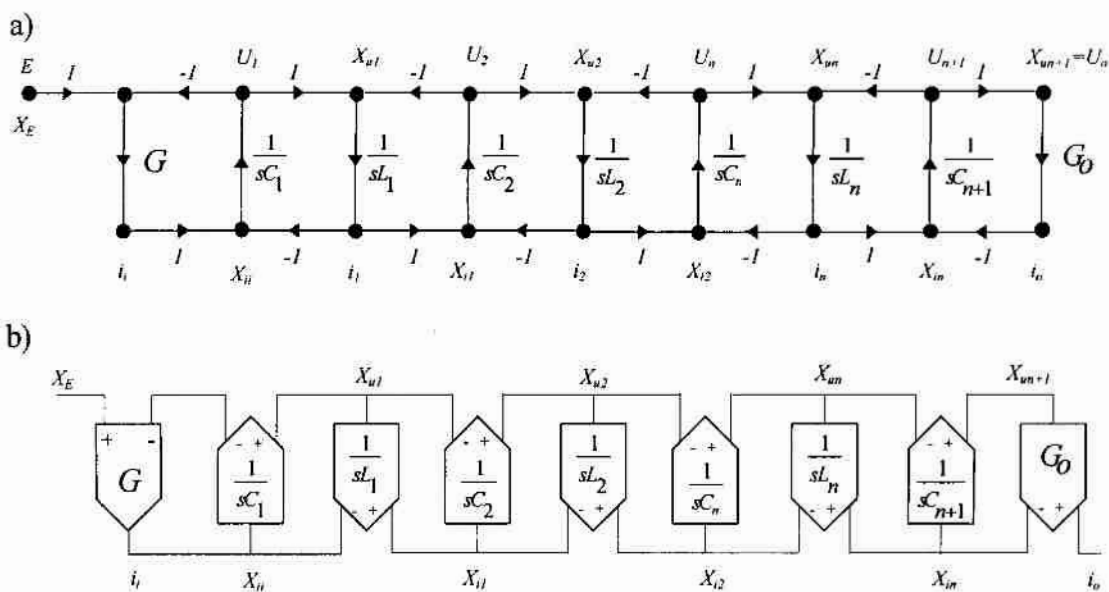
Sygnałowy graf przepływowy powstaje z opisu za pomocą praw Kirchhoffa prądów i napięć w sieci RLC. Z punktu widzenia opisu sygnałowego nie jest istotne czy przetwarzanie ma charakter prądowy czy napięciowy. Wprawdzie w powstającym grafie węzłami są prądy i napięcia, a każda z transmitancji ma charakter transadmitancyjny lub transrezy-stancyjny, ale na etapie realizacji aktywnej można wybrać tryb dowolnie.

Podstawową strukturą pasywnego filtra RLC szczególnie nadającego się do przed-stawienia za pomocą powtarzalnych fragmentów sygnałowych grafów przepływowych jest „drabinka” składająca się z sekcji LC sterowanych na wejściu ze źródła sygnału o skoń- czonej rezystancji i obciążona na wyjściu.



mitancji  $\pm \frac{1}{sC}$  lub  $\pm \frac{1}{sL}$ . Wyjście każdego integratora steruje wejściem dwóch innych układów. Wielkości  $U_{i1}, U_{i2} \dots$  są sygnałami napięciowymi występującymi w aktywnym filtrze napięciowym i odpowiadają w jego prototypie prądom  $i_1, i_2 \dots$

Przekształcenie grafu w postać prądową jest w rzeczywistości jedynie przyjęciem założenia, że sygnały są prądami. Narzuca to inne rozwiązanie układów całkujących i sumujących. W rozwiązaniu napięciowym, sumowanie odbywa się poprzez przyłączenie składników sygnałowych do dwóch różnych wejść napięciowych układu całkującego posiadającego symetryczne wejście i niesymetryczne wyjście. W przypadku układów prądowych, sumowanie może odbywać się w węzle natomiast odwracanie fazy i sterowanie dwoma następnymi układami jest możliwe przy zastosowaniu symetrycznego wyjścia integratorów.



Rys. 4.14 a) Zmodyfikowany sygnałowy graf przepływowy prototypu

b) Schemat blokowy prądowej wersji filtra aktywnego

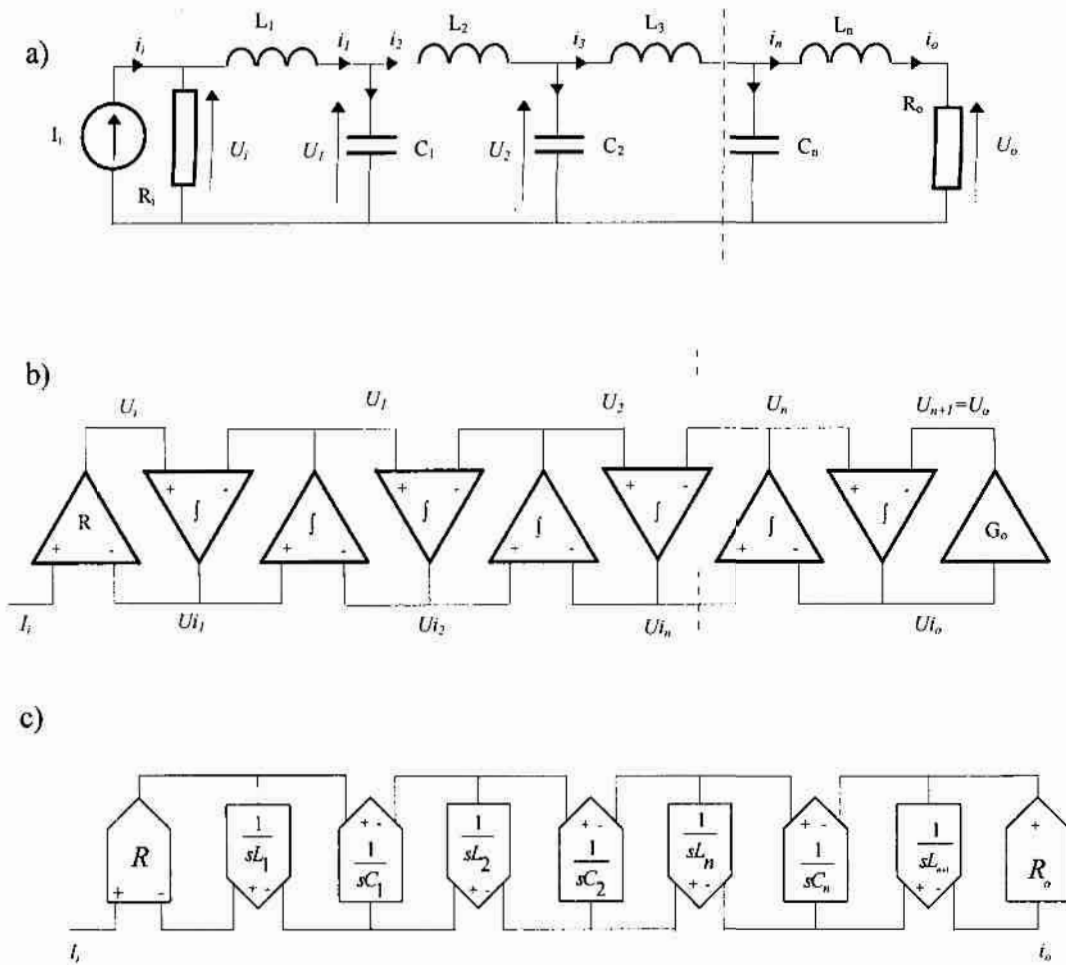
Na rys. 4.14 a) przedstawiono inną postać sygnałowego grafu przepływowego utworzonego na podstawie prototypu. Rozdzielono w nim funkcje odwracania (mnożenia przez -1) oraz całkowania. Wprowadzono wynikające z tej operacji dodatkowe węzły reprezentujące sygnały (oznaczone przez  $X_u$  lub  $X_i$ ) nie mające odpowiedników w prototypie. Rys. 4.14 b) przedstawia propozycję realizacji układu, w którym  $X_u$  i  $X_i$  są prądami. Cechą charaktery-

styczną jest to, że dla zrealizowania funkcji transmitancji należy użyć integratorów prądu z symetrycznym wyjściem i niesymetrycznym wejściem.

Analogiczne (a nawet identyczne topologicznie) rozwiązanie można uzyskać wychodząc od projektu prototypu, dla którego sygnały wejściowy i wyjściowy są prądami. Oznacza to, że rozpatrywany będzie przypadek układu prądowego, który zrealizowany zostanie z układów elementarnych pracujących również w trybie prądowym. Prototypy RLC typu  $\Pi$  o zadanej transmitancji napięciowej mają swoje odpowiednik typu T o takiej samej transmitancji prądowej. Podobna sytuacja zachodzi dla napięciowych prototypów typu T i prądowych typu  $\Pi$ . Znormalizowane wartości elementów zamieniają się wtedy odpowiednio (indukcyjności z pojemnościami). Pierwsza pojemność staje się pierwszą indukcyjnością itd. Dla każdej zadanej transmitancji można zatem określić prototyp o transmitancji prądowej lub napięciowej.

*Rys. 4.15 a)* przedstawia prototyp RLC o transmitancji zgodnej z transmitancją układu z *rys. 4.12 a)*. Schematy mają różną topologię. Są jednak swoimi odpowiednikami. Na *rys. 4.15 b) i c)* przedstawiono dwa etapy tworzenia aktywnych odpowiedników tego filtra. Napięciową i prądową. Schemat układu projektowanego z użyciem integratorów z symetrycznym wejściem jest „lustrzanym odbiciem” analogicznego schematu powstałego z przekształcenia sygnałowego grafu przepływowego prototypu zewnętrznie napięciowego (*rys. 4.13*). Struktura z integratorami symetrycznymi na wyjściu w topologii jest również „odbiciem” poprzednio otrzymanej. Wartości częstotliwości własnych elementów całkowitych wynikają ze zmiany kolejności elementów w prototypach.

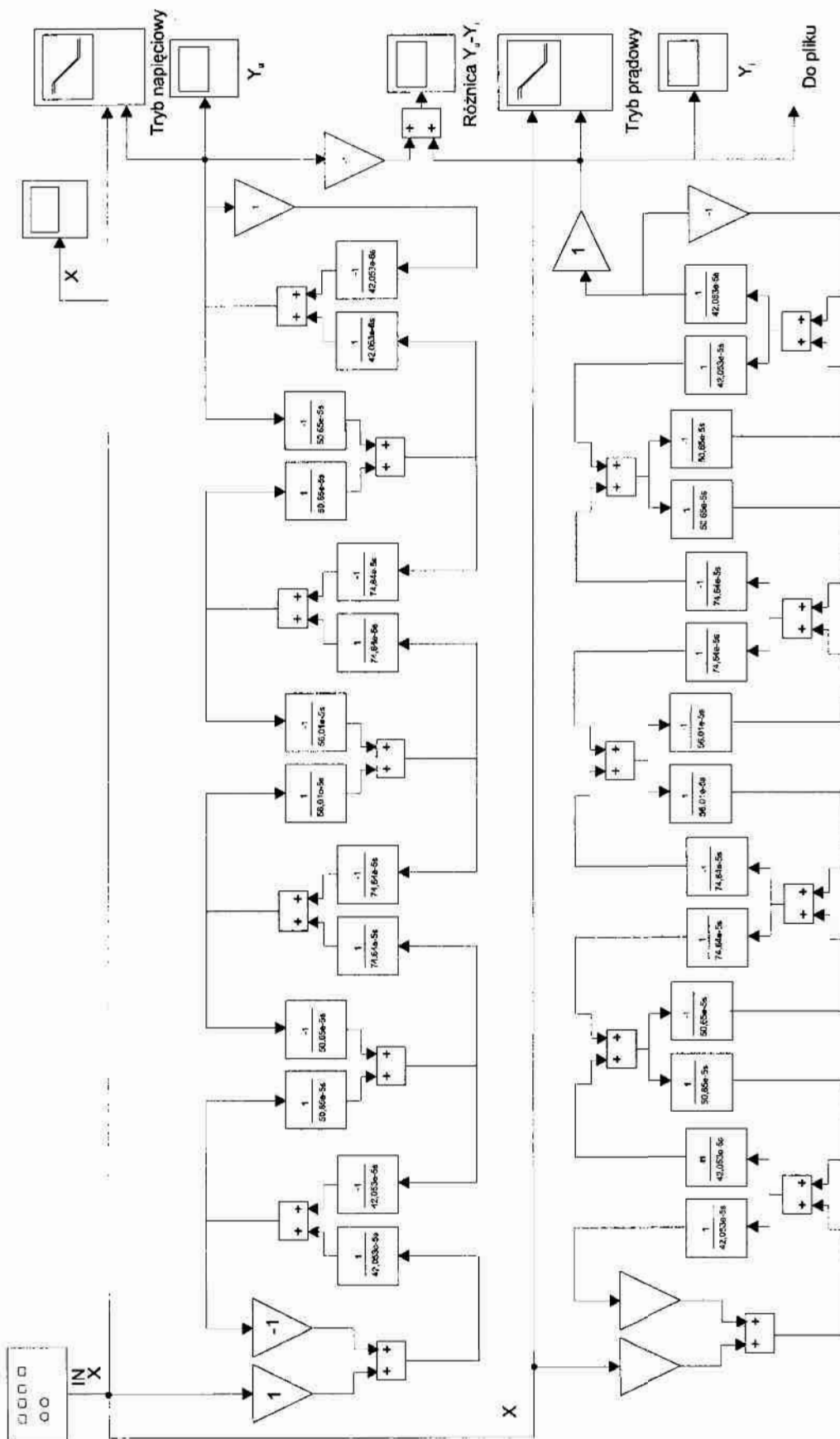
Pewnym naruszeniem idei przeniesienia sumowań z wejść na wyjścia są wzmacniacze z symetrycznymi wejściami pojawiające się w układach. W rzeczywistości jednak można w każdym przypadku je zrealizować za pomocą dwóch wzmacniaczy prądu - odwracającego i nieodwracającego ze wspólnym wyjściem prądowym.



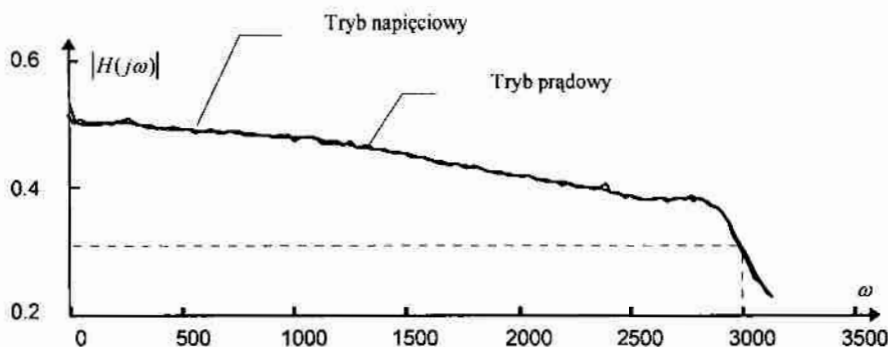
Rys. 4.15 Przekształcenie prądowego prototypu RLC w prądowy filtr aktywny

W celu sprawdzenia powyższych rozważań przeprowadzone zostały symulacje projektu filtra. Zaprojektowano prototypy RLC (zgodnie ze schematami z rysunków Rys. 4.12 i Rys. 4.15). Przyjęto, że układy mają być dolnoprzepustowymi filtrami Czebyszewa o górnej pulsacji  $\omega = 3000[\text{rad}/\text{s}]$ . Obliczone filtry pasywne symulowano programem PSpice, wyznaczając w ten sposób ich charakterystyki częstotliwościowe. Następnie założono, że istnieją realizacje aktywne prototypów i przeprowadzono obliczenia numeryczne modeli aktywnych za pomocą modułu *Signal Processing* programu *Matlab*. Obliczenia wykonywano za pomocą komputera SUN 1000E.





Rys. 4.16 Schemat symulowanych układów aktywnych



Rys. 4.17 Wyniki analizy FFT aktywnych układów napięciowych i prądowych

W wyniku symulacji prototypów RLC realizujących transmitancje napięciową i prądową uzyskano dokładnie takie same wyniki. Charakterystyki pokrywają się w całym badanym zakresie i są zgodne z założonymi w projekcie. Jest to wynik dość oczywisty. Przytaczany jest w tym miejscu tylko ze względu na porównanie z efektami analizy FFT. Na rys. 4.17. Przedstawiono charakterystyki czterech układów zbudowanych z integratorów. Dwa z nich są reprezentacją prototypu o założonej charakterystyce napięciowej i dwa prototypu o wyjściowej transmitancji prądowej. W każdym przypadku zastosowano dwa warianty - z integratorami symetrycznymi na wejściu i symetrycznymi na wyjściu. Rys. 4.16 przedstawia postać obliczanego układu dla przypadku prototypu z napięciową transmitancją. Funkcję integratorów symetrycznych na wyjściu lub wejściu pełnią pary układów współpracujących wraz z sumatorem. Górna część schematu przedstawia model przeznaczony do realizacji napięciowej, a dolna do prądowej. Wielkości mierzone oznaczono literami  $Y$  z odpowiednim indeksem określającym czym jest sygnał w prototypie (prądem czy napięciem). Obliczenia przeprowadzono przy założeniu dokładności  $5 \cdot 10^{-5}$ . Otrzymane wyniki pokrywają się prawie całkowicie we wszystkich obliczanych przypadkach.. Dla określenia stopnia niezgodności obserwowano również wynik będący różnicą charakterystyk amplitudowych ( $Różnica Y_u - Y_i$  na schemacie). W całym zakresie symulacji wielkość ta nie przekracza założonej dokładności (jest to ok. 0.002% wartości maksymalnej charakterystyki). Można to uznać za wynik błędu numerycznego. Zakresy pasm przenoszenia, wielkości tłumienia w paśmie zaporowym i przenoszenia otrzymano zgodne zarówno dla symulacji prototypów programem PSPICE jak i dla symulacji modeli aktywnych wersji programem MATLAB. Świadomie zrezygnowano w tym miejscu z zastosowania metod porównania opisywanych w pierwszym rozdziale. Wszystkie opisywane układy w istocie operują na

etapie modelowania pojęciami sygnałów bez określania trybu pracy. Definiowane wcześniej wskaźniki nie znajdują praktycznego zastosowania, chociaż z formalnego punktu widzenia niektóre z nich mogłyby być użyte.

Podobne badania symulacyjne przeprowadzono również dla innych prototypów RLC. W pracy [ ] przedstawiono wyniki symulacji prototypów i modeli filtrów 5-go rzędu. Porównania dokonano poprzez symulację układów - RLC, z integratorami zbudowanymi na idealnych źródłach prądowych i napięciowych oraz z integratorami zaprojektowanymi w technologii CMOS. Rozbieżności pomiędzy układami były większe niż w wyżej opisywanych przypadkach ale wynikały z zakładanych w modelach nieidealności elementów.

Przekształcenie filtrów pasywnych RLC o drabinkowej strukturze i przejście do postaci realizowalnej w trybie prądowym, doprowadziło do ograniczonego zbioru układów elementarnych, za pomocą których można wykonywać aktywne odpowiedniki tego typu filtrów. Należą do niego integratory prądowe z symetrycznym wyjściem, sumatory i wzmacniacze. Opracowanie zestawu takich układów o dobrych parametrach pozwala na wykonywanie filtrów aktywnych w zadanej technologii.

#### **4.2. Projektowanie układu prądowego na podstawie prototypu napięciowego**

Opisana wcześniej procedura otrzymywania prądowego filtra aktywnego z prototypu RLC zakłada, że w pierwszym etapie dokonuje się projektowania filtra napięciowego a następnie przekształca się otrzymaną strukturę w aktywną w wersję prądową. W ostatniej opisanej dokonywana jest transformacja  $1:1$ , która pozwala na zastąpienie napięciowych integratorów o symetrycznym wejściu i niesymetrycznym wyjściu prądowymi integratorami o niesymetrycznym wejściu i symetrycznym wyjściu. Powodem takiego podejścia jest ocena możliwości realizowania w trybie prądowym funkcji symbolizowanych w sygnałowym grafie przepływowym. Graf przedstawiony na Rys. 4.12 b) wymaga by w węzłach sygnałowych następowało sumowanie sygnałów składowych (po uprzednim całkowaniu) i wynik sumowania był przetwarzany wg transmitancji reprezentowanych przez dwie różne gałęzie. W trybie napięciowym zapewnia się to poprzez zastosowanie symetrycznego wejścia wzmacniacza operacyjnego pełniącego jednocześnie funkcję sumatora. Wyjście wzmacniacza jako napięciowe może sterować więcej niż jednym następnym układem (elektrycznie jest to ten sam węzeł o określonym potencjale). Przy poszukiwaniach wersji

prądowej wykorzystano możliwość łatwego sumowania sygnałów w węźle elektrycznym. Zapewnia to możliwość przeniesienia sumowania do węzła wejściowego ale uniemożliwia sterowanie sygnałem wyjściowym dwóch innych układów. Kolejnym naturalnym krokiem było postulowanie opracowania integratora, z dwoma wyjściami o przeciwnych fazach sygnałów.

Z rozumowania tego wynika, że transformacja ta potrzebna jest z powodu innych warunków realizowalności układów prądowych. Rozwiązanie problemu sterowania tym samym sygnałem prądowym dwóch innych układów umożliwiłoby projektowanie filtrów trzaskowych wprost z grafu sygnałowego prototypu. Struktura byłaby identyczna jak dla filtra napięciowego, z tą tylko różnicą, że sygnały są prądami. Wymaga to zaprojektowania integratora prądu z symetrycznym wejściem i niesymetrycznym wyjściem.

Sterowanie tym samym sygnałem prądowym różnych obiektów, można zastąpić sterowaniem takim samym sygnałem. Oznacza to, że należy zastosować na wyjściu układu prądowego zwierciadło prądowe. Taki integrator z symetrycznym wejściem ma dwa identyczne wyjścia ale funkcjonalnie byłby na wyjściu niesymetryczny.

Podstawowy zbiór układów elementarnych dla tego typu filtru składa się z wzmacniacza prądu oraz integratora prądu symetrycznego na wejściu i niesymetrycznego na wyjściu.

Ten sposób projektowania filtrów nie ma wad większości transformacji. Eliminuje etap wstępnego projektowania układu napięciowego. Nie powoduje zatem zmian parametrów układu będących efektem samych przekształceń.

#### **4.3. Wybór metody projektowania porównywanych układów prądowych**

Opisane w rozdziałach 4.1 i 4.2 sposoby projektowania prowadzą do różnych struktur aktywnych filtra prądowego. Każda z nich wymaga określonego zbioru układów elementarnych, z których powstaje schemat ostateczny. W zależności od rodzaju transformacji wymagane jest wprowadzanie kolejnych rozwiązań funkcji prądowych. W przypadku np. transformacji układu dołączonego i  $\alpha = \sqrt{\frac{r}{sC}}$  wymaga się zastępowania wzmacniaczy napięciowych prądowymi, przekształcenie schematu blokowego układu napięciowego zawierającego wzmacniacze operacyjne na prądowy ze wzmacniaczami prądu. Nowe układy

elementarne filtra, wpływają istotnie na jego właściwości. W przypadku porównywania dwóch finalnych filtrów powstaje konieczność określenia jak dalece o wszelkich rozbieżnościach decyduje niedoskonałość układów elementarnych, a na ile jest to wpływ samej transformacji lub własności trybu pracy (napięciowego lub prądowego). Każda kolejna operacja na drodze projektowania filtru prądowego prowadzić może do zmian jego cech. W opisywanych transformacjach istnieją trzy grupy składników decydujących o funkcji transmitancji filtra:

- właściwości trybu,
- właściwości transformacji,
- właściwości elementarnych układów składowych.

Właściwości trybu wynikają z charakterystyk elementów, z których budowane są układy. Niezależnie czy struktura ma charakter napięciowy czy prądowy elementy są te same. Wynika to z technologii wykonania. Jeżeli jest to technologia CMOS to podstawowym elementem jest tranzystor. Rozpatrywać wtedy można jego charakterystyki w aspekcie założenia rodzaju sygnału. Parametry takie jak: zakres sygnału sterującego, górna częstotliwość graniczna, możliwość pracy przy małych napięciach zasilania są inne w zależności od rodzaju sygnału. Pomysł na realizację i rozwój układów prądowych polega na wykorzystaniu lepszych właściwości tranzystora gdy pracuje on w trybie prądowym.

Rodzaj transformacji określa stopień zmiany struktury układu prądowego w stosunku do napięciowego. Niektóre transformacje zmieniają całkowicie strukturę układu [16], [19], [20], [44], [49]. Im bardziej struktura zostaje zmieniona tym trudniej jest ustalić przyczyny zmiany charakterystyk. Układy filtrów stają się trudno porównywalne ponieważ na ich właściwości wpływa nie tylko fakt, że mają charakter prądowy ale również to, że mają inny schemat blokowy niż pierwowzór. Istnieją metody projektowania filtrów prądowych, które nie polegają na transformacji filtrów napięciowych. Powstają wtedy struktury o odmiennych topologiach od pierwowzoru, którym jest prototyp [1], [9], [14], [27], [39], [49], [50], [52]. W dwóch opisywanych w rozdziale 4. metodach projektowania układów prądowych (1:1 oraz bezpośrednio z prototypu) struktura funkcjonalna pozostaje niezmienną. Używane są układy o takich samych funkcjach lecz pracujące w innym trybie. Wpływ na charakterystyki filtra mają więc przede wszystkim parametry układów elementarnych. W obu przypadkach są to integratory i wzmacniacze o skończonym wzmocnieniu.

Zgodnie z celem niniejszej pracy, porównanie układów prądowych i napięciowych filtrów aktywnych narzuciło konieczność podjęcia próby weryfikowania własności układów, które mają taką samą lub podobną strukturę, ale pracują w różnych trybach. W ten sposób można uniknąć błędów powstających przy zmianach schematów funkcjonalnych (np. podczas transformacji). Z wymienionych wcześniej metod takie warunki spełnia metoda projektowania poprzez transformację  $1:1$  (przekształceniu podlega graf, a nie schemat) oraz projektowanie bezpośrednio z prototypu RLC (z jego grafu sygnałowego). Dla porządku należy dodać, że również projektowanie filtra jako maszyny analogowej może mieć takie cechy.

W dalszej części pracy do porównania wybrano filtry aktywne projektowane według transformacji  $1:1$  oraz bezpośrednio z sygnałowego grafu przepływowego prototypu. W przypadku takich samych struktur filtrów, w obu trybach pracy konieczne jest zastosowanie w porównywanych układach, bloków elementarnych o zbliżonych charakterystykach. Dobrze znane są układy całkujące napięcia oraz wzmacniacze o skończonym wzmocnieniu projektowane z wykorzystaniem wzmacniaczy operacyjnych. W piśmiennictwie opisywane są różne rozwiązania integratorów prądu [3], [21], [22], [23], [31], [34], [57], [58]. Nie wiele z nich spełnia warunek symetryczności na wejściu lub wyjściu [31].

## Podstawowe bloki funkcjonalne prądowych filtrów aktywnych

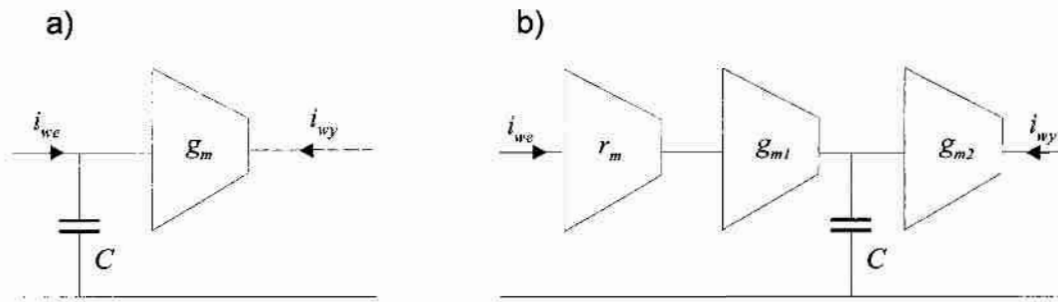
W rozdziale 4. przytoczono przykłady sposobów zamiany napięciowych struktur filtrów i układów w pracujące w trybie prądowym. We wszystkich przypadkach otrzymywano topologie wierające ograniczony zbiór układów elementarnych. Były to przede wszystkim czwórniki lub różniki  $RC$ , układy mnożenia przez stałą (wzmacniacze), sumatory oraz integratory. Wymieniony zbiór jest niezbędny do realizacji określonej grupy filtrów niezależnie od trybu ich pracy. Działanie sygnału determinuje realizację układów elementarnych w zadanej technologii (np. MOS). Opisywane transformacje prowadzą do schematów blokowych filtrów prądowych nie różniących się porównywalnie z napięciowymi według kryteriów zdefiniowanych w rozdziale trzecim. Wszystkie rozwiązania układowe natomiast spełniają zadane warunki porównywalności. W dalszej części niniejszego rozdziału przedstawiono wybrane grupy układów elementarnych, które mogą posłużyć do realizacji filtrów aktywnych pracujących w trybie prądowym.

### 1 Koncepcje realizacji integratorów prądu

Pomysł na stworzenie integratorów przetwarzających prąd oparte zostały na pewnych analogiach do znanych rozwiązań napięciowych. Istotą działania układu całkującego stosującego wzmacniacz operacyjny jest wymuszanie na pojemności prądu zależnego od sygnału napięciowego [21]. Odpowiedź napięcia na kondensatorze jest całką wymuszającego prądu. Zastosowanie tego mechanizmu z jednoczesnym przetworzeniem wynikowego sygnału napięciowego na prądowy pozwala na wykonanie integratorów, które zewnętrznie będą miały charakter prądowy.

Dość trywialnym pomysłem jest zastosowanie do utworzenia prądowego układu całkującego wzmacniacza transkonduktancyjnego (rys. 5.1) [57]. Wymuszenie prądu  $i_{we}$  ze źródła sterującego, przy założeniu nieskończonej rezystancji wejściowej transkonduktora, powoduje powstanie liniowego przetwornika napięcie-prąd napięciem będącym całką prądu wejściowego. W efekcie transmitancja całego układu wynosi:

$$H(s) = \frac{i_{wy}(s)}{i_{we}(s)} = \frac{g_m}{sC} \quad (5.1)$$



Rys. 5.1 Ilustracja pomysłu na utworzenie integratorów prądu.

prosty model układu całkującego ma pogarsza swoje właściwości gdy uwzględnimy wejściową i wyjściową rezystancję transkonduktora. W takim przypadku:

$$H(s) = \frac{i_{wy}(s)}{i_{we}(s)} = \frac{g_m}{sC(1 + \frac{g_{wy}}{G}) + g_i + \frac{g_{we}g_{wy}}{G}} \quad (5.2)$$

wzorce (5.2),  $g_{we}$  i  $g_{wy}$  są wejściową i wyjściową rezystancją transkonduktora, a  $G$  obciążenie układu. Dla bardzo dużych obciążeń wpływ rezystancji wyjściowej staje się pomijalny. Ponieważ układy prądowe w sposób naturalny pracują z obciążeniami bardzo małymi rezystancjami zależność (5.2) można uprościć do postaci:

$$H(s) = \frac{i_{wy}(s)}{i_{we}(s)} = \frac{\frac{g_m}{C}}{s + \frac{g_{we}}{C}} \quad (5.3)$$

stotliwość własna integratora zmniejszy się wraz ze wzrostem wejściowej konduktancji  $g_i$ .

$$\omega_i = \frac{1}{C} \sqrt{g_m^2 - g_{we}^2} \quad (5.4)$$

Układy CMOS sterowane napięciowo z zacisków bramek tranzystorów charakteryzują się dużymi rezystancjami wejściowymi. Oznacza to, że nie powinny wpływać znacząco na ściwość integratora.

W taki sam sposób pogarszają się właściwości całkowania jeżeli sterujące źródło  $i_{we}$  ma małą rezystancję wewnętrzną. W pierwszej części pracy zwracano uwagę na niewielką liczbę naturalnych źródeł sygnału o charakterze prądowym. Ich skończona rezystancja powoduje

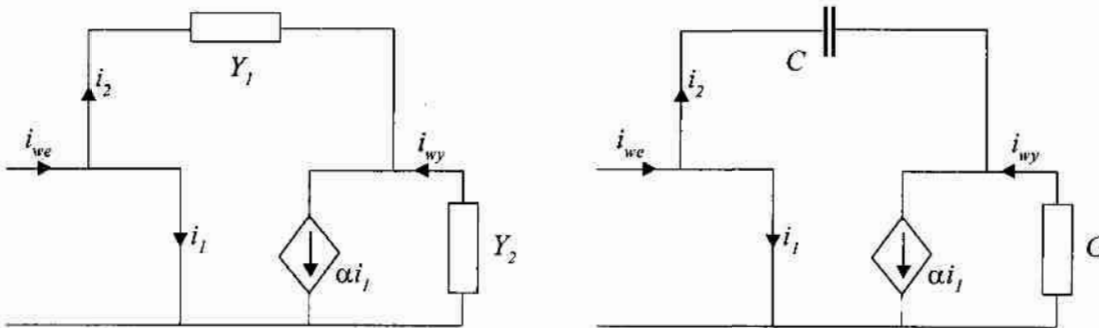


aniczoność zastosowania takiego prostego modelu integratora. Rys. 5.2. b) przedstawia wer-  
układu nie wymagającą sterowania ze źródeł sygnału o dużych rezystancjach wewnętrznych.  
ład zawiera trzy elementarne obwody, jeden transrezystancyjny ( $r_m$ ) i dwa transkonduktancyj-  
( $g_{m1}$  i  $g_{m2}$ ). Prąd wyjściowy ma wartość:

$$i_{wy}(t) = \frac{r_m g_{m1} g_{m2}}{C} \int i_{we}(t) dt \quad (5.5)$$

stosowane na wejściu połączenie, układ transrezystancyjny – układ transkonduktancyjny jest  
etwornikiem dopasowującym wyjściową rezystancję generatora sygnału do wejściowej rezy-  
nacji układu. Częstotliwościowy zakres pracy układów zależy jedynie od charakterystyk zasto-  
wanych wzmacniaczy. Podobna zależność występuje przy określaniu zakresu dopuszczalnych  
nałów wejściowego i wyjściowego. Wymagania na liniowość i pasmo częstotliwościowe są  
ksze niż w przypadkach przytoczonych na rys. 5.1 wzmacniaczy operacyjnych ponieważ nie  
stępuje w układach ujemne sprzężenie zwrotne. Zapewnienie symetryczności na wyjściu wy-  
ga zastosowania dwóch układów w miejscu  $g_{m2}$  - odwracającego i nieodwracającego.

Innym możliwym rozwiązaniem jest zastosowanie układu, którego ideę przedstawia rys.  
[23].



Rys. 5.2 Schematy integratorów wykorzystujących wzmacniacz prądowy.

Transmitancja prądowa przedstawionego układu określona jest zależnością:

$$H(s) = \frac{i_{wy}(s)}{i_{we}(s)} = \frac{\alpha}{1 + (\alpha + 1) \frac{Y_1(s)}{Y_2(s)}} \quad (5.6)$$

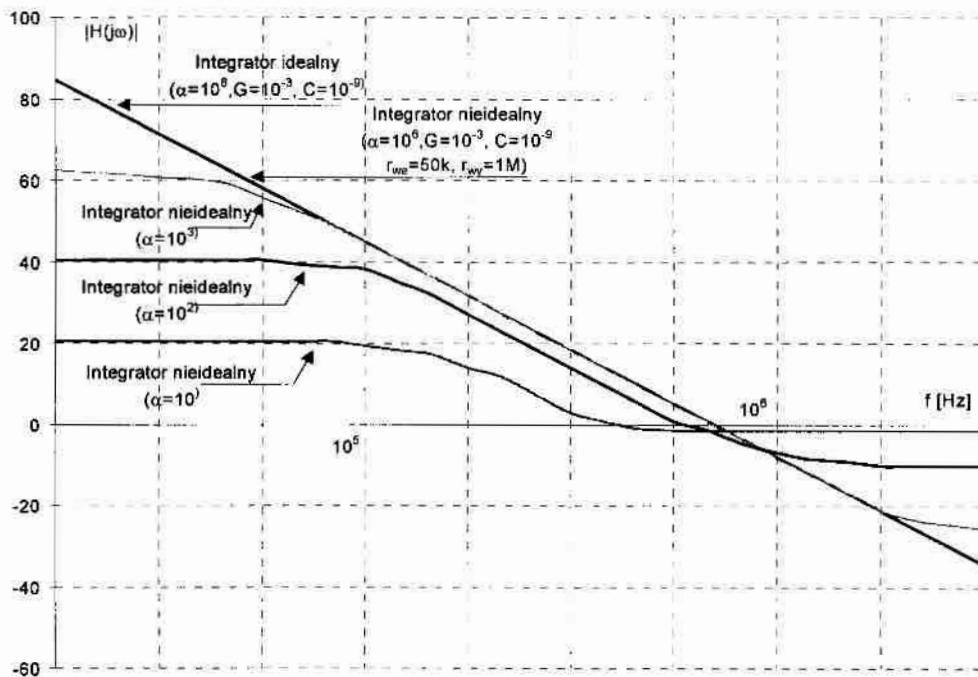
Jeśli wzmacnienie źródła sterowanego prądem jest bardzo duże ( $\alpha \rightarrow \infty$ ) natomiast admitancja  
realizowana jest za pomocą pojemności, a  $Y_2$  jest konduktancją (Rys. 5.2. b) to zależność (5.6)  
przyjmuje postać:

$$H(s) = \frac{i_{wy}(s)}{i_{we}(s)} = \frac{Y_2(s)}{Y_1(s)} = \frac{G}{sC} \quad (5.7)$$

Wadą tego rozwiązania jest konieczność zapewnienia bardzo dużego wzmocnienia prądowego. Mała wartość wzmocnienia powoduje, że biegun transmitancji układu przesuwa się w obliże częstotliwości własnej  $\omega_i = \frac{G}{C}$ . Wtedy nie są spełnione warunki na realizację obwodu alkującego. Dalsze pogorszenie właściwości następuje jeżeli uwzględni się podstawowe nieidealności zastosowanego źródła sterowanego prądem. Uwzględnienie skończonej rezystancji wejściowej  $r_{we}$  oraz wyjściowej  $r_{wy}$  prowadzi do transmitancji o postaci:

$$H(s) = \frac{i_{wy}(s)}{i_{we}(s)} = \frac{\alpha \frac{1}{sC} + r_{we}}{\frac{1}{sC} - r_{we} - \frac{1}{sCGr_{wy}} + \frac{r_{we}}{Gr_o} + \frac{1}{G} + \frac{\alpha}{G}} \quad (5.8)$$

Pogorszenie charakterystyki następuje także z powodu występowania zera transmitancji zależnego od wzmocnienia  $\alpha$ , rezystancji wejściowej  $r_{we}$  oraz pojemności  $C$ . Wpływ nieidealności na transmitancję można zniwelować przez zwiększanie wzmocnienia  $\alpha$ . Zależność (5.8) dla  $\alpha \rightarrow \infty$  przyjmuje postać wzoru (5.7).

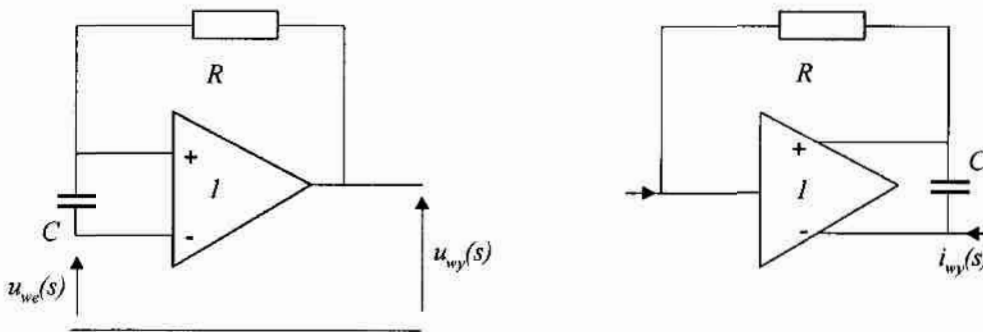


rys. 5.3 Charakterystyki amplitudowo częstotliwościowe modelu integratora dla przypadków różnych wzmocnień wzmacniacza prądu

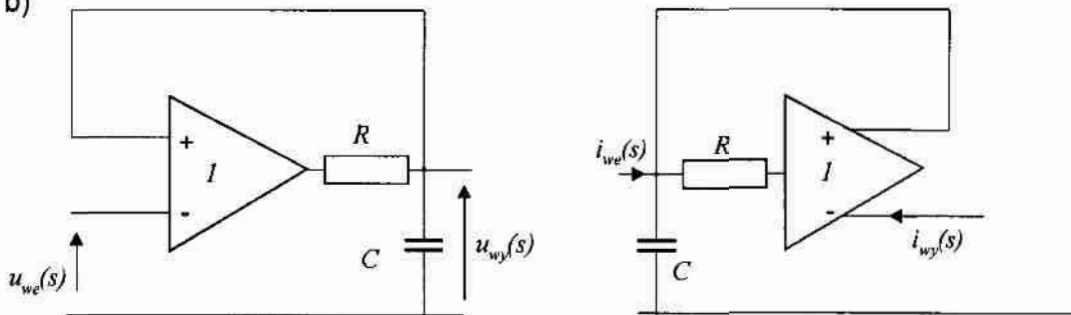
Na rys. 5.3 przedstawiono wyniki symulacji modelu omawianego integratora. Układ całujący zaprojektowano dla pulsacji własnej  $\omega_i = 3 \cdot 10^6 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ . Wartości rezystancji wejściowej i wyjściowej przyjęto  $r_{we} = 50 \text{ k}\Omega$  a  $r_{wy} = 1 \text{ M}\Omega$  co odpowiada rezystancjom wzmacniaczy prądu zrealizowanym w technologiach CMOS. Obie wartości są ustalone niekorzystnie tzn. odpowiadają układom o słabych parametrach. Wielkość  $G$  symulowano za pomocą źródła prądu sterowanego pięciem (model wzmacniacza transkonduktancyjnego). W przyjętych warunkach symulowany model ma zbliżone właściwości do realizacji aktywnej. Obliczenia wykonywano za pomocą programu PSPICE.

Podobnie jak wynika to z zależności (5.7) i (5.8) charakterystyki częstotliwościowe układów są bliskie idealnym w przypadku dużych wzmocnień  $\alpha$ . Pomijalnie mały jest wtedy wpływ nieidealności źródła sterowanego i sterującego. Częstotliwość własna integratora zależy zaś wyłącznie od  $C$  i  $G$ . W miarę zmniejszania wzmocnienia, maleje zakres częstotliwościowy poprawnej pracy. Na częstotliwość własną zaczynają wpływać rezystancje pasożytnicze (wpływ  $\alpha$  transmitancji i przesunięcie *bieguna*). Dalsze pogorszenie właściwości następuje po złączeniu wejściowych i wyjściowych pojemności w modelu wzmacniacza.

a)



b)



5.4 Wykorzystanie transformacji komplementarnej i układu dołączonego dla uzyskania struktur integratorów prądowych.

Kolejne rozwiązania konstrukcji integratorów prądu otrzymuje się stosując przekształcenia komplementarne oraz układu dołączonego do znanych postaci napięciowych układów całkowych pokazanych na *rys. 5.4* [23]. Zastosowanie przekształcenia komplementarnego prowadzi do dwóch struktur, w których wykorzystuje się wzmacniacz napięciowy o wzmocnieniu równym ności.

Przedstawione na *rys. 5.4* schematy przedstawiają dwie konfiguracje napięciowe otrzymane w wyniku przekształcenia komplementarnego oraz odpowiadające im topologie układów prądowych. W przypadku idealnych wzmacniaczy transmitancja w obu przypadkach wynosi:

$$H(s) = \frac{i_{wy}(s)}{i_{we}(s)} = \frac{\alpha}{1 - \alpha + sRC} \quad (5.9)$$

Jeżeli  $\alpha = 1$  (jak na *rys. 5.4*) otrzymuje się idealną transmitancję układu całkującego:

$$H(s) = \frac{i_{wy}(s)}{i_{we}(s)} = \frac{1}{sRC} = \frac{\omega_i}{s} \quad (5.10)$$

gdzie  $\omega_i$  jest pulsacją własną integratora. Jeżeli wzmocnienie ma wartość mniejszą od jedności układ jest integratorem stratnym o transmitancji:

$$H(s) = \frac{i_{wy}(s)}{i_{we}(s)} = \frac{\alpha}{1 + s/\omega_p} \quad (5.11)$$

gdzie:

$$\omega_p = \frac{1 - \alpha}{RC}$$

z wyrażenia (5.11) wynika, że biegun transmitancji  $\omega_p$  może znaleźć się w prawej półpłaszczyźnie zespolonej, jeżeli współczynnik wzmocnienia  $\alpha$  będzie większy od jeden. Układ staje się wtedy niestabilny. Warunki pracy zmieniają się, jeżeli uwzględnione będą rezystancje wejściowa i wyjściowa wzmacniacza. Transmitancje dla prądowych wariantów *a)* i *b)* z *rys. 5.4* mają postać odpowiednio:

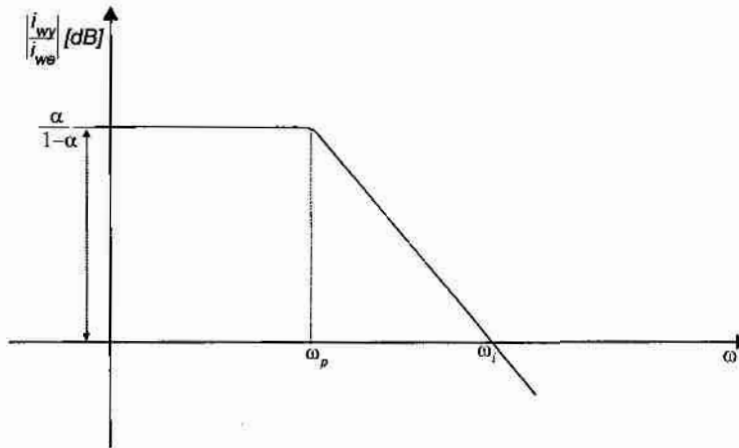
$$H_a(s) = \frac{i_{wy}(s)}{i_{we}(s)} = \frac{\alpha - g_{wy}r_{we} - sr_{we}C}{1 - \alpha + g_{wy}(R + r_{we}) + sC(R + r_{we})} \quad (5.12)$$

$$H_b(s) = \frac{i_{wy}(s)}{i_{we}(s)} = \frac{\alpha - g_{wy}(R + r_{we})}{1 - \alpha + g_{wy}(R + r_{we}) + sC(R + r_{we})} \quad (5.13)$$

transmitancje te różnią się licznikiem. W pierwszym z nich pojawia się zero, dane wzorem (5.14). Wpływ zera jest pomijalny jeżeli iloczyn  $g_{wy}r_{we} < \alpha$ .

$$z = \frac{\alpha - g_{wy}r_{we}}{r_{we}C} \quad (5.14)$$

Występowanie zer i biegunów transmitancji powoduje odchylenie charakterystyk częstotliwościowych od idealnych. Zmianie ulega pulsacja własna integratora ( $\omega_i$ ) oraz dolna częstotliwość niżej zakresu pracy ( $\omega_p$ ).

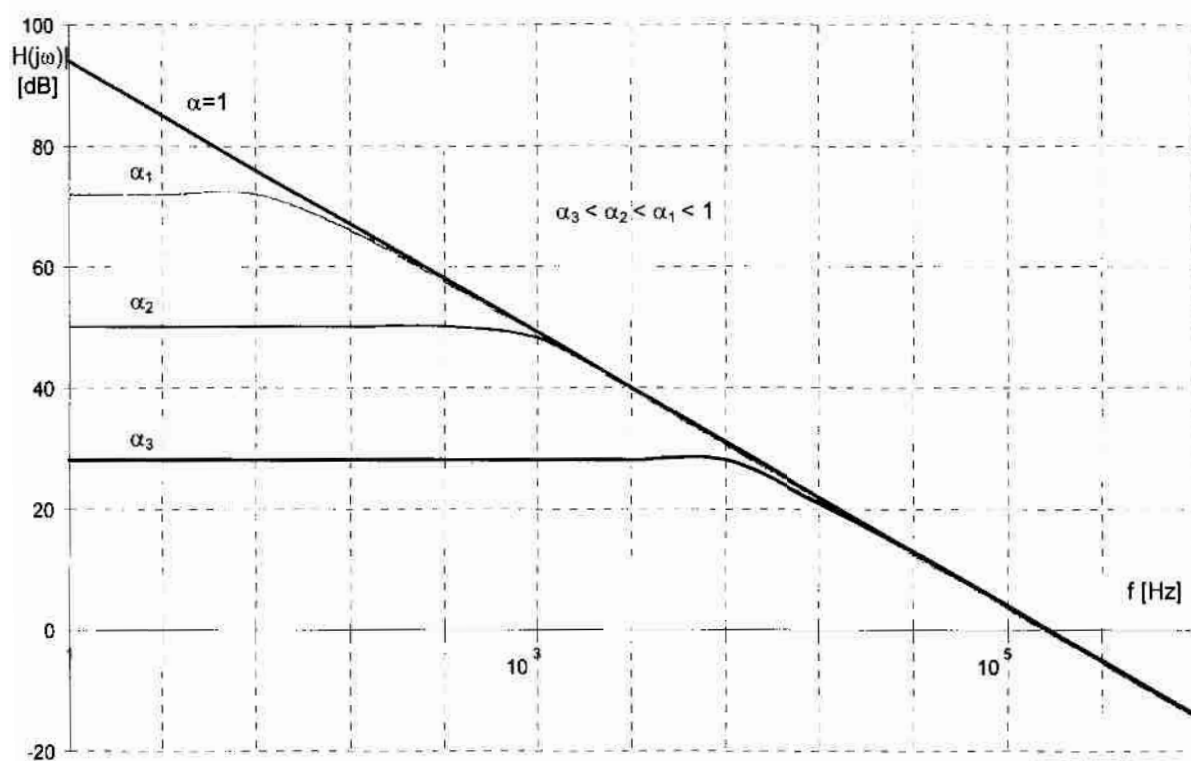


Rys. 5.5 Postać asymptotycznej charakterystyki częstotliwościowej modelu integratorów z Rys. 5.4

Na rys. 5.6 przedstawiono wyniki symulacji komputerowej idealnego integratora dla różnych wzmocnień  $\alpha$ . Układ zaprojektowano dla pulsacji własnej  $\omega_i = 10000 \text{ rad/s}$ . Stosowane wzmocnienia zmieniano się w zakresie od 1 do 0.90. Obniżenie wzmocnienia objawia się na charakterystyce zagięciem odpowiadającym biegunowi transmitancji. Wartość jest zgodna z liczoną dla tych warunków. Dla porównania na rys. 5.7 pokazano charakterystyki integratora zaprojektowanego dla takich samych warunków jak poprzedni, ale z uwzględnieniem rezystancji wejściowej i wyjściowej. Wyraźnie widać wpływ bieguna transmitancji, który zależy od wartości wszystkich elementów wchodzących w skład obwodu, a mianowicie:

$$p = \frac{1 - \alpha + g_{wy}(R + r_{we})}{C(R + r_{we})} \quad (5.15)$$

łamanie krzywej na początku charakterystyki  $|H(j\omega)|$  następuje dla większych częstotliwości niż w układzie idealnym. Oznacza to większe ograniczenie częstotliwościowego zakresu poprawnej pracy integratora nieidealnego w porównaniu z idealnym. Widoczne jest również ograniczenie od góry wartości modułu, nawet w przypadku, gdy stosowany jest wzmacniacz o nominalnym wzmacnieniu równym jedności. Właściwości integratora będą tym gorsze im większa zastosowana zostanie rezystancja odbiornika, którym obciążono integrator. Rozpływ prądu pomiędzy obciążenie, rezystancję wyjściową oraz pętlę sprzężenia zwrotnego powoduje, że efektywne wzmacnienie (prąd w obciążeniu do prądu sterującego) spada. Poprawę warunków pracy można uzyskać przez zaprojektowanie układu ze wzmacniaczem o współczynniku wzmacnienia większym od jedności..



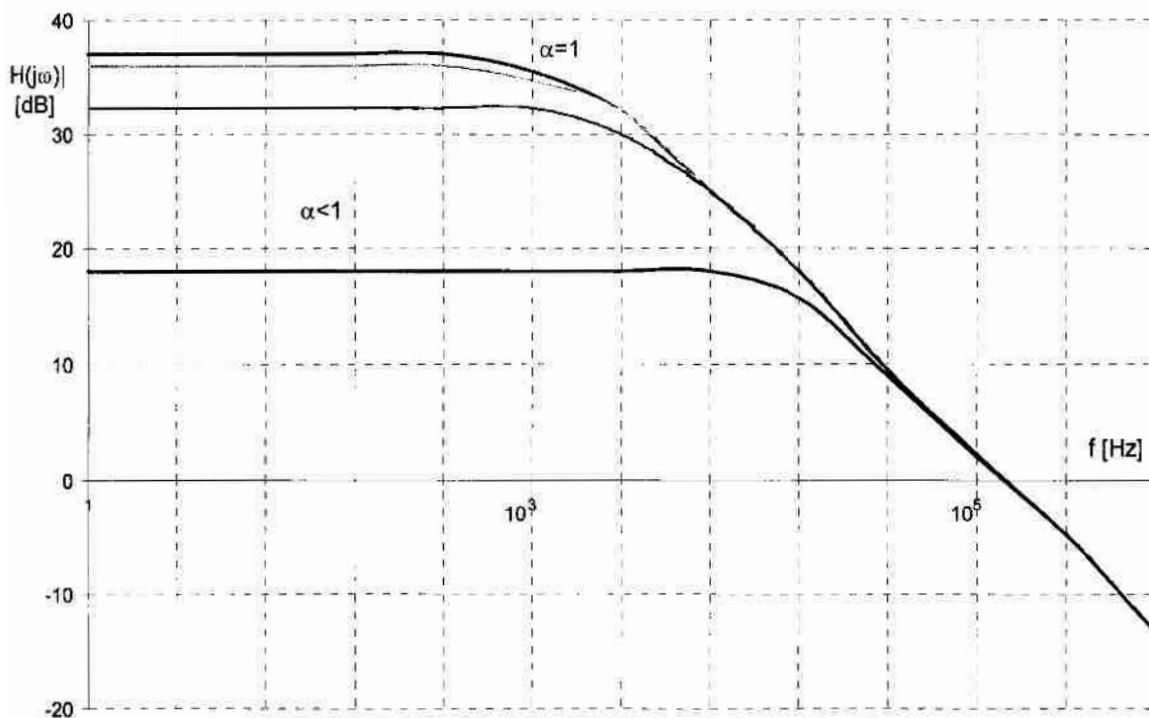
rys. 5.6 Charakterystyki amplitudowo- częstotliwościowe idealnego integratora dla różnych wzmacnień  $\alpha$

Nadmierne przekroczenie wartości jeden, może jednak spowodować niestabilność integratora. Zapewnienie położenia bieguna  $p$  w lewej półpłaszczyźnie zespolonej sprowadza się do warunku:

$$1 - \alpha + g_{wy}(R + r_{we}) \geq 0 \quad (5.16)$$

Wartość wzmocnienia  $\alpha$  musi zatem być mniejsza od  $1 + g_{wy}(R + r_{we})$ . Im bliższa jest tej wartości, tym właściwości układu całkującego są lepsze. Ta swojemu rodzaju poprawka  $\delta$  na wzmocnienie wynika z praktycznej realizacji wzmacniacza prądowego, który ma zwykle mniejsze wzmocnienie od projektowanego na podstawie idealizowanych modeli elementów. Warunek (5.16) można sformułować inaczej:

$$\alpha = 1 + g_{wy}(R + r_{we}) - \delta \quad (5.17)$$



Rys. 5.7 Charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowe nieidealnego integratora dla różnych wzmocnień  $\alpha$ .

Charakterystyczne wielkości na wykresie modułu transmitancji zależą od różnicy pomiędzy  $\alpha$  a wyrażeniem  $1 + g_{wy}(R + r_{we})$  następująco:

$$\omega_i = \omega_1 \sqrt{1 - 2\delta}$$

$$\omega_p = \delta \omega_i \quad (5.18)$$

$$A = \frac{1 - \delta}{\delta}$$

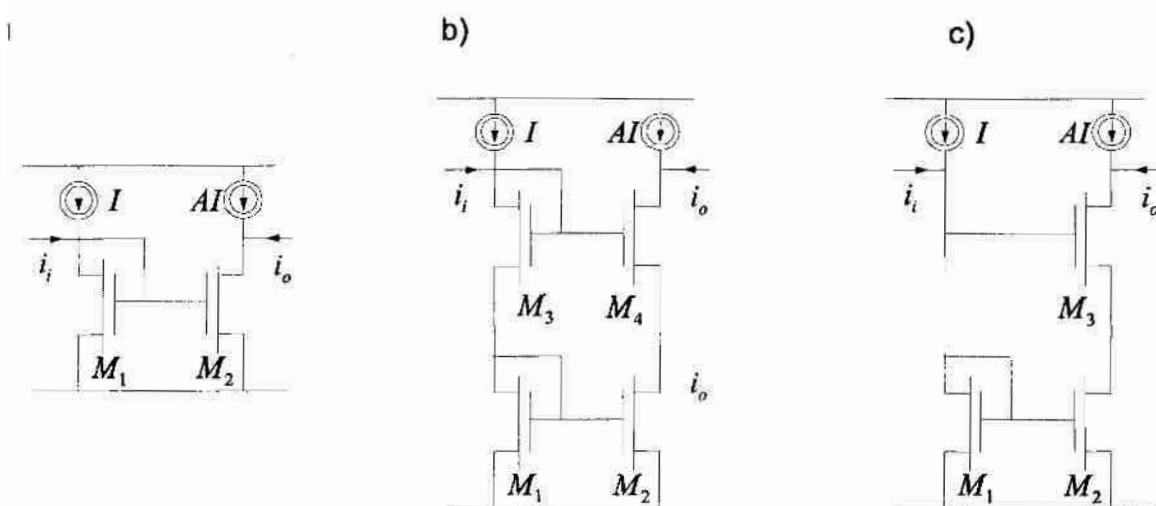
Właściwości te ilustrują wyniki symulacji przedstawione są na rys. 5.6 i rys. 5.7.

Opisane powyżej koncepcje realizacji integratorów można podzielić na dwie grupy. Pierwsza z nich wykorzystuje właściwości układów przetwarzania napięcia na prąd (transkonduktorowe). Pulsacja własna tych integratorów zależy od pojemności stosowanego na wejściu i wyjściu kondensatora oraz transkonduktancji. W drugiej grupie, wykorzystuje się sprzężenie zwrotne w układzie wzmacniacza. W części koncepcji jest to wzmacniacz o bardzo dużym wzmocnieniu, a w części, o wzmocnieniu równym jeden. W każdym przypadku jest to wzmacniacz prądu.

## 2 Wzmacniacze prądu

### 2.1 Proste wzmacniacze prądu

Od dawna stosowanym wzmacniaczem prądowym jest tzw. zwierciadło prądowe oraz jego modyfikacje wynikające z potrzeby poprawiania niektórych parametrów takiego układu (rys. 5.8) [2], [4], [28], [51], [60], [61]. W swojej podstawowej postaci zwierciadło składa się z dwóch tranzystorów obciążonych w drenach niezależnymi źródłami prądu. Pierwszy z nich jest nieliniowym przetwornikiem prąd – napięcie, a drugi również nieliniowym przetwornikiem napięcie prąd. Obydwa tranzystory dzięki specyficznemu połączeniu zapewniają w dużym zakresie nieliniowy związek pomiędzy sygnałami wyjściowym i wejściowym. Wartość wzmocnienia zależy od rozmiarów zastosowanych tranzystorów.



Rys. 58 Rozwiązania wzmacniaczy prądu a) zwierciadło b) zwierciadło kaskodowe c) zwierciadło Wilsona.



Analiza właściwości układu zwierciadła, przy użyciu najprostszego modelu tranzystora CMOS, prowadzi do prostej zależności:

$$k_i = \frac{i_{wy}}{i_{we}} \approx A \approx \frac{W_2 L_1}{W_1 L_2} \quad (5.19)$$

gdzie  $W$  i  $L$  są szerokościami i długościami kanałów tranzystorów, natomiast  $k_i$  wzmacnieniem prądowym układów. Zależność (5.19) jest uproszczona i otrzymano ją w wyniku zastosowania prostego modelu tranzystora MOS. Nie są tutaj uwzględnione wpływy modulacji długości kanału ( $\lambda$ ) oraz rozbieżności technologiczne w wykonaniu poszczególnych tranzystorów. Odziaływanie współczynnika modulacji objawia się różnicą napięć na drenach tranzystorów i spowodowaną tym zmianą prądu drenu. Niedokładności technologiczne powodują w modelu tranzystorów zróżnicowanie napięć progowych  $V_T$ , współczynników transkonduktancyjnych  $K'$  oraz współczynnika modulacji  $\lambda$ . Można pokazać, że stosunek prądów drenów obu tranzystorów zmienia się wg zależności [51]:

$$\frac{I_{D2}}{I_{D1}} = 1 - \left( \frac{\Delta K'}{K'} \right) + \left( \frac{2}{V_{GS}/V_T - 1} \right) \left( \frac{\Delta V_T}{V_T} \right) - (\lambda V_{DS}) \left( \frac{\Delta \lambda}{\lambda} \right) \quad (5.20)$$

W powyższym wzorze oznaczenie  $\Delta$  przy odpowiednim parametrze oznacza różnicę pomiędzy wartościami odpowiednich parametrów tranzystorów M1 i M2 (rys. 5.8). Zmiana np. wszystkich parametrów w granicach  $\pm 5\%$  powoduje różnicę wzmacnienia ok. 4%.

Oprócz niedokładności wzmacnienia, ograniczeniem w zastosowaniu zwierciadła jako wzmacniacza jest zależność wyjściowej rezystancji od punktu pracy drugiego tranzystora. Załóżmy, że w drenie umieszczone jest idealne źródło prądowe prowadzi do wniosku, że wyjściowa rezystancja wzmacniacza jest równa parametrowi  $r_{ds2}$  i wynosi:

$$r_{wy} = r_{ds2} = \frac{1}{\lambda I_{D2}} \quad (5.21)$$

W zastosowaniu zwierciadła, przy wymaganym dużym wzmacnieniu, prowadzi do zwiększania prądu drenu drugiego tranzystora, a tym samym do zmniejszenia rezystancji wyjściowej. Sytuacja pogarsza się jeszcze jeżeli idealne źródła prądowe zastąpi się rzeczywistymi, zrealizowanymi na tranzystorach.

Rysunki Rys. 5.8 b) i c) przedstawiają dwie modyfikacje zwierciadła. Pierwsza z nich ma nazwę kaskodowego, a druga Wilsona [51], [60]. Modyfikacje wprowadzono w celu zwiększenia rezystancji wyjściowej układu oraz uniezależnienia jego wzmocnienia od punktu pracy. Rezystancje wyjściowe układów można przedstawić następująco:

$$r_{wy} = r_{ds2} + r_{ds4} + r_{ds2}r_{ds4}g_{m4} \left( 1 + \frac{g_{mb4}}{g_{m4}} \right) \quad (5.22)$$

$$r_{wy} = r_{ds3} + r_{ds2} \frac{1 + r_{ds3}g_{m3} \left( 1 + \frac{g_{mb4}}{g_{m4}} \right) + g_{m1}r_{ds1}g_{m3}r_{ds3}}{1 + g_{m2}r_{ds2}} \quad (5.23)$$

zależnościach oznaczono parametry małosygnałowe:

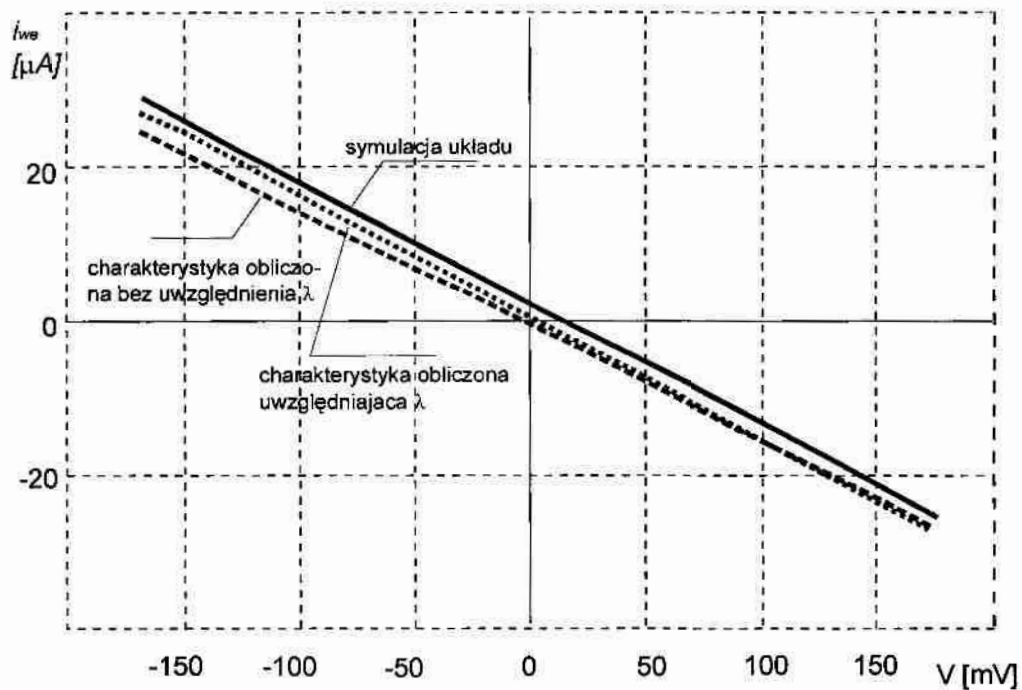
- rezystancja dren - źródło;
- $g_m$  - transkonduktancję bramka - dren tranzystora;
- $g_{mb}$  - transkonduktancję pomiędzy podłożem a drenem.

Każda modyfikacja układu w celu poprawienia jego właściwości powoduje zwiększenie jego skomplikowania, a tym samym zajmowanej powierzchni. Innym niekorzystnym zjawiskiem jest tzw. efekt podłożowy, który pogarsza liniowość wzmacniacza. Ponadto w przykładach b) i c) z rys. 5.8 zwiększona jest liczba tranzystorów włączonych pomiędzy dodatni i ujemny zacisk zasilania. Stoi to w sprzeczności z postulatem zmniejszania napięć zasilających.

W wielu opracowaniach [7], [18], [40], [51], [54], [58] przedstawiane są struktury, które mają lepsze parametry małosygnałowe ale składają się z większej liczby tranzystorów. Ubocznym skutkiem komplikowania układów jest pogorszenie właściwości częstotliwościowych tego typu wzmacniaczy ze względu na wzrost wartości pojemności pasożytniczych. W układach pracujących w trybie napięciowym poszukuje się kompromisu pomiędzy szerokością pasma, a liniowością i wzmocnieniem poprzez stosowanie sprzężeń zwrotnych.

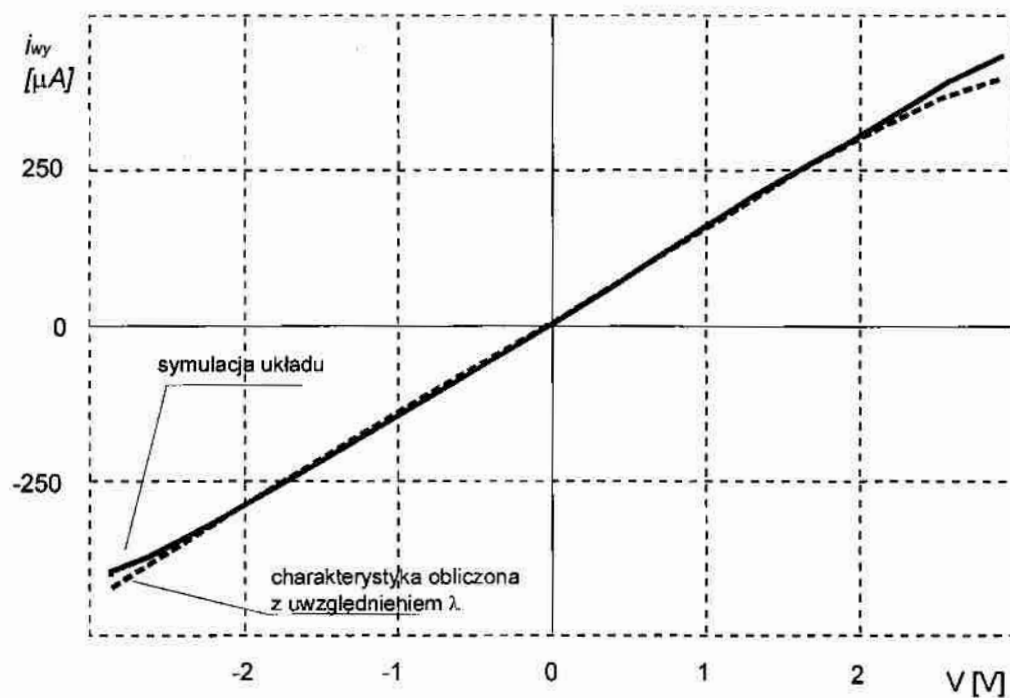
W rozdziale 5.1 przedstawiono koncepcje integratorów prądu, w których przewiduje się zastosowanie wzmacniaczy prądu o wzmocnieniu bliskim jedności. Oprócz typowych wymagań na rezystancje wyjściowe i wejściowe oraz pasmo przenoszenia, przyjęto, że zastosowane układy winny zajmować małą powierzchnię. Zmniejszenie rozmiarów związane jest z zastosowaniem rozwiązań o małej liczbie użytych tranzystorów. Najprostsze zwierciadło wymaga użycia 6.





Rys. 5.10 Charakterystyka napięciowo – prądowa pierwszego stopnia wzmacniacza „p-p”

Ocena wpływu parametrów  $\lambda$  oraz różnicy w napięciach progowych tranzystorów P i N przeprowadzona została przez symulacje układu, i porównanie ich wyników z obliczonymi charakterystykami układu. Na rysunkach 5.10 i 5.11 przedstawiono charakterystyki napięciowo prądowe obu przetworników.



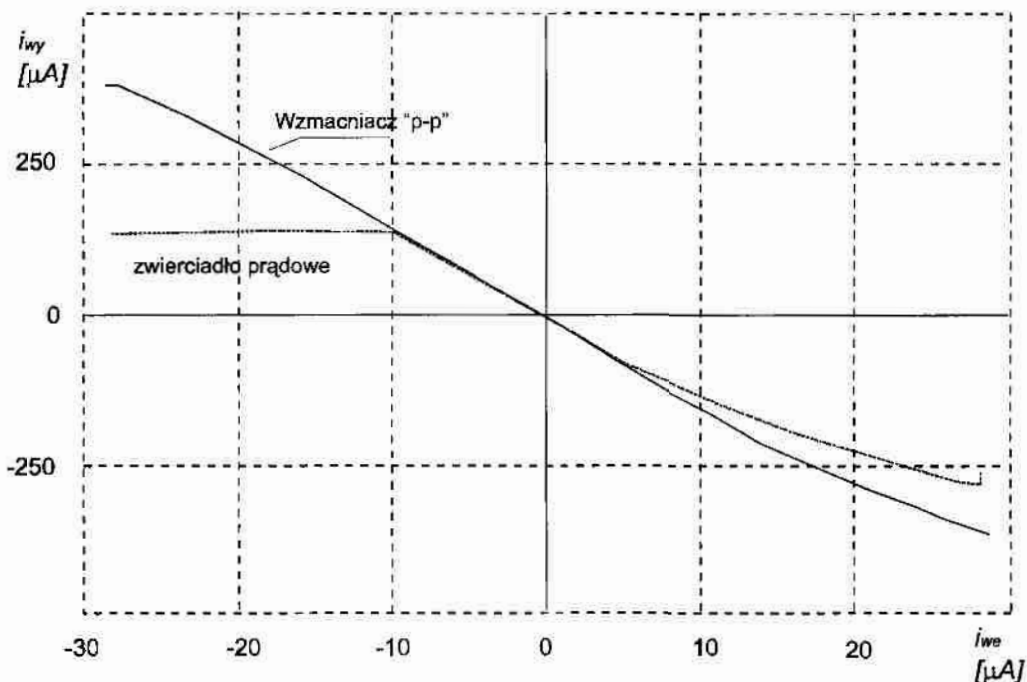
Rys. 5.11 Charakterystyka napięciowo- prądowa drugiego stopnia wzmacniacza „p-p”

Wpływ modulacji kanałów prowadzi do niewielkiego pogorszenia liniowości charakterystyki i jej przesunięcia w stosunku do środka układu współrzędnych. Efektem jest niezerowa wartość sygnału wyjściowego przy braku sygnału wejściowego. Niedogodność tą można usunąć z korektę wymiarów tranzystorów. Oznacza to niestety, pogorszenie liniowości. Charakterystyki układów symulowanych na 2. poziomie i obliczone na podstawie modelu uproszczonego – zory (5.24) i (5.25), nieznacznie się różnią. Pierwszy stopień ma mniejszą transrezystancję, a drugi gorszą liniowość, dla dokładnego modelu..

Na Rys. 5.12 przedstawiono przejściową charakterystykę wzmacniacza. Dla porównania w tym samym układzie współrzędnych umieszczono analogiczną charakterystykę wzmacniacza w postaci zwierciadła prądowego. Oba układy zaprojektowano tak by miały podobne warunki pracy: takie same wzmocnienie ( $k_i=10$ ), taki sam pobór prądu ze źródeł zasilania oraz takie same napięcia zasilania ( $\pm 3,3V$ ).

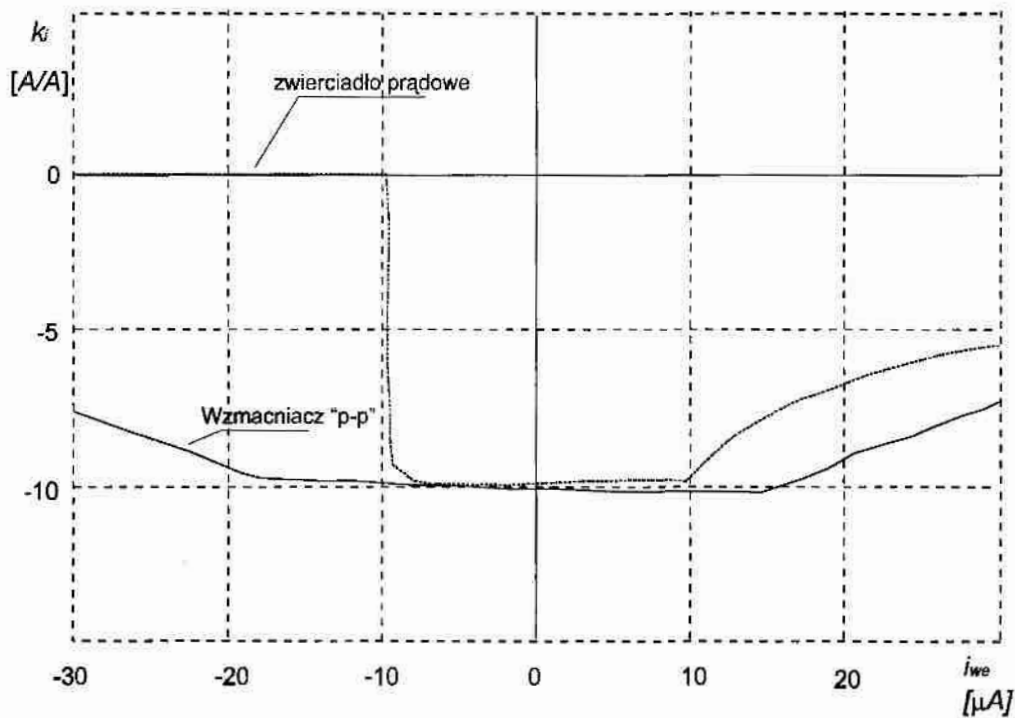
Wzmacniacz pracuje poprawnie w zakresie sygnałów wejściowych, które nie powodują wychodzenia z nasycenia tranzystorów stopnia wyjściowego. Prąd sterujący powoduje liniowe zmiany napięcia sterującego drugi stopień. Przy założeniu niewielkich zmian napięcia wyjściowego (silne obciążenie wzmacniacza), napięcie wejściowe może zmieniać się w zakresie  $\pm V_T$ .

Odpowiada to dopuszczalnemu zakresowi wejściowego prądu:  $\Delta i_{we} = 4K(V_{dd} - V_T)V_T$ .



Rys. 5.12 Charakterystyki przejściowe wzmacniaczy

Porównanie statycznych charakterystyk wzmacniacza „p-p” i zwierciadła wykazuje istotną różnicę w zakresie dopuszczalnego sygnału wejściowego. Zwierciadło prądowe ma istotne ograniczenie sygnału wejściowego wynikające z wydajności źródła prądowego, włączonego w obwód drenu tranzystora pierwszego stopnia. Można zwiększyć wartość tego prądu, ale dla zachowania wzmocnienia konieczne jest również dokonanie zmian w stopniu wyjściowym. Inną cechą odróżniającą proponowany wzmacniacz od zwierciadła jest symetryczność charakterystyki statycznej. Pogarszanie liniowości na granicach zakresu jest spowodowane wychodzeniem tranzystorów wyjściowych z nasycenia. Zmiana odbywa się w sposób łagodny. Na rys. 5.13 przedstawiony jest wykres nachylenia charakterystyk dwóch układów. Przy takich samych warunkach pracy wzmacniacz ma większy zakres dopuszczalnego sygnału wejściowego oraz lepszą liniowość.



Rys. 5.13 Nachylenie charakterystyk przejściowych wzmacniaczy

Podczas analizy dokonano oceny właściwości dynamicznych wzmacniacza. Najistotniejszymi parametrami z punktu widzenia zastosowań są: wejściowa i wyjściowa konduktancja dynamiczna oraz charakterystyka amplitudowo - częstotliwościowa układu.

Przy założeniu symetrycznego zasilania  $|V_{dd}| = |V_{ss}| = V_z$ , jednakowych modułów napięć progowych  $|V_T|$  tranzystorów N i P oraz warunku, że stosunek współczynników modulacji kanałów tranzystorów ma wartość  $\frac{\lambda_1}{\lambda_2} = 0,5$ , konduktancja wejściowa wzmacniacza ma postać:

$$g_{we} = \frac{di_{we}}{dV} = 2\lambda K(0,5\xi + 1)V^2 + [K(\xi - 1) + K\lambda(0,5\xi - 1)(V_z + 2V_{TZ})]V + (5.26) \\ + 2V_{TZ}K(\xi + 1) + \lambda K(0,5\xi + 1)(V_{TZ}^2 + V_{TZ}V_z)$$

gdzie  $\lambda$  i  $K$  są odpowiednio współczynnikiem modulacji kanału i współczynnikiem transkonduktancyjnym tranzystora stopnia wejściowego o kanale typu P,  $\xi$  jest stosunkiem transkonduktancji tranzystorów wejściowych a  $V_{TZ} = V_z - V_T$ .

Współczynniki przy kwadracie i pierwszej potędze wielomianu są pomijalnie małe w porównaniu z trzecim składnikiem. Oznacza to stałą rezystancję wejściową w dużym zakresie amplitudy sygnału sterującego, zależną jedynie od parametrów technologicznych i rozmiarów tranzystorów.

Przy określeniu konduktancji wyjściowej na podstawie modelu małosygnalowego układu uzyskuje się zależność:

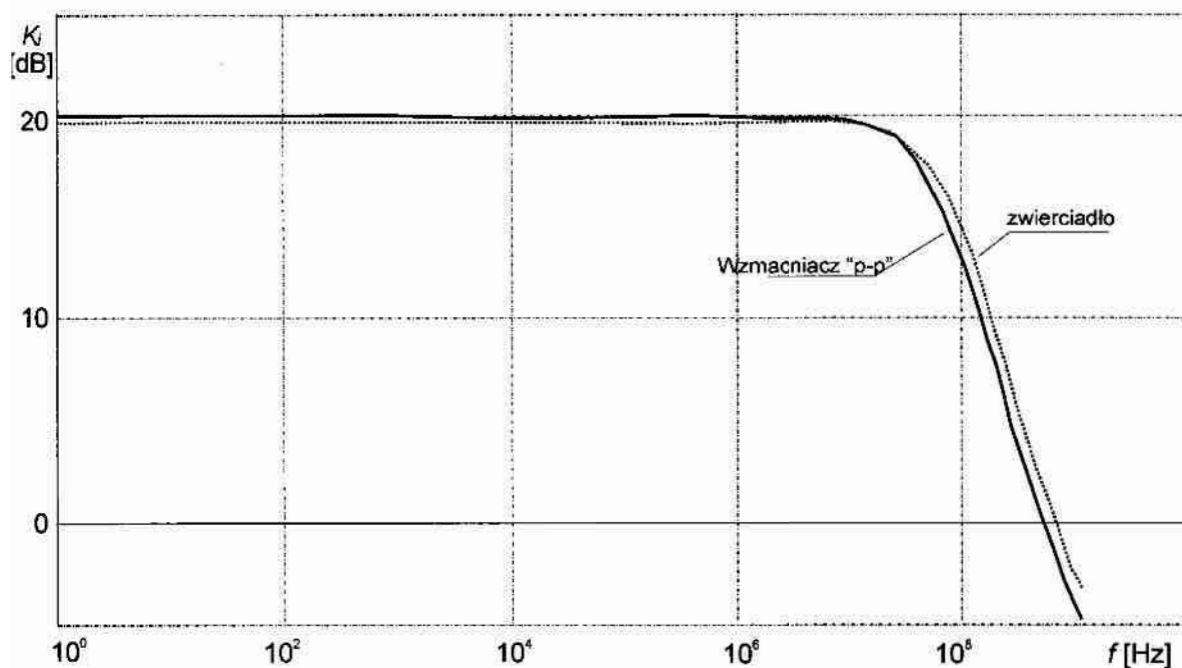
$$g_{wy} = \frac{di_{wy}}{dV} = 2K[(1 - 0,5\lambda V_z - \xi(1 + \lambda V_z))]V + 2KV_{TZ}(1 + 0,5\lambda V_z + \xi - \xi\lambda V_z) \quad (5.27)$$

Wartość konduktancji zależy od transkonduktancji, których wartość zależy od punktu pracy tranzystorów. Przy braku sygnału sterującego, przez oba tranzystory płynie taki sam prąd, a więc ich transkonduktancje są takie same. Przy wysterowaniu na wejściu w jednym tranzystorze prąd wzrasta o taką wartość jak maleje w drugim. Jedna transkonduktancja rośnie, druga maleje. Zmiany konduktancji wyjściowej są niewielkie.

Tabl. 5.1 Rezystancje wejściowe i wyjściowe wzmacniaczy

Układ	$r_{we}$		$r_{wy}$	
	obliczona	symulowana	obliczona	symulowana
zwierciadło	74kΩ	101kΩ	350kΩ	349kΩ
wzmacniacz	57,5kΩ	6,1kΩ	350kΩ	341kΩ

W Tabl.5.1 przedstawiono wartości rezystancji wejściowej i wyjściowej rozważanych układów; obliczone na podstawie zależności (5.26) i (5.27) oraz będące wynikiem symulacji. Wartości w obu przypadkach są zbliżone.



Rys. 5.14 Charakterystyki amplitudowo - częstotliwościowe wzmacniaczy

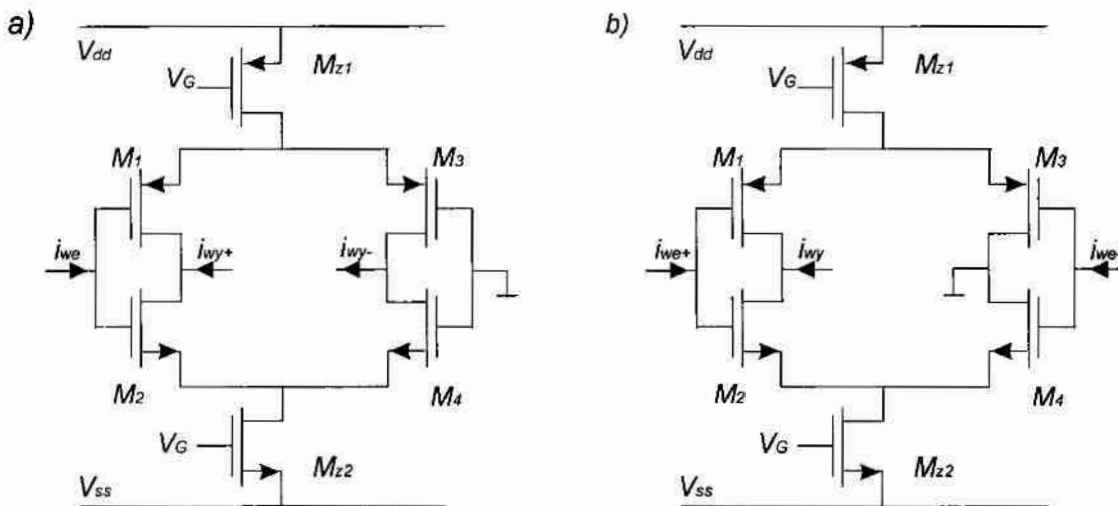
Na rysunku rys. 5.14 przedstawiono charakterystyki częstotliwościowe obu badanych nacniaczy. Gdyby przyjąć do porównania zwierciadło z idealnymi źródłami prądowymi włączonymi w obwody drenów tranzystorów, można by się spodziewać jego szerszego pasma. W rzeczywistych realizacjach funkcje źródeł pełnią jednak tranzystory ze stałym napięciem na mce. Oznacza to, że przy silnym obciążeniu wyjścia o ograniczeniach częstotliwościowych ydują w obu przypadkach pojemności wejściowe  $C_{GS}$  pary tranzystorów wejściowych.

## 2 Symetryczne wzmacniacze prądu

Wśród omawianych metod projektowania filtrów aktywnych pracujących w trybie prądowym w dwóch stosowane są symetryczne integratory prądu. W przypadku transformacji 1:1 do lizacji konieczne jest stosowanie integratora z symetrycznym wyjściem. W projektowaniu ów prądowych wprost z prototypu, podstawowym blokiem jest integrator z symetrycznym ściem. W obydwu przypadkach do tworzenia układów całkujących niezbędne są odpowiednio etryczne wzmacniacze prądu, które mogą posłużyć do realizacji filtrów. Istniejące rozwiąza- wzmacniaczy prądu w większości wykorzystują właściwości pary różnicowej tranzystorów ], [51], [58], [62].

Na rysunkach Rys. 5.15 a) i Rys. 5.15 b) przedstawiona jest propozycja realizacji nacniaczy z symetrycznym wejściem lub symetrycznym wyjściem, w której nie stosuje się sycznej konfiguracji pary różnicowej [41].





Rys. 5.15 Schemat podstawowego stopnia wzmacniacza prądu  
 a) symetrycznego na wyjściu  
 b) symetrycznego na wejściu

Podstawą implementacji jest opisywany w [41] operacyjny wzmacniacz prądowy. W obu pokazanych na Rys. 5.15 układach wykorzystywane są dwie pary tranzystorów ( $M_1, M_2, M_3, M_4$ ), przez które płynie prąd wymuszony przez źródła  $M_{z1}$  i  $M_{z2}$ . Jeżeli układ jest symetryczny oraz prądy źródeł są takie same, to przy braku wysterowania na wejściu prądy w gałęziach  $M_1, M_2$  i  $M_3, M_4$  są również takie same i równe połowie prądu źródeł. Naruszenie tej równowagi przez wysterowanie sygnałem wejściowym powoduje, że zmiana prądu w jednej gałęzi łączy się z taką samą zmianą w drugiej lecz w przeciwną stronę. Pokazane na rysunku prądy  $i_{we}, i_{we+}$  oraz  $i_{we-}$  są jedynie symbolicznymi oznaczeniami. Dla rzeczywistego sterowania konieczne jest użycie na wejściach przetworników prąd-napięcie. Może to być np. stopień wejściowy z układu pokazanego na rys. 5.9.

Analiza małosygnałowa dla zakresu małych częstotliwości prowadzi do uzyskania zależności pomiędzy napięciami na bramkach tranzystorów a prądem wyjściowym. Jeżeli sterowanie odbywa się na obu wejściach jednocześnie prądy wyjściowe opisane są poniższymi zależnościami:

$$i_{wy+} = g_{m2}v_1 + g_{m1}v_2 + \frac{g_{m3}g_{m1}v_2 - g_{m1}^2v_1}{g_{m1} + g_{m3}} - \frac{g_{m2}^2v_1 - g_{m4}g_{m2}v_2}{g_{m2} + g_{m4}} \quad (5.28)$$

$$i_{wy-} = -g_{m4}v_2 - g_{m3}v_2 + \frac{g_{m4}^2v_2 - g_{m4}g_{m2}v_1}{g_{m2} + g_{m4}} + \frac{g_{m3}^2v_2 - g_{m1}g_{m3}v_1}{g_{m1} + g_{m3}} \quad (5.29)$$

ryzymane wyniki nie uwzględniają efektu podłożowego. Analizę prowadzono przy założeniu rdzo dużej rezystancji źródeł realizowanych na tranzystorach  $M_{z1}$  i  $M_{z2}$ . Wielkości  $v_1$  i  $v_2$  są pięciami sterującymi na bramkach tranzystorów, proporcjonalnymi do prądów  $i_{we+}$  oraz  $i_{we-}$

Wzmacniacz, którego schemat przedstawiony jest na rysunku *Rys. 5.15 a)* ma jedno z jść zwarte do masy. Można go zastosować jako układ symetryczny na wyjściu i niesymetryczna wejściu. Zależności (5.28) i (5.29) przybierają wtedy postać:

$$i_{wy+} = -i_{wy-} = v_1 \left( \frac{g_{m3}g_{m1}}{g_{m1} + g_{m3}} + \frac{g_{m4}g_{m2}}{g_{m2} + g_{m4}} \right) \quad (5.30)$$

Ten sam układ sterowany z obu wejść jednocześnie, ze zwartym do masy jednym wyj-em może posłużyć jako wzmacniacz odwracający lub nieodwracający z symetrycznym wej-em i niesymetrycznym wyjściem. Identyeczność oddziaływania obu wejść można uzyskać pro-tując układ jako symetryczny w przekroju pionowym i poziomym. Oznacza to dobór geome-dla zadanego prądu źródeł taki by wszystkie transkonduktancje tranzystorów były jednakowe ( $g_{m1} = g_{m2} = g_{m3} = g_{m4} = g_m$ ). Zależności (5.28) i (5.29) upraszczają się:

$$i_{wy+} = -i_{wy-} = g_m(v_2 - v_1) \quad (5.31)$$

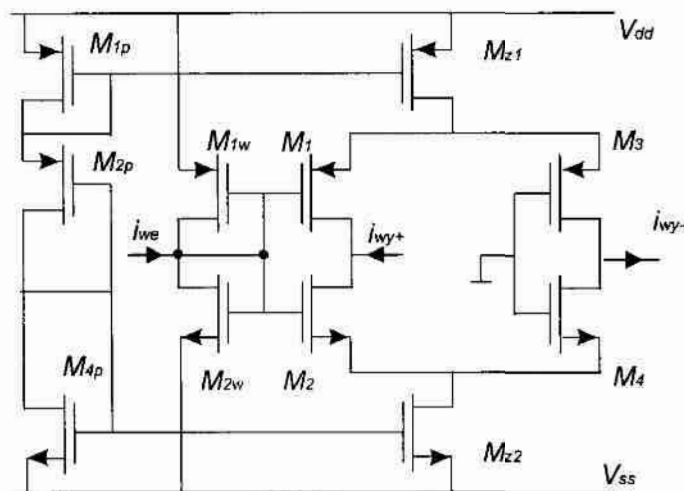
Po uzupełnieniu omawianego układu o stopień wejściowy powstaje wzmacniacz, który że posłużyć do projektowania i budowy integratorów prądowych. Pokazane na *rys. 5.16a)* i *b)* nzystory oznaczone indeksem  $w$  są stopniami transrezystancyjnymi (dzielnikami) przetwarza-ymi prąd wejściowy na napięcie sterujące bramkami tranzystorów  $M_1$ ,  $M_2$  i  $M_3$ ,  $M_4$  zgodnie z leżnością (5.24). Opisane w rozdziale 5.1 koncepcje integratorów prądowych zakładają zasto-wanie wzmacniaczy o wzmocnieniu jednostkowym. W przytoczonej zależności (5.31) wiel-ść transkonduktancji zależy od  $g_m$  tranzystorów. Jeżeli współczynnik transrezystancji stopnia

wejściowego jest  $r_m = \frac{1}{g_m}$  to e wzmocnienie prądowe równe jest jedności. Tranzystory ozna-

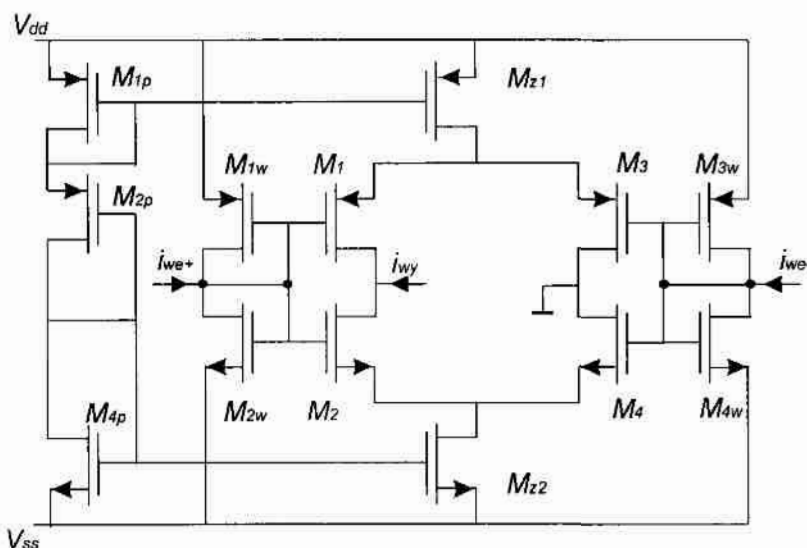
one indeksami  $p$  ustalają warunki pracy źródeł prądowych  $M_{z1}$  i  $M_{z2}$  poprzez polaryzację ich amek. W przypadku wzmacniacza symetrycznego na wejściu konieczne jest zapewnienie prze-wu jednego z prądów wyjściowych do masy. Jest to wada tego rozwiązania ze względu na tratę” prądu wyjściowego, który nie jest wykorzystywany do sterowania następnego stopnia

obciążenia. Istnieją inne rozwiązania układów symetrycznych na wejściu [], [] ale ze względu na wzajemną porównywalność, do realizacji integratorów wybrano dwa przedstawione.

a)



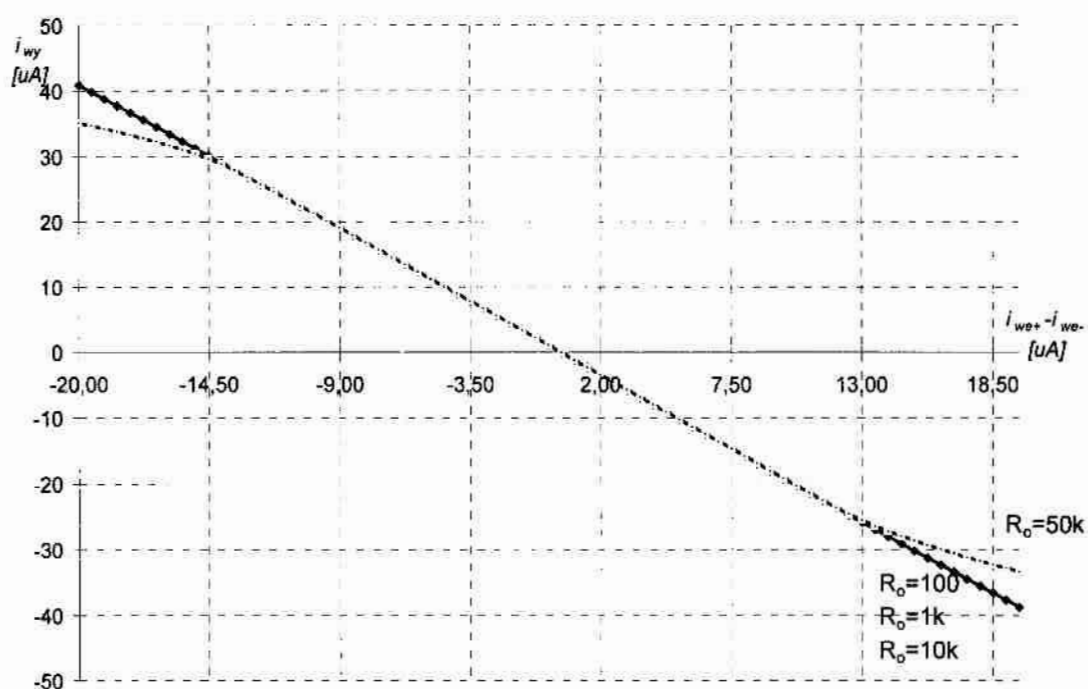
b)



s. 5.16 Wzmacniacze prądowe a) symetryczny na wyjściu b) symetryczny na wejściu

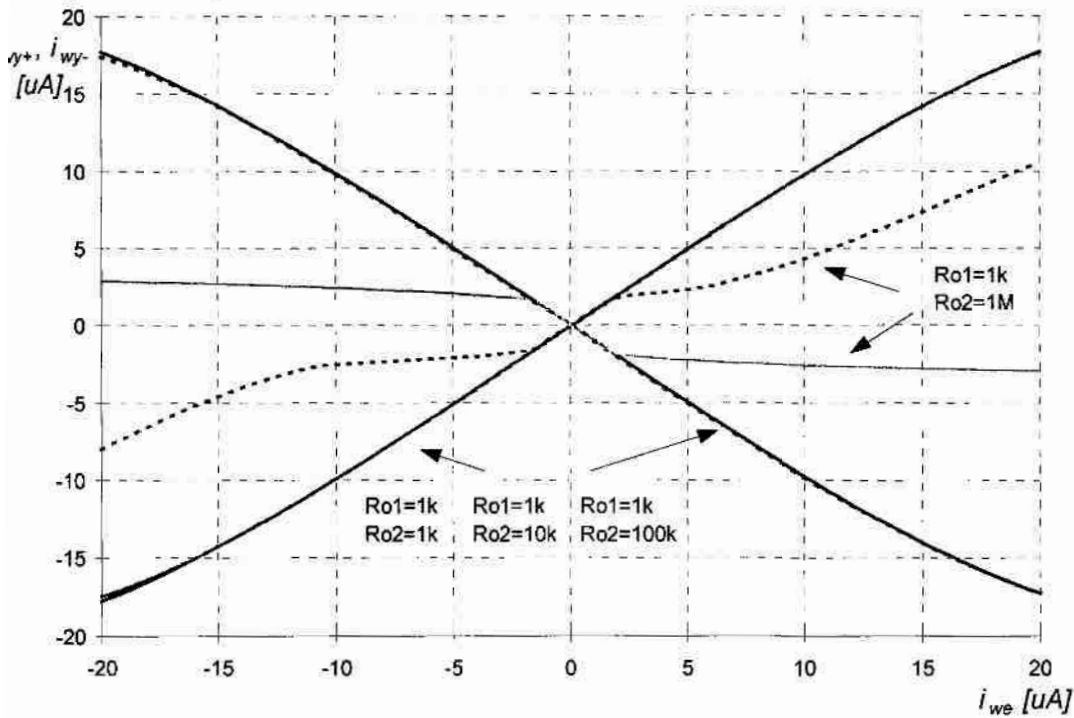
Zaprojektowane w ten sposób wzmacniacze symulowano za pomocą programu PSPICE. Symulacje przeprowadzono dla różnych obciążeń układów. W rozwiązaniach filtrów aktywnych kolejne stopnie pracują z różnymi rezystancjami obciążenia. Istotne jest by wzmacniacz zachował swoje właściwości dotyczące wzmocnienia oraz zakresu dopuszczalnego sygnału wejściowego w możliwie szerokim zakresie rezystancji podłączonych na wyjściu. Analiza układu prowadzona była przy założeniu, że wzmacniacz pracuje w warunkach bliskich zwarcia. Właściwości pod tym względem są tym lepsze im większa jest rezystancja wyjściowa układu. Na rys. 7 pokazane są wyniki symulacji. Układ wykazuje szeroki zakres liniowości charakterystyki wyjściowej. Podczas projektowania założono, że stopień wejściowy polaryzowany będzie prą-

o  $10 \mu A$ . Dopuszczalna amplituda sygnału wejściowego nawet przy dużej rezystancji obciążenia przekracza  $15 \mu A$ .

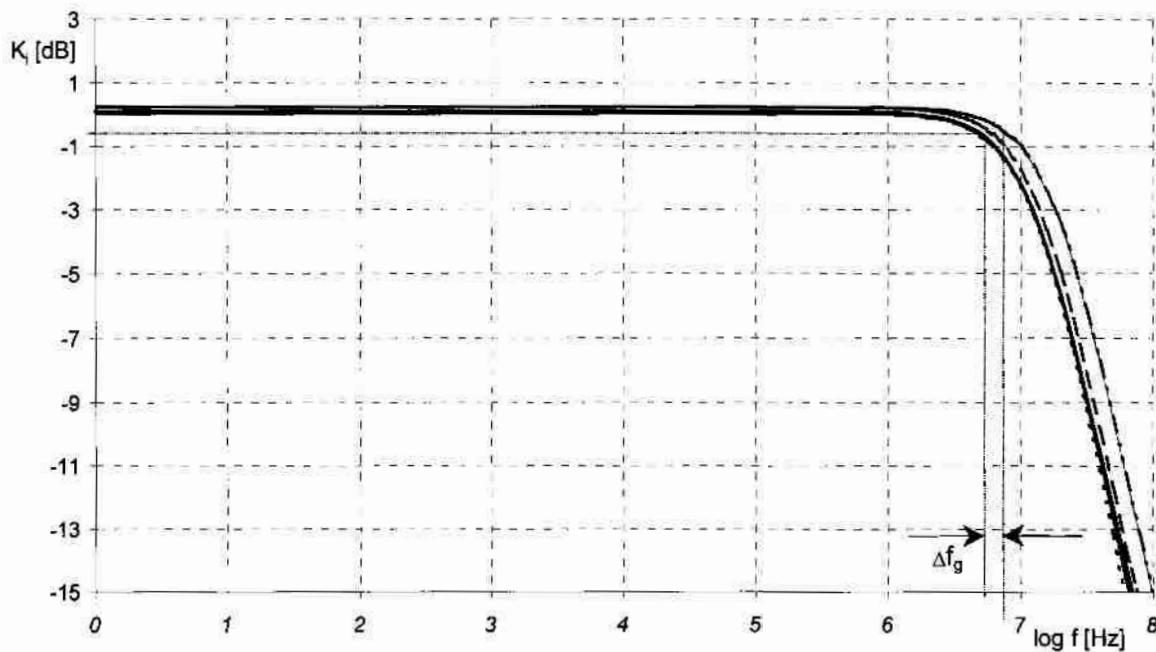


5. 17 Zależność prądu wyjściowego od różnicy prądów wejściowych - wzmacniacz symetryczny na wejściu

Jeszcze lepsze pod tym względem właściwości ma wzmacniacz symetryczny na wyjściu (rys. 5.19). Symulacyjnie zbadano układ nie tylko przy różnym obciążeniu, ale co ważniejsze również przy niejednakowych wartościach impedancji obciążających na wyjściach odwracającym i odwracającym. Duży zakres dopuszczalnego sygnału wejściowego i dobra liniowość charakterystyki były zachowywane przy dysproporcji obciążeń nawet o dwa rzędy wielkości (na pierwszym zacisku  $1k\Omega$ , a na drugim  $100k\Omega$ ). Wyraźne ograniczenia pojawiają się dopiero przy dużych rezystancjach, które powodują nawet przy małych prądach wystąpienie napięć na wyjściu zbliżonych do wartości do zasilania. W opisywanym przypadku zasilanie wynosiło  $3,3 V$ . Obciążenie na jednym z wyjść rzędu  $1 M\Omega$ , spowodowało ograniczenie zakresu liniowego pracy do ok.  $10 \mu A$ . Poniżej tych wartości dopuszczalny prąd wejściowy jest większy od polaryzującego prądu wejściowego nawet o  $50 - 70\%$ .



5. 18 Prądy na wyjściach wzmacniacza w zależności od prądu wejściowego – wzmacniacz symetryczny na wyjściu.



Rys. 5.19 Charakterystyki częstotliwościowe wzmacniaczy prądu

Wzmacniacze mają również dobre właściwości częstotliwościowe. Na rys. 5.19 przedstawiono wyniki symulacji częstotliwościowej obu omawianych układów. Na wykresie znajdują charakterystyki symulowane dla warunków obciążeń analogicznych jak w badaniach stało-

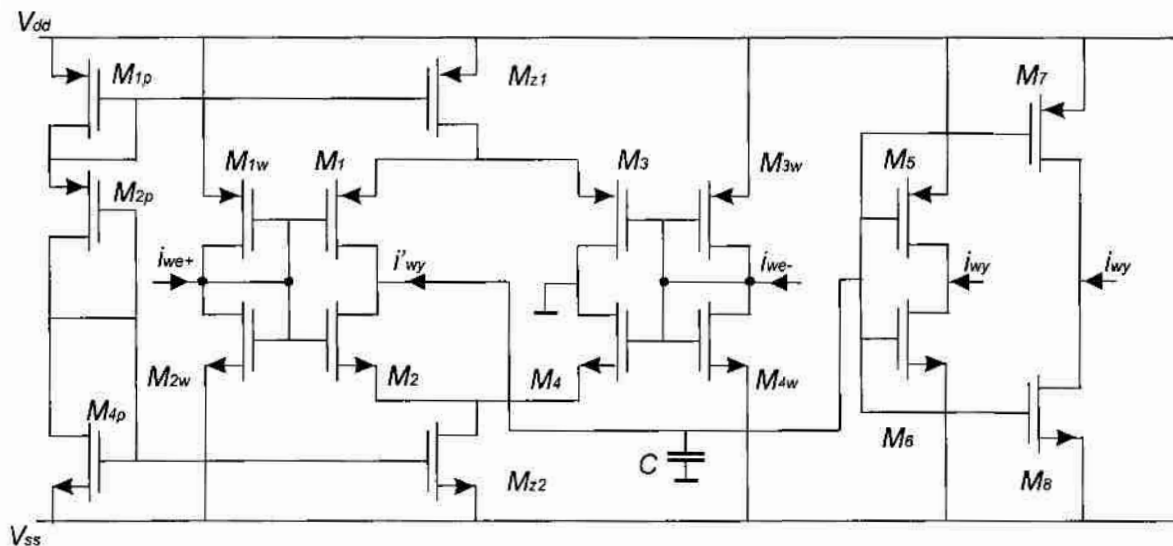
dowych. Wszystkie wzmacniacze mają podobny zakres częstotliwościowy. Maksymalna nica górnych częstotliwości granicznych  $\Delta f_g$  wynosi około 1,7 MHz co stanowi ok. 18% ma.

Pokazane rozwiązania są jedynie przykładami rozwiązań. Wśród innych znajdują się macniacze wykorzystujące konwejory, transkonduktory czy inne [4], [7], [18], [28], [29], ], [40]. Niewiele jednak jest opracowań dotyczących różnicowych układów prądowych. Układ netryczny na wyjściu jest realizowany często poprzez odwracanie sygnału na jednym z dwóch ntycznych wyjść wzmacniacza niesymetrycznego [57]. Takie podejście do projektowania wadzi do stworzenia układów, które na każdym z wyjść zachowują się niezależnie. Nierównierne obciążenie skutkuje niejednakowym sterowaniem następnych stopni. Tej wady pozbawne są rozwiązania przedstawione powyżej. Wszystkie charakterystyki z *rys. 5.18* i *5.19* są wie takie same dla różnych rezystancji obciążenia,

## 1 Integratory prądu

W rozdziale 5.2 przedstawiono warianty wykonania wzmacniaczy prądu o symetrycznych jściach i wyjściach. Potrzeba przygotowania tego typu projektów wynika z przedstawionych w dziale 5.1 koncepcji realizacji integratorów prądu.

### 1.1 Integratory z symetrycznym wejściem i niesymetrycznym wyjściem



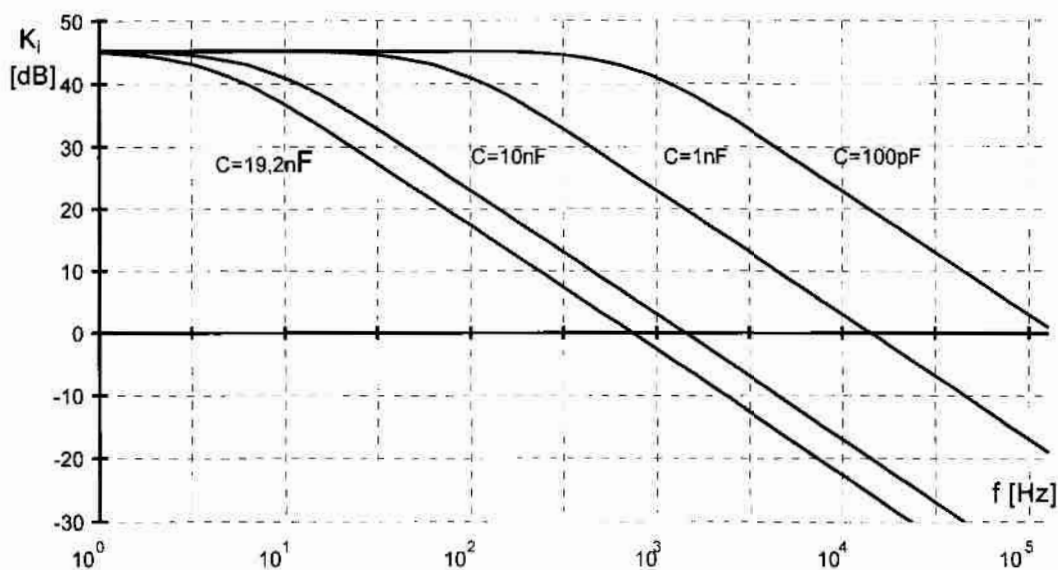
*Rys. 5.20 Schemat ideowy integratora symetrycznym wejściem*

Na *rys. 5.20* przedstawiono schemat ideowy integratora symetrycznego na wejściu realiającego koncepcję z *rys. 5.1 b*). Pierwsza część układu jest wzmacniaczem przedstawionym na

5.6 a), na wyjściu którego podłączono kondensator o pojemności  $C$ . Wzmacniacz sterujący lemem kondensatora powoduje powstanie napięcia zależnego od całki prądu wejściowego. Użycie prądu proporcjonalnego do tego napięcia zapewniono przez zastosowanie prostego stop-transkonduktancyjnego opisanego w rozdziale 5.2.1.

Warunkiem poprawnej pracy integratora jest dobra symetria układu ze względu na napię-zasilające. Szczególnie wrażliwy jest na ten warunek wyjściowy stopień transkonduktancyj-Prąd wyjściowy  $i'_{wy}$  z różnicowego wzmacniacza prądu przepływa przez kondensator  $C$ . Napięcie powstające na kondensatorze będące całką różnicy prądów wejściowych steruje bram-ki tranzystorów połączonych w układzie *push-pull*. Niesymetryczność układu powoduje, że wnet przy braku wysterowania na wyjściach pojawi się prąd. Zrównoważenie układu realizowa-na etapie projektowania poprzez zapewnienie maksymalnej symetrii. Już podczas symulacji komputerowych za pomocą programu PSPICE używającego modeli trzeciego poziomu okazało że obliczenia na podstawie prostszych modeli nie doprowadziły do rozmiarów tranzystorów rantujących symetrię. Poprawkę na wymiary tranzystorów wykonano poprzez wielokrotne modyfikacje. Zmiany przeprowadzono w taki sposób by zachować, przy braku sygnału sterującego równe napięcie na wejściach odwracającym i nieodwracającym oraz zerowy prąd wyjściowy. Wykresy demonstrowane na rysunku dwa identyczne wyjścia zastosowano ze względu na konieczność sterowania tym samym prądem dwóch różnych odbiorników.

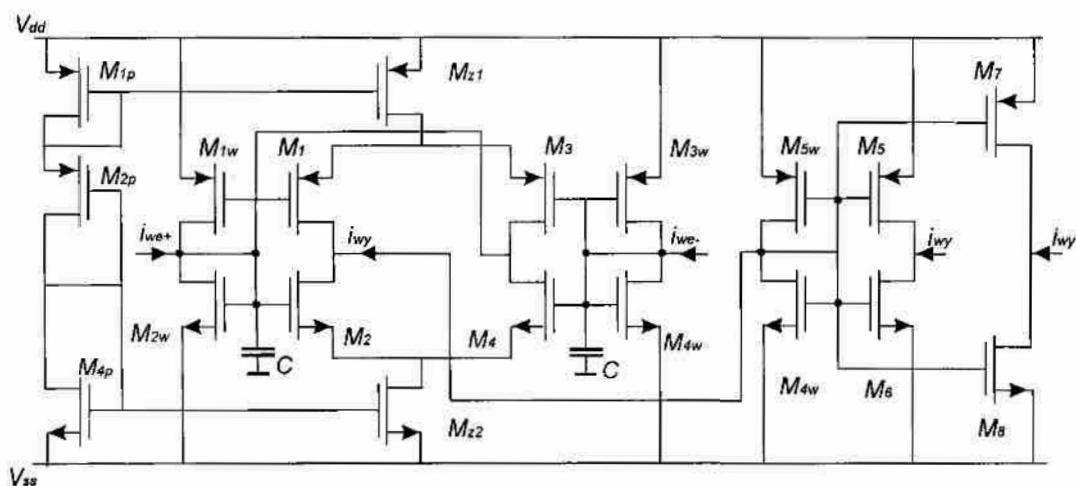
Na rys. 5.21 przedstawione są charakterystyki częstotliwościowe omawianego integrato-Są one wynikiem symulacji przeprowadzonych dla różnych pojemności  $C$ , determinujących częstotliwość własną integratora ( $\omega_1$ ). Przesunięcie parametru  $\omega_1$  następuje zgodnie z opisanymi w rozdziale 5.1 zależnościami.



Rys. 5.21 Charakterystyki częstotliwościowe integratora dla różnych pojemności  $C$

Integratory o prostszych rozwiązaniach wzmacniaczy opisano w [57]. Mają one gorsze właściwości od zademonstrowanego powyżej. Istotną wadą tych rozwiązań jest brak możliwości wyznaczenia zerowego poziomu sygnału wejściowego przy brakuysterowania.

Inna propozycja wykonania integratora z symetrycznym wejściem, przedstawiona jest na rys. 5.22.



Rys. 5.22 Schemat integratora prądu o symetrycznym wejściu

W układzie wykorzystuje się koncepcje zastosowania sprzężenia zwrotnego, przedstawione na rysunku rys. 5.4. Na rys. 5.22 pokazano implementację w wersji z kondensatorem i systemem na wejściu - Rys. 5.4 b). Do realizacji użyto opisywanego wzmacniacza prądu o moczeniu jednostkowym przedstawianego na Rys. 5.15, w którym wykorzystano oba wyjścia wejścia (odwracające i nieodwracające). Drugie wyjście zastosowano do realizacji pętli sprzę-

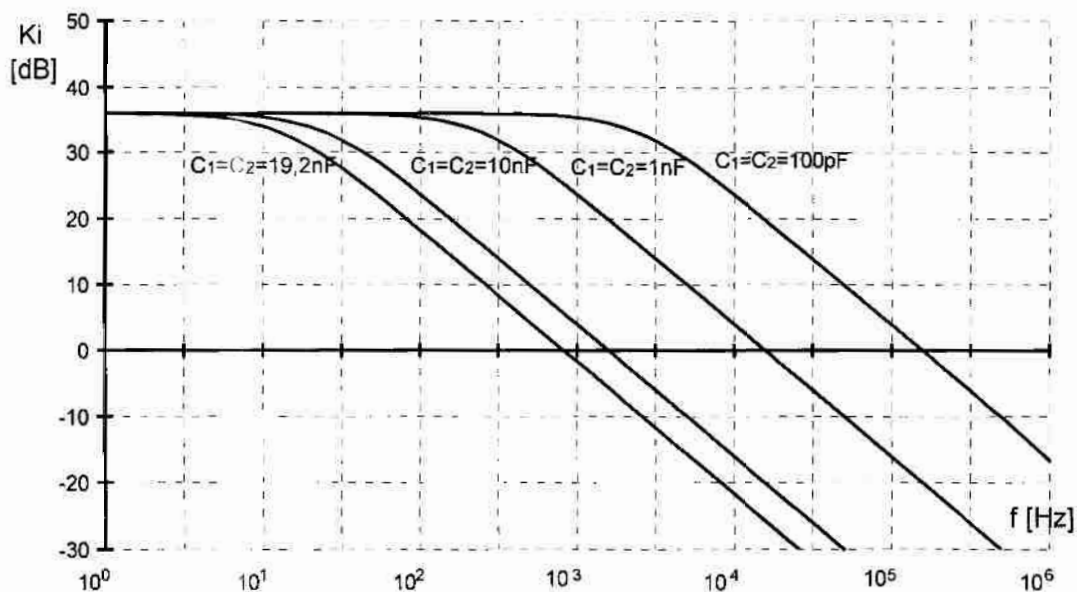


cia zwrotnego (od drenów  $M_3$  i  $M_4$  do bramek  $M_1$  i  $M_2$ ). Zgodnie z (5.11) częstotliwość własna integratora zależy od pojemności elektrycznej  $C$  oraz włączonego szeregowo z wejściem rezystora  $R$ . W zaproponowanej implementacji funkcję rezystancji spełnia wejściowa wzmacniająca. Jej wartość wynika z właściwości obwodu wejściowego (dzielnika) utworzonego z tranzystorów  $M_{1w}$  i  $M_{2w}$ .

W omawianej w rozdziale 5.1 koncepcji zaproponowano integrator o jednym wejściu i jednym wyjściu. Wersja przedstawiona na rys. 5.22 jest modyfikacją pomysłu. Wykorzystuje się w niej dwa wejścia. Można pokazać, że dla wzmocnienia równego jedności, w pełni symetrycznego układu (jednakowe stopnie wejściowe o rezystancji  $R$ ) oraz jednakowych pojemności  $C$ , każde wyjściowe jest z wejściowymi zależnością:

$$i_{wy} = \frac{i_{we+} - i_{we-}}{sRC} \quad (5.32)$$

definiuje układ całkujący.



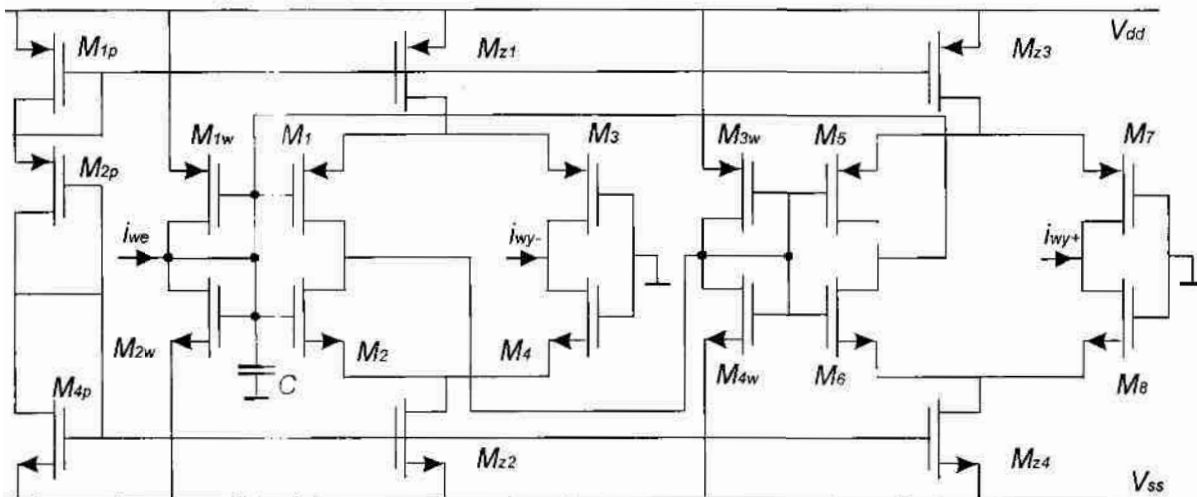
Rys. 5.23 Charakterystyki częstotliwościowe integratora dla różnych wartości  $C$

Dla tak zaprojektowanego integratora przeprowadzono symulację przy użyciu programu SPICE. Otrzymane wyniki analizy zmiennoprądowej ilustruje rys. 5.23. Symulowany integrator projektowano tak by miał te same częstotliwości własne  $\omega$ , jak omawiany wcześniej. Uzyska-

wyniki w obu przypadkach są zbieżne. Istotną zaletą tego rozwiązania jest mniejsza wrażliwość na niesymetrię parametrów. Zmiana wartości prądu  $i_{wy}^i$  w niewielkim stopniu zmienia się na przetworniku transrezystancyjnym  $M_{5w} - M_{6w}$ . Podczas projektowania można wyregulować wymiary tej pary tranzystorów tak by prądy wyjściowe  $i_{wy}$  były zerowe przy braku sterowania na wejściu.

## 2.2 Integrator prądowy z symetrycznym wyjściem

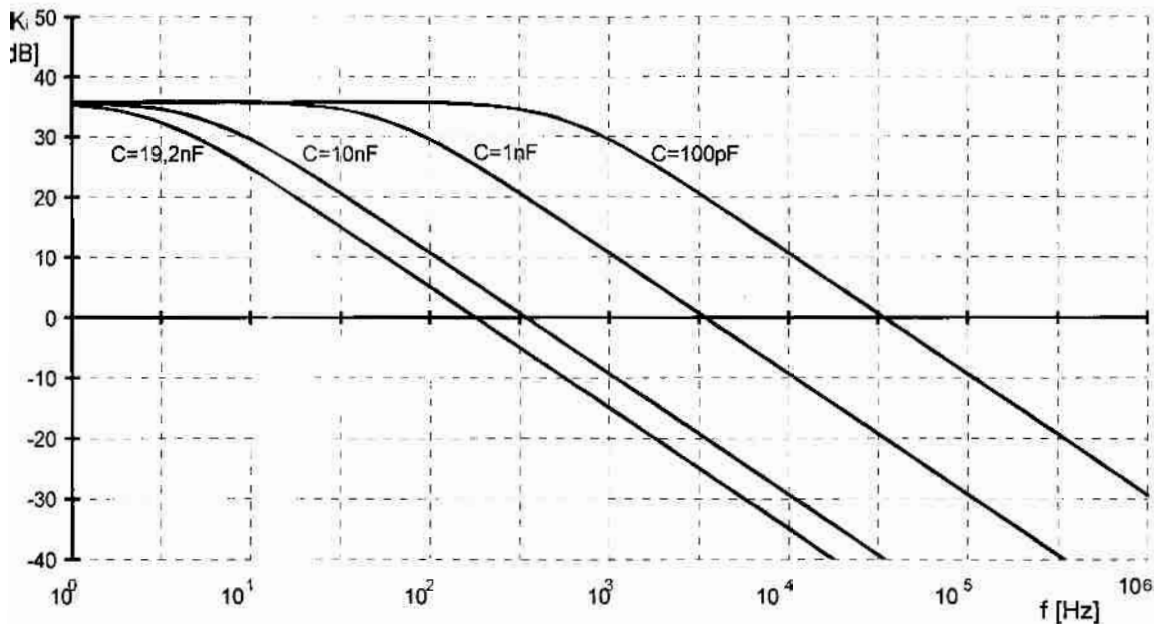
Zgodnie z opisem w rozdziale 5.3.1, zaprojektowano integrator prądu o symetrycznym wyjściu i niesymetrycznym wejściu (Rys. 5.24). Niesymetryczność wejścia uzyskuje się poprzez emienie jednego z zacisków wejściowych różnicowego wzmacniacza prądu. Konieczność alizowania sprzężenia zwrotnego wymusza by jedno z wyjść wzmacniacza przeznaczyć do rownia następnym stopniem będącym powtórzeniem pierwszego. Dzięki takiemu rozwiązaniu wstają dwa wyjścia -- odwracające i nieodwracające. Każde z nich jest fragmentem innego pnia. Połączenie realizujące sprzężenie zwrotne obejmuje jedno z wyjść drugiego stopnia i jście całego układu. Oznacza to wprawdzie komplikacje struktury i zwiększenie ilości ele- ntarów, ale zapewnia utrzymanie własności różnicowych oraz zachowanie tego samego ele- ntarnego wzmacniacza do stworzenia integratora.



Rys. 5.24 Schemat integratora prądu z symetrycznym wyjściem

Całkowanie sygnału odbywa się z użyciem jednego tylko kondensatora i wejściowej rezystancji stopnia  $M_{1w} - M_{2w}$  (jak na Rys. 5.4 b).

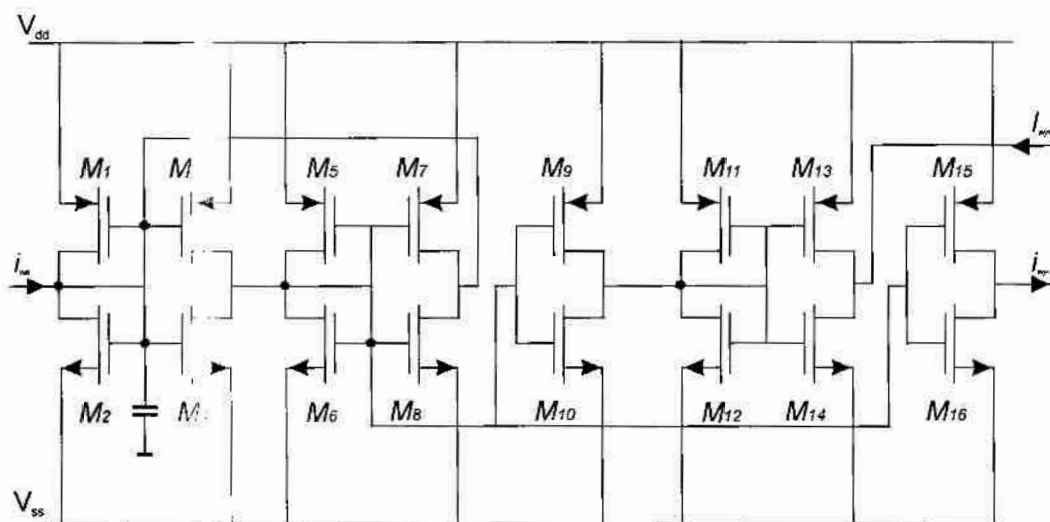
Warunkiem poprawnej pracy integratora jest symetryczność układu. Podczas projektowania i wstępnych symulacji stałoprądowych dobrano wymiary tranzystorów tak by uzyskać zerowy sygnał na wyjściu przy zerowym wejściowym.



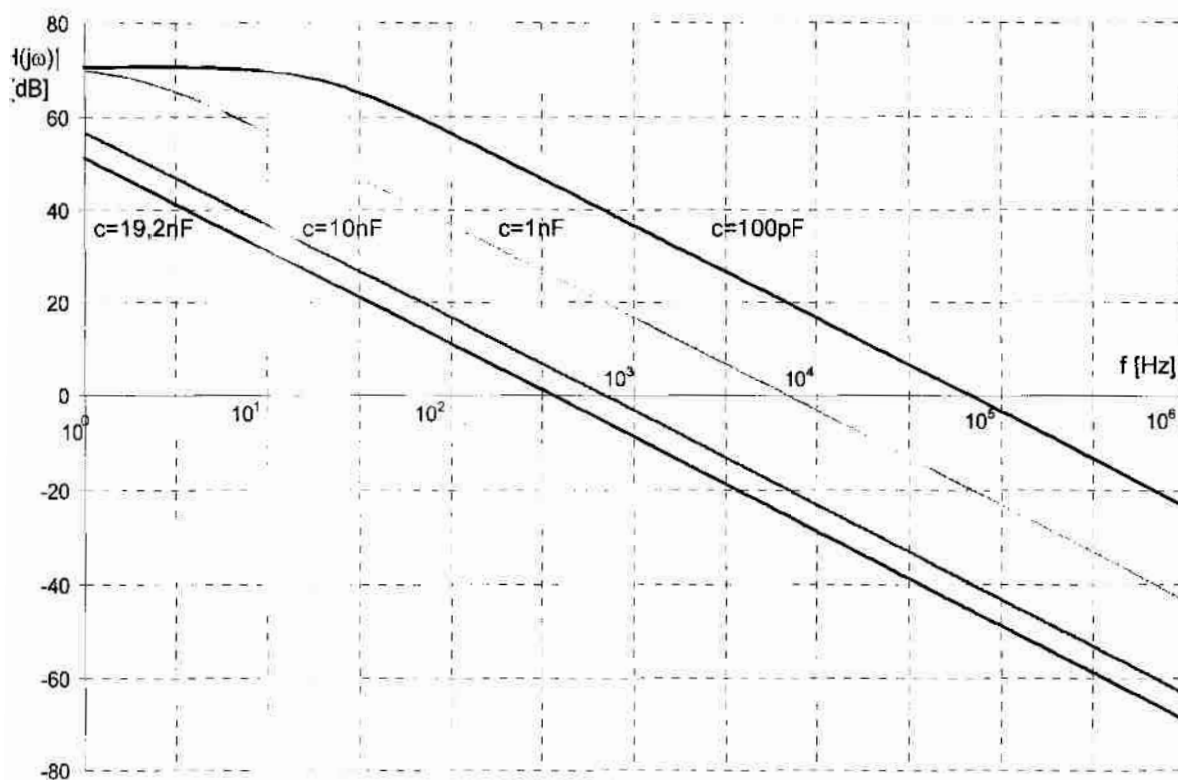
Rys. 5.25 Charakterystyki częstotliwościowe integratora z symetrycznym wyjściem

Podobnie jak dla omówionych integratorów, przeprowadzone zostały symulacje układu kującego z rys.5.24. Wyniki analizy małosygnałowej zademonstrowano na rys. 5.25. Otrzymane charakterystyki potwierdzają dobre właściwości układów tego rodzaju. Wykresy są wykonane dla różnych wartości przyłączonej pojemności. Powoduje to zmianę częstotliwości własnej integratora.

Inny integrator o symetrycznym wyjściu, oparty na koncepcji sprzężenia zwrotnego, zaprojektowano z wykorzystaniem wzmacniacza „p-p” (rys. 5.26). Wszystkie stopnie układu są to wzmacniacze prądu, albo prostymi przetwornikami transkonduktancyjnymi opisanymi w dziale 5.2.1 (rys. 5.9). Prąd wejściowy jest wzmacniany w kolejnych dwóch stopniach wzmacniacza tworzonych przez tranzystory  $M_1 - M_8$ . Para wejściowa drugiego wzmacniacza tranzystory  $M_5$  i  $M_6$  steruje trzema takimi samymi stopniami transkonduktancyjnymi –  $M_7, M_8; M_9, M_{10}$ . Dreny tranzystorów  $M_7$  i  $M_8$  połączone są z wejściem całego układu, co tworzy pętlę sprzężenia zwrotnego. Wyjście drugiego transkonduktora jest jednocześnie wyjściem wracającym integratora. Wyjście nieodwracające zrealizowane jest z zastosowaniem jeszcze jednego prostego wzmacniacza prądu ( $M_{11} - M_{14}$ ) sterowanego z drenów tranzystorów  $M_9$  i  $M_{10}$ .



s. 5.26 Schemat integratora symetrycznego na wyjściu zaprojektowanego z użyciem wzmacniacza „p-p”



Rys. 5.27 Charakterystyki amplitudowo – częstotliwościowe integratora z rys. 5.26.

Integrator przedstawiony na rys. 5.26 przebadano symulacyjnie za pomocą programu SPICE. Charakterystyki amplitudowo – częstotliwościowe układu (rys. 5.27) są w dużym zakresie częstotliwości zgodne z charakterystykami idealnymi. Badania prowadzono przy obciążeniu integratora rezystancją równą jego rezystancji wejściowej (22,5 kΩ).

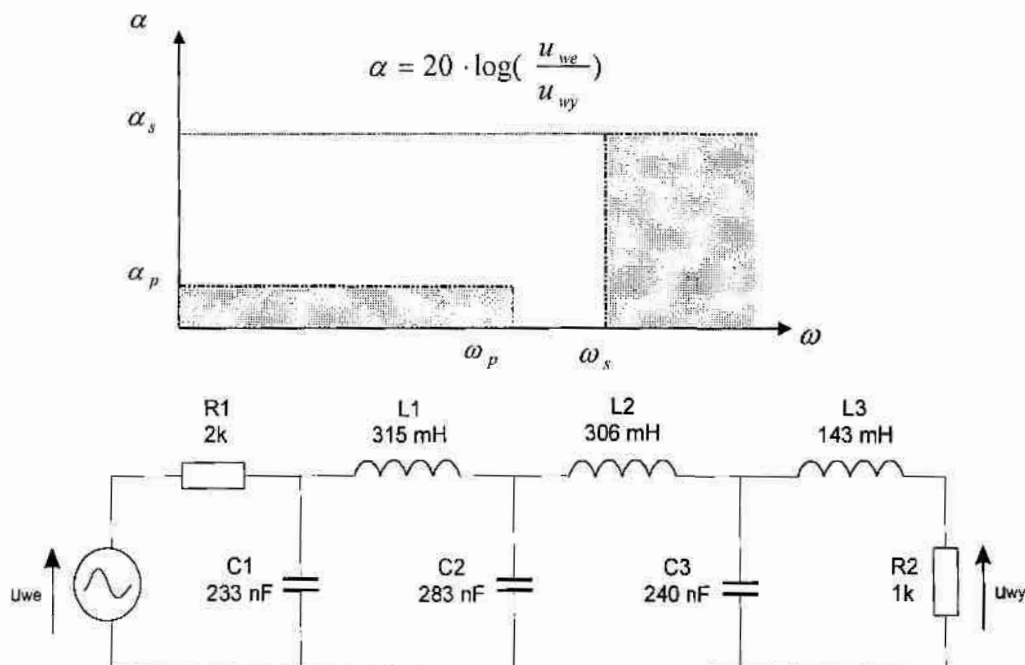
Zaletą przedstawionego integratora jest jego prostota i dobre wykorzystanie napięcia zasilania. Między zaciskami źródeł zasilających w całym układzie znajdują się co najwyżej dwa łączone tranzystory. Wadą układu są opisywane w rozdziale 5.2.1 niewielkie rezystancje wyjściowe stosowanych wzmacniaczy oraz duża wrażliwość zakresu dopuszczalnego sygnału wejściowego na zmiany obciążenia.

## 5. Analogowe filtry CMOS pracujące w trybie prądowym

### 6.1. Warunki projektowania filtrów

W celu porównania właściwości filtrów aktywnych realizowanych w trybie napięciowym i prądowym, zaprojektowano układy scalone zawierające trzy filtry aktywne 6. rzędu. Projekty wykonano tak aby otrzymane filtry realizowały taką samą funkcję układową lecz pracowały w różnych trybach – dwa, w trybie prądowym i jeden, w trybie napięciowym. Założono, że charakterystyki częstotliwościowe projektowanych filtrów będą takie same jak prototypowego filtra RLC o zadanych arbitralnie parametrach. Przy ich ustalaniu przyjęto, że planowane struktury powinny być na tyle skomplikowane aby w warunkach realizacji pojawiały się typowe problemy projektowe (konieczność uwzględniania pojemności pasozytniczych, wystarczającej liczby wyprowadzeń itd.). Dzięki takiemu założeniu otrzymane z wykonanych przykładów wyniki mogą posłużyć do dokonania uogólnień. Charakterystyki prototypu potraktować można jak wzorzec, według którego powinny powstać filtry aktywne. Takie podejście jest zgodne z opisywanymi kryteriami porównania.

Przy projektowaniu prototypu przyjęto gabaryty przedstawione na rysunku *rys. 6.1*



Rys. 6.1 a) Gabaryty projektowanego filtra b) Schemat prototypu

Założono, że sygnałami wejściowymi i wyjściowymi prototypu są napięcia. Transmitancja, którą przewidziano do późniejszej realizacji aktywnej w trybach prądowym i

napięciowym, pierwotnie miała charakter napięciowy. Projekt filtra prototypowego wykonano za pomocą programu o nazwie „FILTR” [35]. Założone parametry przedstawia *Tabl. 5.1*. Przyjęto, że realizuje się filtr Czebyszewa o dopuszczalnej nierównomierności charakterystyki 0,5 dB. Zadane parametry zdeterminowały szósty rząd projektowanego filtra. Schemat otrzymanego prototypu przedstawiony jest na *Rys. 6.1 b*).

*Tabl. 6.1 Parametry projektowanego filtra*

l.p.	Parametr	Wartość
1.	Tłumienie w zakresie przepustowym	$\alpha_p = 3 \text{ dB}$
2.	Tłumienie w zakresie zaporowym	$\alpha_s = 30 \text{ dB}$
3.	Rodzaj charakterystyki	Czebyszewa
4.	3 dB częstotliwość graniczna $f_p = \frac{\omega_p}{2\pi}$	$f_p = 1 \text{ kHz}$
5.	Prędkość opadania charakterystyki	$f_p = 1 \text{ kHz}$ $f_s = 1,1 \text{ kHz}$
6.	Rezystancja generatora	$R_1 = 2 \text{ k}\Omega$
7.	Rezystancja obciążenia	$R_2 = 1 \text{ k}\Omega$

Przygotowanie układów do porównania wykonano w następującej kolejności:

- na podstawie sygnałowego grafu przepływowego otrzymanego z prototypu utworzono schemat funkcjonalny jego wersji aktywnej napięciowej;
- zaprojektowano aktywny filtr CMOS symulujący prototyp zgodnie z sygnałowym grafem przepływowym;
- zgodnie z opisaną w rozdziale 3. transformacją 1:1 utworzono schemat blokowy aktywnego filtra prądowego symulującego prototyp.
- zaprojektowano prądową wersję układu CMOS;
- stworzono projekt aktywnego filtra CMOS pracującego w trybie prądowym wychodząc wprost z sygnałowego grafu przepływowego prototypu;
- opracowano projekt filtra prądowego oparty na integratorach z symetrycznym wejściem i niesymetrycznym wyjściem;
- przeprowadzono badania symulacyjne wszystkich kolejno otrzymywanych układów;

- wykonano projekt topografii układu scalonego dla technologii  $0,7 \mu\text{m}$ , który zawiera trzy realizacje filtrów – napięciową, prądową opartą na integratorze z symetrycznym wyjściem i prądową opartą na integratorze z symetrycznym wejściem;
- zrealizowano zaprojektowane układy scalone;
- dokonano pomiarów rzeczywistych układów.

Podczas projektowania układów nie prowadzono optymalizacji otrzymywanych charakterystyk. Przekształcanie sygnałowego grafu przepływowego otrzymanego na podstawie prototypu, w schemat blokowy oraz następnie w schematy ideowe modeli i układów, w założeniu miało prowadzić do struktur w pełni analogicznych do wyjściowej. Pozwala to na niezakłócone procesem optymalizacji porównywanie ze sobą efektów w postaci parametrów układów będących swoimi odpowiednikami. Zmiany właściwości w każdym kolejnym otrzymywanym w wyniku przekształceń układzie są dzięki temu zmianami wynikającymi jedynie z przyjętego sposobu realizacji, a nie wynikiem modyfikacji funkcji. Takie podejście wydaje się słusznym z punktu widzenia celu niniejszej pracy.

## **6.2. Wykonanie i warunki pomiarów filtrów aktywnych**

Zaprojektowane filtry (rysunki w dodatku *A* - rys. *A. 1*, rys. *A. 2*, rys. *A. 3*) przebadano symulacyjnie za pomocą programów PSPICE wersji 5.1 oraz HSPICE przeznaczonych dla komputerów pracujących z systemami SOLARIS. Druga grupa symulacji była częścią procesu projektowania *layout*-u.

Projekt technologiczny (rys. *B.1* i rys. *B.2* w dodatku *B*) wykonano z użyciem pakietu programowego MAGIC w wersji 6.3, dla użyciu technologii ECPD07 ( $0,7 \mu\text{m}$ ), z zastosowaniem pakietu reguł technologicznych MAGIC/ECPD07 w wersji 2.1. Prace wykonano na stacji roboczej SUN SparcStation 20 pracującej pod kontrolą systemu operacyjnego SOLARIS 2.6.

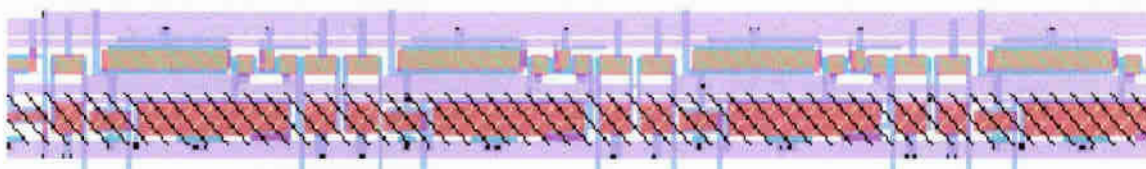
Na podstawie otrzymanej struktury układu scalonego dokonano ekstrakcji schematu ideowego. Nowy schemat wyposażony w wynikające z technologii elementy pasożytnicze, stanowił podstawę do kolejnych symulacji za pomocą obu programów. Otrzymane wyniki wskazały na konieczność weryfikacji geometrii poszczególnych tranzystorów. Dotyczyło to zwłaszcza korekty wymiarów wpływających na pojemności pasożytnicze oraz decydujących o punktach pracy poszczególnych integratorów. Pliki zawierające dane do symulacji wszystkich układów zamieszczone są w dodatku *C*. Okazało się, że dokładniejsze modele zastosowane w HSPICE (6. poziom modelowania), ujawniają tendencję układów do wytwarzania na wyjściach kolejnych stopni niezerowych napięć, nawet przy braku wystero-



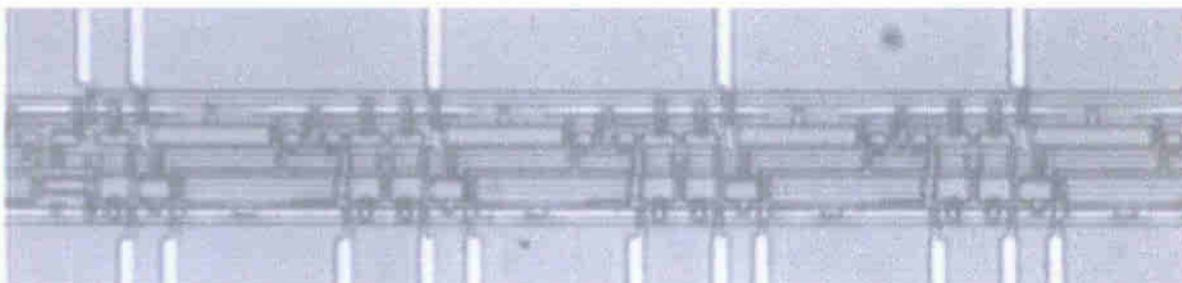
wania. Powstawało duże niezrównoważenie. Założono, że tendencja taka będzie również istniała w rzeczywistości wykonanym układzie. Dla zapewnienia możliwości poprawy zrównoważenia, zaprojektowano dodatkowe wyprowadzenia do bramek tranzystorów będących źródłami prądowymi (tranzystory oznaczone na schematach integratorów z rysunków *rys. 5. 21*, *rys. 5.23* i *rys. 5.25* jako  $M_{z1}$ ,  $M_{z2}$  itp. oraz bramki tranzystorów  $M_{11}$  i  $M_9$  na schematach z *rys. A.1* i *A.3*). Wzajemne niewielkie zmiany prądów płynących przez górne i dolne źródła umożliwiają ustawianie na wyjściach wzmacniaczy (integratorów) zerowego poziomu napięcia dla przypadku braku sygnału wejściowego. Dodatkowym skutkiem regulacji jest możliwość wpływania na liniowość przetwarzania przez wzmacniacz oraz jego wzmocnienie. Badania symulacyjne wpływu napięć na bramkach są w wynikach zgodne z efektami analizy właściwości integratorów przedstawionych w rozdziale 5.1. Zmniejszanie wzmocnienia poniżej jedności powodowało pogarszanie się jakości integratorów.

Zaprojektowane filtry wyprodukowano jako jeden układ scalony ASIC w technologii ECPD-07. Wykonawcą była firma Curciuits Multi – Projets z siedzibą w Grenoble we Francji. Na rysunkach *rys. 6.2* i *rys. 6.3* przedstawiono fragmenty projektu technologicznego oraz fotografie odpowiadających im fragmentów rzeczywistości wykonanej struktury. Na pierwszym (*rys. 6.2*) umieszczono fragment filtra napięciowego, a na drugim (*rys. 6.3*) fragment filtra prądowego wykonanego z użyciem integratorów symetrycznych na wyjściu.

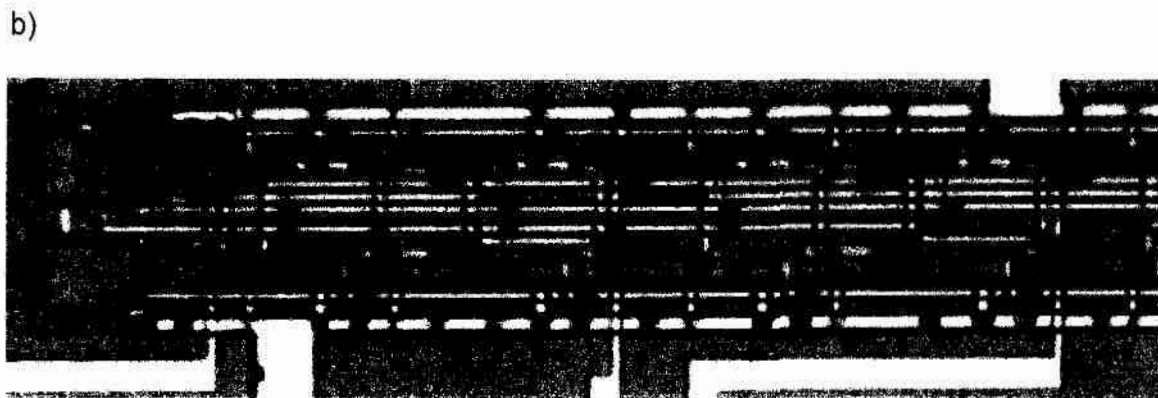
a)



b)



*Rys. 6.2 Fragment układu ASIC a) projektu struktury filtra napięciowego b) fotografia mikroskopowa wykonanego filtra.*



Rys. 6.3 Fragment filtra prądowego a) projekt struktury) b) fotografia mikroskopowa wykonanego układu ASIC

Projekty pełnych struktur trzech wykonanych filtrów przedstawione są w dodatku B, na rys. B.1. Proporcje wymiarów demonstrowane na rys. B.1 nie są zgodne z rzeczywistością. Przy każdym rysunku umieszczono oznaczenie rozmiarów. Przeskalowania dokonano ze względu na ograniczenie rozmiarów powierzchni wydruku. W dodatku B, na rys. B. 2 zamieszczono również pełny projekt układu ASIC.

Układ hermetyzowany jest w obudowie JLCC84P z 84. wyprowadzeniami, z których wykorzystano 66. Wewnątrz, w jednym procesie technologicznym wyprodukowano trzy niezależne filtry (bez elementów biernych) – napięciowy, prądowy projektowany zgodnie z transformacją 1:1 oraz prądowy projektowany bezpośrednio z prototypu. W dodatku B, na Rys. B. 3 zamieszczono schemat połączeń wewnętrznych struktur z wyprowadzeniami.

W celu zbadania właściwości zrealizowanych filtrów, zaprojektowano stanowisko pomiarowe umożliwiające montaż układu oraz pomiar parametrów i charakterystyk każdego z filtrów niezależnie.

We wszystkich pomiarach stosowano jako źródła sygnałowe generatory napięciowe. W przypadku wymagania sterowania prądem, sterowanie realizowano przez bardzo duże rezystancje (od  $3,3 \text{ M}\Omega$  do  $10 \text{ M}\Omega$ ). Pomiar prądu miał charakter pośredni tzn. mierzone było napięcie na szeregowo włączonym rezystorze. Podobnie mierzono prądy wyjściowe. Filtry obciążano rezystorami o wartościach od kilku do kilkudziesięciu  $\text{k}\Omega$ . Choć w większości prowadzonych wcześniej rozważań teoretycznych zakładano, że sterowanie odbywa się z idealnych źródeł prądowych, a obciążeniem jest zwarcie, to warunki pomiaru rzeczywistego są zbliżone do tych, w jakich pracować mogą badane filtry w zastosowaniach.

Ustalanie charakterystyk częstotliwościowych wymagało podłączenia do wyprowadzeń kondensatorów. Ich wartości początkowo ustalano na podstawie obliczonych dla wyjściowego prototypu z poprawką wynikającą z przewidywanych na podstawie symulacji pojemności pasożytniczych. Dokładność doboru wielkości pojemności wynikała z szeregu produkowanych kondensatorów oraz dokładności oceny pojemności wewnętrznych. W przypadku układów prądowych wprowadzono dodatkowe poprawki określone na podstawie obliczeń rezystancji wejściowej integratorów, która współdecydowała o pulsacjach własnych.

Wymuszone warunkami pomiarów zmiany wartości elementów wprowadzono również do wzorca filtru (prototypu). Jego charakterystyka uległa zmianie w stosunku do założonej początkowo. Zwiększyła się nierównomierność oraz górna częstotliwość graniczna. Ze względu na konieczność porównywania układów o tych samych funkcjach do dalszych badań przyjęto za wzorzec filtr prototypowy ale z elementami biernymi wynikającymi z poprawionego pierwotnego projektu.

Ze względów technologicznych wszystkie wewnętrzne struktury zasilane są ze wspólnego źródła zasilania. Filtry prądowe projektowano jako zasilane napięciami  $\pm 3,3 \text{ V}$ , natomiast napięciowe -  $\pm 5 \text{ V}$ . Pomiaru przeprowadzano w pierwszej kolejności dla mniejszych napięć zasilania, a później dla większych.

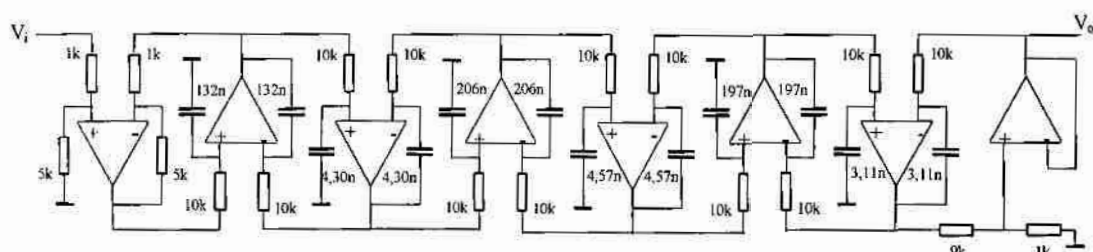
### **6.3. Napięciowy filtr aktywny**

Aktywny filtr napięciowy został zaprojektowany w celu stworzenia pewnego układu odniesienia opartego na znanych metodach projektowania oraz znanych strukturach bloków funkcjonalnych – w tym przypadku wzmacniaczach operacyjnych.

Napięciowy filtr aktywny uzyskano przeprowadzając standardową procedurę projektowania:

- znormalizowano wartości elementów względem rezystancji odniesienia ( $R_I$ );
- stworzono sygnałowy graf przepływowy na podstawie transmitancji układu prototypowego;
- zaprojektowano schemat funkcjonalny układu oparty o integratory z symetrycznym wejściem i niesymetrycznym wyjściem;
- zdenormalizowano elementy;
- zaprojektowano integratory z wykorzystaniem wzmacniaczy operacyjnych;
- zaprojektowano cały układ powstający z połączeń integratorów zgodnie ze schematem funkcjonalnym.

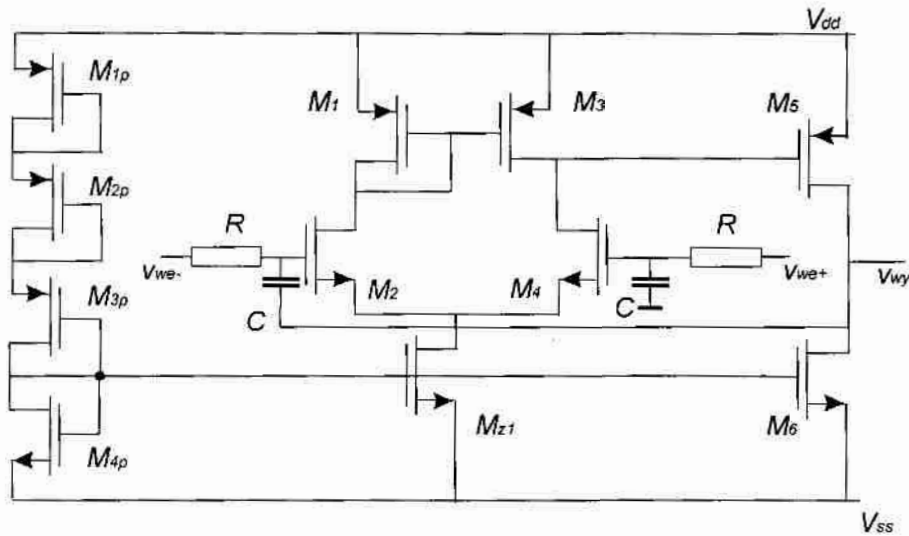
Postaci grafu oraz schematu funkcjonalnego przedstawione są na Rys. 4.12a) oraz 4.12 b). Schemat blokowy filtra otrzymanego w wyniku projektowania przedstawia Rys. 6.4.



Rys. 6.4 Schemat blokowy filtra napięciowego

Przedstawione na rysunku rys. 6.4. integratory zaprojektowano jako typowe z pojemnościami w obwodzie sprzężenia zwrotnego wzmacniacza operacyjnego [21], [51]. Użyty wzmacniacz operacyjny ma typową dwustopniową strukturę (Rys. 6.5). Obliczenia elementów wykonano na potrzeby całościowego projektu tzn. zgodnie z technologią  $0,7 \mu m$ . Wszystkie funkcje wynikające ze schematu blokowego filtra realizowano w oparciu o pokazany wzmacniacz. Wzmacniacz wejściowy  $G_i$ , wyjściowy  $G_o$  (Rys. 4.12b) oraz sześć integratorów zaprojektowano z zastosowaniem tego samego układu wzmacniacza operacyjnego, przedstawionego na schemacie ideowym na rys. 6.5. Przy projektowaniu przyjęto, że napięcie zasilania wynosi  $\pm 5V$ . Integratory wymagały zastosowania rezystancji w obwodach wejściowych. Przygotowany projekt wzmacniacza poddano symulacji za pomocą programu PSPICE. Badania jego przydatności prowadzono przez symulację w konfiguracji wszystkich układów składowych niezbędnych do wykonania filtra. Oznacza to, że podczas badania pojedynczego wzmacniacza lub integratora przyjmowano do ustalenia warunków pracy wejściowe i wyjściowe impedancje obciążenia, zgodne z wartościami w rzeczywistym układzie filtra. Przedstawiony na rysunku rys. 6.5 integrator zaprojektowano

wano dla różnych pulsacji własnych  $\omega_i$ . Wszystkie rezystancje występujące w integratorach podczas normalizacji przyjęto jako równe  $10k\Omega$ . Częstotliwości własne zostały zdefiniowane przez dołączane pojemności (jak w przykładzie na rys. 6.5).



Rys. 6.5 Schemat ideowy integratora napięciowego użytego w projektowanym filtrze

Wzmacniacz wejściowy reprezentujący znormalizowane  $G_i$  zaprojektowano jako klasyczny układ z symetrycznym wejściem o wzmocnieniu wynikającym ze stosunku rezystancji ( $K_u = 5$ ) natomiast wyjściowy jest wtórnikami z rezystancyjnym dzielnikiem na wejściu ( $K_u = 0,1$ ).

Projektowany aktywny filtr napięciowy w postaci schematu ideowego przedstawiony jest na rys. A.2 (załącznik A)

Trzy charakterystyki przenoszenia filtrów przedstawiono na rys.6.6. Jest to wynik badań symulacyjnych przeprowadzonych na zaprojektowanych układach:

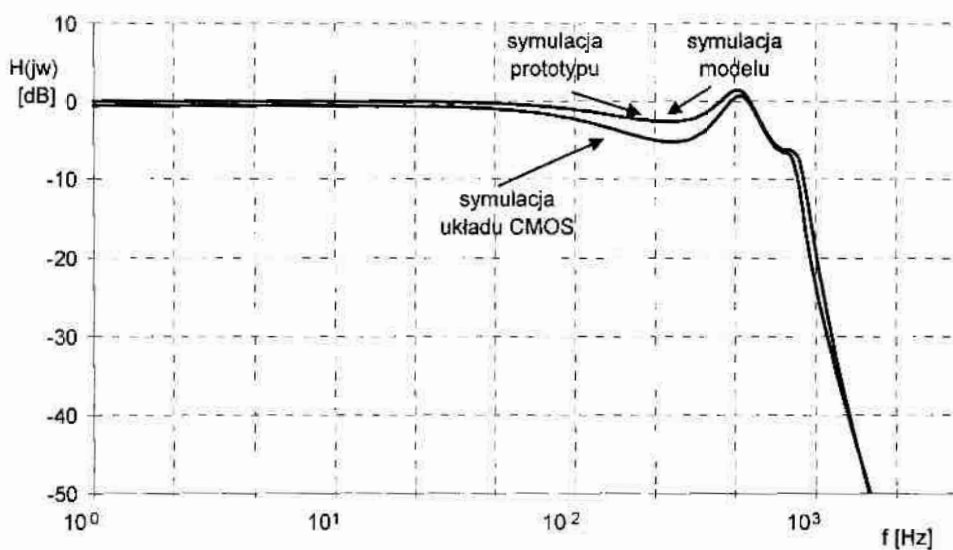
- prototypie;
- modelu filtra aktywnego, który jest zgodny ze schematem blokowym przedstawionym na Rys. 6.2, w którym jako wzmacniacze zastosowano idealne źródła napięciowe sterowane napięciem oraz idealne elementy biernie;
- układzie zaprojektowanym wg tego samego schematu blokowego ale z wszystkimi układami zaprojektowanymi jako CMOS w technologii  $0,7\mu m$  (schemat ideowy na rys. A.2)

Zaprojektowany filtr napięciowy został wykonany jako układ ASIC. Na wykresach nie ma jednak pomiarów rzeczywistych ponieważ otrzymany układ scalony nie pracował w tej części poprawnie. Podczas projektowania *layout-u* popełniony został błąd, który spo-

wodował całkowite „unieruchomienie” filtra. Do dalszych porównań przyjęto więc wyniki otrzymywane z symulacji układu otrzymanego z ekstrakcji.

Zgodnie z przyjętymi założeniami w żadnym z otrzymanych układów nie „poprawiano” charakterystyk tzn. nie dokonywano zmian w celu poprawienia ich jakości. Wszystkie trzy charakterystyki powstały w wyniku symulacji układów otrzymywanych poprzez przekształcenie grafu do kolejnych postaci układowych (rys. 6.6).

Jakościowa ocena wyników pozwala na stwierdzenie wysokiej zbieżności parametrów we wszystkich trzech przypadkach. Największą różnicę w stosunku do prototypu wykazuje napięciowy układ CMOS. Dotyczy to głównie nierównomierność charakterystyki na granicy pasma przenoszenia.

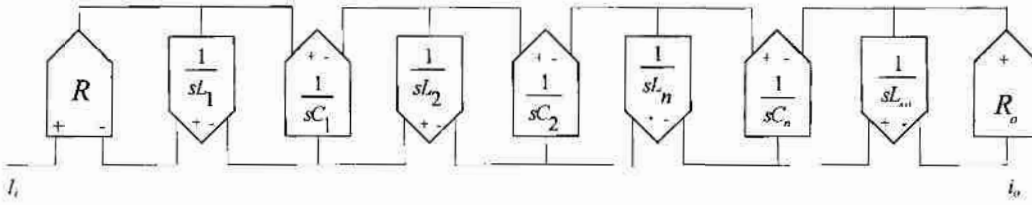


Rys. 6.6 Charakterystyki amplitudowe filtrów napięciowych

Istotnym powodem rozbieżności pomiędzy parametrami modelu i filtru zaprojektowanego jako CMOS jest zastosowanie prostych rozwiązań wzmacniaczy operacyjnych. Ograniczone wzmocnienie powoduje zwiększenie tłumienia w zakresie przenoszenia. Zwiększenie nierównomierności spowodowane było również niedokładnością wzmocnienia wzmacniacza wejściowego i wyjściowego. Jest to również skutek zastosowania prostych rozwiązań dla rezystancji we wnętrzu układu. Można pokazać, że charakterystyki częstotliwościowe modelu zbudowanego z nieidealnych źródeł napięciowych doznają podobnych zniekształceń po wprowadzeniu zmian we wzmocnienie oraz spowodowaniu odchyżeń w wartościach rezystancji użytych w integratorach. Z powodów opisanych wcześniej nie dokonywano korekt projektu. Założono, że ta sama zasada obowiązywać będzie dla projektów układów pracujących w trybie prądowym.

#### 6.4. Filtr aktywny projektowany na podstawie transformacji 1:1

Na podstawie transformacji 1:1 powstał schemat blokowy filtra aktywnego, którego podstawowym blokiem funkcjonalnym jest integrator z symetrycznym wyjściem (rys. 6.7).



Rys. 6.7 Schemat blokowy filtra aktywnego

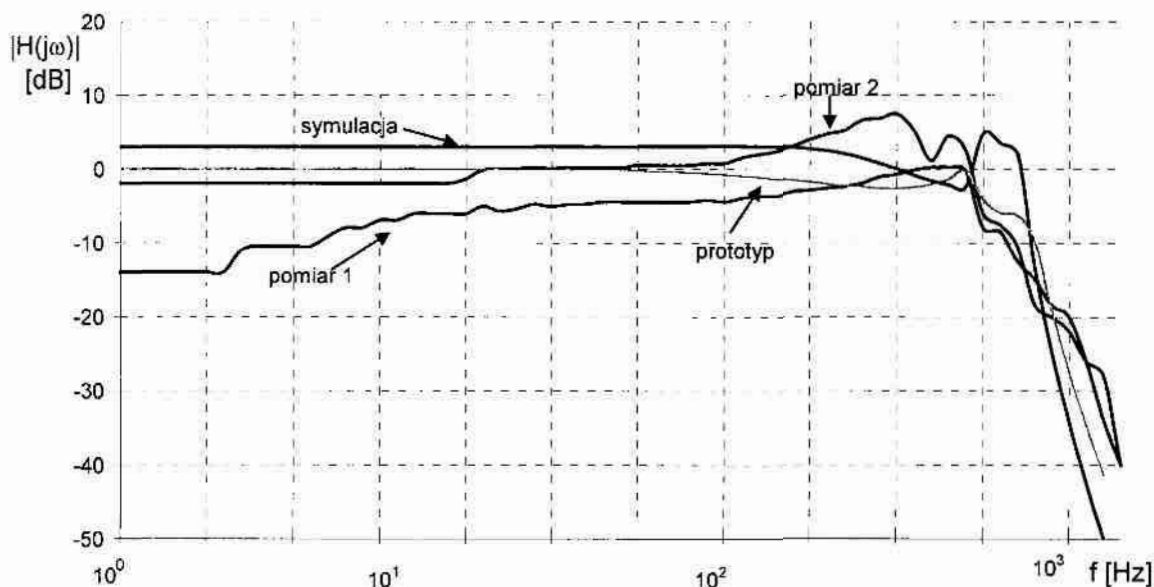
W rozdziale 5.3 opisano dwa integratory prądu, które mają symetryczne wyjścia. Jeden z nich (przedstawiony na rys. 5.24) przyjęto jako podstawowy do stworzenia filtra aktywnego. Schemat powstałego układu pokazano na rys. A.1 w dodatku A.

Składa się on z 115 tranzystorów MOS. Polaryzacja bramek źródeł prądowych w każdym stopniu odbywa się za pomocą wspólnych dla wszystkich stopni tranzystorów  $M_9$ ,  $M_{10}$ ,  $M_{11}$ . Ponieważ na etapie projektowania spodziewano się trudności z zapewnieniem równowagi układu przy braku wysterowania, przewidziano wyprowadzenie zacisków w celu ewentualnego ustawiania napięć na bramkach tranzystorów źródeł prądowych. Już na etapie symulacji okazało się, że nawet jeżeli każdy ze stopni z osobna zachowuje równowagę to po ich połączeniu zgodnie ze schematem z rys. 6.7, mimo braku sterowania powstają na wyjściu prądy. Jest to spowodowane łączeniem wyjść jednych stopni z wejściami innych bez separacji galwanicznej. Konieczność zastosowania takiego rozwiązania wynika z idei realizacji sumowania sygnałów w węzle elektrycznym. W celu zapobieżenia temu niekorzystnemu zjawisku, zaprojektowany układ poddano symulacji, po której wprowadzono poprawki w wymiarach tranzystorów tak by przywrócić zero prądowe na wyjściach poszczególnych stopni i całego układu. Weryfikacja polegała na zapewnieniu w warunkach statycznych jednakowych prądów płynących z zasilania przez źródła prądowe (poprawki rozmiarów tranzystorów  $M_9$ ,  $M_{10}$  i  $M_{11}$ ) oraz zerowego napięcia na wejściowych tranzystorach każdego integratora (połączenia diodowe).

Ustalenie częstotliwości własnej każdego ze składowych integratorów, nastąpiło poprzez wykorzystanie rezystancji wejściowej wzmacniacza i dołączonych zewnętrznie pojemności elektrycznych. Podczas symulacji układu po ekstrakcji okazało się, że pierwsza wersja projektu miała założone zbyt duże wymiary tranzystorów. Pojemności pasożytnicze były porównywalne z projektowanymi. O kształcie otrzymanych charakterystyk decydo-

wały pojemności pasożytnicze. Konieczna była weryfikacja. Zmniejszono wymiary tranzystorów (bez naruszania stosunku szerokości do długości kanałów) i ponownie przeprowadzono symulacje i ekstrakcję. Nowy układ wymagał już niewielkich poprawek wartości kondensatorów (pasożytnicze pojemności stanowiły ok. 10% projektowanych).

Przygotowany w ten sposób filtr aktywny został wykonany i przebadany. Otrzymane charakterystyki częstotliwościowe przedstawia rys. 6.8.



Rys. 6.8 Charakterystyki częstotliwościowe prądowego filtra aktywnego

Na rysunku pokazane są wyniki symulacji prototypu oraz układu CMOS po ekstrakcji oraz charakterystyka otrzymana w z pomiarów rzeczywiście wykonanego układu. Zademonstrowano dwie charakterystyki rzeczywistego filtra. Opisana jako „pomiar 1” jest wynikową układu podłączonego do zasilania i przebadanego bez uprzednich zabiegów przygotowujących. Wynik badania został uznany za mocno odbiegający od oczekiwań. Przyczyn takiego stanu rzeczy poszukiwano poprzez pomiary dostępnych punktów pracy oraz możliwych do zinterpretowania charakterystyk stałoprądowych. Wyniki badań wskazały na silną nierównowagę układów, zbyt małe wzmocnienie wzmacniaczy użytych w integratorach oraz inną niż wynikało to z symulacji rezystancję wejściową wzmacniaczy. Układy całkujące miały zatem przesunięte częstotliwości własne i niewielkie wzmocnienie na początku charakterystyki. Słabe właściwości układów całkujących spowodowały duże zniekształcenie charakterystyki w stosunku do prototypu.



W układzie dokonano regulacji prądów źródeł przez zmianę napięć na zaciskach bramkach tranzystorów  $M_{11}$  i  $M_9$  (schemat na rys. A.1). Zrównoważenie wzmacniaczy spowodowało również zbliżenie wzmocnienia do jedności. Dokonane zostało również przeliczenie koniecznych do podłączenia kondensatorów tak by uwzględnić nową rezystancję wejściową wzmacniaczy, która wpływa na pulsacje własne  $\omega_i$ . Wyniki pomiarów po opisanych zabiegach przedstawia charakterystyka opisana na wykresie jako „pomiar 2”.

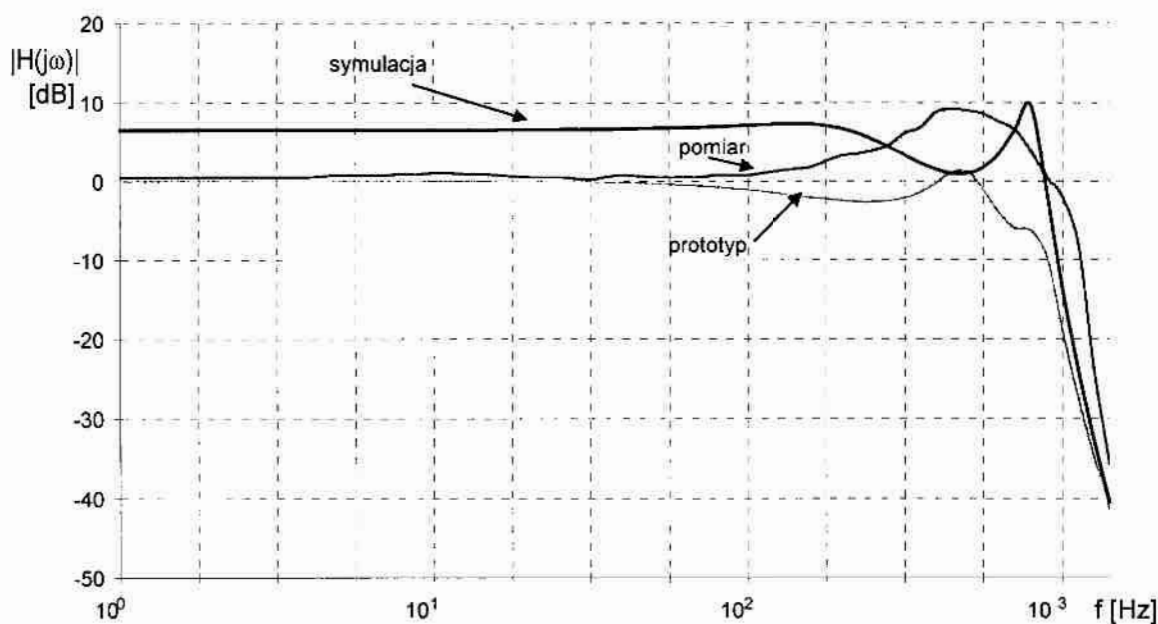
### **6.5. Prądowy filtr aktywny projektowany bezpośrednio z prototypu**

Drugą z proponowanych metod otrzymania struktury filtra jest połączenie integratorów prądowych zgodnie ze schematem otrzymanym z sygnałowego grafu przepływowego prototypu RLC. Schemat funkcjonalny jest identyczny jak dla realizacji napięciowej.

Filtr zaprojektowano z użyciem integratora opisanego w rozdziale 5.3.1 (rys. 5.22). Schemat otrzymanego układu jest przedstawiony na rys. A.3 w dodatku A.

Układ jest podobny w konstrukcji do poprzednio opisywanego. Zastosowano w nim integratory symetryczne na wejściu nie mają stopnia wyjściowego realizowanego na prądowym wzmacniaczu różnicowym. Dwa identyczne wyjścia integratora, zastosowano ponieważ sterują dwoma różnymi wejściami prądowymi. W stosunku do układów symetrycznych na wyjściu są więc łatwiejsze do zrównoważenia. Podobnie jak w poprzednim filtrze przewidziano dwa zaciski przeznaczone do ewentualnego równoważenia (bramki tranzystorów  $M_{11}$  i  $M_9$ ). Zapewnienie założonej charakterystyki częstotliwościowej wymaga przyłączenia dwóch identycznych pojemności do każdego integratora, które wspólnie z jego wejściową rezystancją decydują o pulsacji własnej. Wartość rezystancji określona na podstawie modelu wzmacniacza różniła się od otrzymanej w wyniku symulacji. Uzyskanie poprawnych pulsacji własnych integratorów, wymagało skorygowania wartości dołączonych zewnętrznie pojemności.

Na rysunku rys. 6.9 przedstawione są charakterystyki częstotliwościowe filtra otrzymane w wyniku symulacji układu oraz pomiarów. Dla porównania zamieszczono w tym samym układzie współrzędnych wykres powstały z symulacji wyjściowego prototypu RLC.



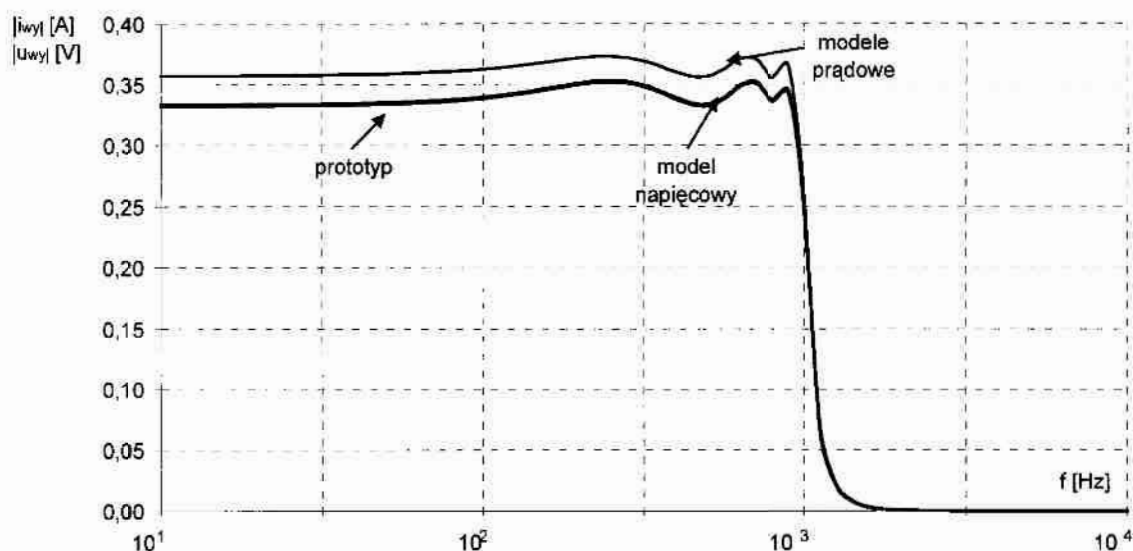
Rys. 6. 9 Charakterystyki częstotliwościowe prądowego filtra aktywnego

### 6.6. Właściwości analizowanych filtrów

Demonstrowane na rysunkach charakterystyki częstotliwościowe badanych filtrów odbiegają kształtem od prototypu. Symulacje układów z modelami będącymi wynikiem ekstrakcji oraz badania wykonanych, wykazują większą nierównomierność charakterystyk przy zachowaniu założonych częstotliwości granicznych. W celu ustalenia przyczyn rozbieżności wykonano badania symulacyjne filtrów, w których zastosowano jako wzmacniacze, sterowane źródła napięciowe oraz sterowane źródła prądowe. W poszczególnych integratorach zastosowano rezystory o wartości  $10\text{ k}\Omega$  (zgodnie z warunkami normalizacji) i kondensatory o wartościach wynikających z żądanych pulsacji własnych. Dla filtra prądowego symulowano dwa układy – z integratorami symetrycznymi na wejściu i integratorami symetrycznymi na wyjściu.

Na rysunku Rys. 6.10 przedstawiono charakterystyki wszystkich badanych układów.

Poziom sygnałów wyjściowych symulowanych filtrów, w zależności od częstotliwości sygnałów sterujących jest we wszystkich przypadkach niemal identyczny. Oznacza to, że zniekształcenia charakterystyk otrzymywanych w wyniku symulacji układów CMOS oraz pomiarów rzeczywistych filtrów spowodowane nie są zmianą trybu pracy (dokonaną transformacją) lecz czynnikami wynikającymi z niedoskonałości realizacyjnych. Część z nich wymieniono przy opisie warunków pomiaru i symulacji w rozdziałach 6.1 i 6.2.



Rys. 6.10 Zależność modułu sygnału wyjściowego od częstotliwości sygnału wejściowego

Na kształt charakterystyk mają wpływ parametry układów całkujących. Dwa opisywane wcześniej integratory prądowe (symetryczny na wejściu i symetryczny na wyjściu) nie mają włączonych w szereg z wejściem rezystorów. Ich funkcje pełnią wejściowe rezystancje układów. Układy projektowano tak by ich wartość była zgodna z projektowaną dla modeli ( $10\text{ k}\Omega$ ). Obliczone na podstawie modeli tranzystorów rezystancje wejściowe dość znacznie różniły się od uzyskanych w czasie symulacji, w czasie której stosowano trzeci poziom modelowania.

Drugim istotnym czynnikiem decydującym o jakości integratorów jest dokładność wzmocnienia zastosowanych wzmacniaczy. Integratory mają właściwości tym lepsze im ich wzmocnienie jest bliższe jedności. Również wzmacniacze wejściowe i wyjściowe wpływają na kształt charakterystyk. Wartość ich wzmocnienia wynika z rezystancji generatora i obciążenia zastosowanych w prototypie. Wszelkie odchylenia od założonych parametrów powodują zmiany w charakterystyce częstotliwościowej.

W celu uwzględnienia rzeczywistych parametrów układów, wykonano pomiary stałoprądowe wybranych stopni. W zrealizowanym układzie scalonym ASIC nie przewidziano wydzielonych układów elementarnych, które można by badać. Z konieczności przeprowadzono zatem pomiary stałoprądowe tylko w niektórych węzłach filtru. Obiektem badań był filtr przedstawiony na schemacie rys. A.3. Mierzono prąd dostarczany ze źródła przyłączonego do węzła oznaczonego jako  $i_{we}$  oraz napięcie występujące w tym miejscu. Podobny pomiar przeprowadzono dla węzła, w którym połączone są dreny tranzystorów  $M_5$  i  $M_{18}$ . Nachylenie charakterystyki stałoprądowej było podstawą do wyznaczenia wejściowej rezystancji badanych stopni (pozostałe mają tą samą konfigurację). W wyniku

otrzymano rezystancję wejściową wzmacniacza równa  $14,3 \text{ k}\Omega$ . Otrzymany wynik obarczony jest błędem wynikającym z warunków pomiaru. Badany wzmacniacz był w trakcie pomiarów włączony na wejściu i wyjściu do innych stopni. Ze względu na brak możliwości oszacowania wielkości błędu, przyjęto otrzymany wynik do korekcji parametrów kondensatorów tak by ustalić częstotliwości własne integratorów jako zgodne z projektowanymi.

Podobną procedurę zastosowano do drugiego filtra prądowego (schemat na rysunku *rys. A.1*). Dokładność wyznaczenia rezystancji wejściowej w tym przypadku była większa ponieważ w każdym stopniu filtra występuje wzmacniacz, którego wejście nie jest objęte żadną pętlą sprzężenia zwrotnego. Rezystancja wejściowa wynosi  $20 \text{ k}\Omega$ . Podobnie jak w poprzednim przypadku zmodyfikowano odpowiednio wartości pojemności dołączanych z zewnątrz układu..

Pomiar wzmocnienia stopnia wejściowego i wyjściowego wykazał niezgodność z założonymi parametrami modelu. Wzmacniacz wyjściowy (*rys. A.1*) miał wzmocnienie równe  $0,16$  zamiast  $0,11$  a wejściowy -  $2$  zamiast  $5$ . Analiza schematu wykonana po badaniach doprowadziła do wykrycia pomyłki projektowej. Zadane do projektowania wymiary geometryczne były błędne. W celu sprawdzenia wpływu błędu na uzyskane efekty przeprowadzono symulacje układu o parametrach takich jak w wykonanym układzie ASIC. Uzyskane wyniki były bardzo zbliżone do pomierzonych. Świadczy to o poprawności procedury projektowania filtrów pracujących w trybie prądowym.

Analiza przyczyn rozbieżności pomiędzy projektem, a rzeczywistym filtrem prowadzi do wniosku o konieczności dalszych badań nad tego typu układami.

## 7. Porównanie układów

Przedstawione w rozdziale 5. układy elementarne oraz filtry aktywne pracujące w trybach napięciowym i prądowym przebadano przez symulacje oraz pomiary układów wykonanych w postaci układów scalonych CMOS. Celem badań było dokonanie porównania właściwości zaprojektowanych i zrealizowanych układów. Zaproponowano dwa porównania:

- Jakościowo - ilościowe – na podstawie otrzymanych wyników symulacji i pomiarów
- Wielokryterialne – na podstawie obliczenia zdefiniowanych w rozdziale 2. wskaźników porównania i przyjętej funkcji celu.

Idealnym z punktu widzenia badań przypadkiem byłaby możliwość zaprojektowania, zasymulowania i pomierzenia każdego z opisywanych układów elementarnych. Można by wtedy uzyskać wyniki weryfikowane w kolejnych etapach projektowania i wykonywania układu. Oznaczałoby to np. tworzenie integratora na podstawie wyników badań różnych wzmacniaczy, projektowanie filtrów z użyciem wyselekcjonowanego integratora, wybór najlepszego spośród zrealizowanych filtrów. Z powodów ekonomicznych konieczne było wykonanie układów filtrów aktywnych w wersji ostatecznej. Wszelkie wybory pośrednie dokonywane były na podstawie analiz, badań symulacyjnych i intuicji. Porównanie układów elementarnych możliwe jest zatem, jedynie na podstawie symulacji komputerowych. Dla potwierdzenia ich właściwości pomierzono jednak niektóre charakterystyki i porównano je z analogicznymi uzyskanymi z symulacji. Dotyczyło to np. charakterystyk przejściowych wzmacniaczy. Na podstawie takich parametrów trudno jest ustalić czy uzyskane właściwości układu elementarnego są zgodne z oczekiwanymi. Przyjęto, że jeżeli filtr jako całość w określonym węzle struktury zachowuje się podobnie jak jego model komputerowy, to właściwości elementów składowych są również analogiczne.

W trakcie badań sprawdzano również zachowanie się układów podczas zmian warunków pracy (niesymetrię zasilania, zmianę prądów źródeł prądowych itd.). Wyniki również przyjmowano jako potwierdzające właściwości układów elementarnych jeżeli charakter i wielkość zmian były zbliżone w układach symulowanych i wykonanych.

Obiektem porównania były trzy klasy układów:

- wzmacniacze;
- integratory;
- filtry aktywne.

Dla każdej z grup zestawiono uzyskane wyniki oraz określono niektóre właściwości zaobserwowane na kolejnych etapach projektowania i symulacji

### 7.1. Wzmacniacze

W Tabl. 7.1 pokazano wybrane parametry wzmacniaczy. Wszystkie dotyczą układów opisywanych w poprzednich rozdziałach.

Tabl. 7.1 Parametry wzmacniaczy

l. p.	Wzmacniacz	Wzmacniacze prądowe			Wzmacniacz napięciowy
	Parametr	Wzmacniacz „p-p”	Wzmacniacz symetryczny na wejściu	Wzmacniacz symetryczny na wyjściu	Wzmacniacz operacyjny
1	Rezystancja wejściowa $R_{we}$	22,5 k $\Omega$	22,5 k $\Omega$	22,5 k $\Omega$	Bardzo duża
2	Rezystancja wyjściowa $R_{wy}$	13,2 M $\Omega$	32,5 M $\Omega$	32,5 M $\Omega$	8,57 k $\Omega$
3	Wzmocnienie $K_i$ lub $K_u$	1,0 A/A	0,9695 A/A	0,97 A/A	1,0 V/V
4	Pobierana moc $P_z$ [W]	3,74 $10^{-4}$	7,32 $10^{-4}$	5,13 $10^{-4}$	1,62 $10^{-3}$
5	Napięcie zasilania $V_{ss} = -V_{dd}$ [V]	3,3	3,3	3,3	5
6	Zakres sygnału wejściowego $\Delta u_{we}$ lub $\Delta i_{we}$	-90,+98 $\mu A$	$\pm 12 \mu A$	$\pm 18 \mu A$	-3,8 V, +4,2 V
7	Zakres sygnału wyjściowego $\Delta u_{wy}$ lub $\Delta i_{wy}$	-80,+65 $\mu A$	$\pm 40 \mu A$	$\pm 36 \mu A$	-3,8 V, +4,2 V
8	Górna częstotliwość graniczna $f_g$ [MHz]	8,30	9,18	12,1 (11,27)*	0,77
9	Powierzchnia układu $s$ [mm <sup>2</sup> ]	0,586 $\cdot 10^{-3}$	1,53 $\cdot 10^{-3}$	1,30 $\cdot 10^{-3}$	2,405 $\cdot 10^{-3}$

\* drugie wyjście

Użyte w porównaniu wzmacniacze zaprojektowano tak aby mogły realizować takie same funkcje. Ustalono np. jednakowe, jednostkowe wzmocnienie dla wszystkich wariantów układu. Wyjście każdego wzmacniacza obciążono taką samą rezystancją 22,5k $\Omega$  (o wartości równej rezystancji wejściowej wzmacniaczy). Przyjęto również zmniejszone do 3,3 V napięcie zasilania wzmacniaczy prądowych.

Wszystkie wyniki są efektem symulacji programem PSPICE. Wartości niektórych z otrzymanych parametrów wzmacniaczy różnią się nawet kilkukrotnie. Inne tylko nieznacznie. Niewielkie różnice powstały w tych przypadkach, gdy w projektowaniu zakładano identyczność parametrów układów. Duże rozbieżności są spowodowane dwoma grupami przyczyn:

- Zamierzonymi na etapie projektowania. W niektórych przypadkach celem projektowania było osiągnięcie wyraźnie lepszych parametrów niż w innych analogicznych układach.
- Efektami niezamierzonymi.

Uzyskane wyniki przeanalizowano i zinterpretowano.

Rezystancja wejściowa trzech porównywanych układów prądowych jest jednakowa ponieważ zastosowano taki sam stopień wejściowy. Wartość rezystancji jest taka jak obliczone na podstawie modeli małosygnałowych. W przypadku wzmacniacza napięciowego, wzmocnienie jednostkowe uzyskano stosując konfigurację wtórnika. Sygnał wejściowy podawany jest na bramki tranzystorów MOSFET. Wejście jest izolowane. W *Tabl. 7.1* nie podano wartości rezystancji wejściowej ponieważ wyniki uzyskane z symulacji (wartość rezystancji - rzędu  $10^9 \Omega$ ) są efektem ograniczeń numerycznych

W przypadku wzmacniacza „p-p” (*rys. 5.9*), wartość rezystancji zależy od rozmiarów geometrycznych i prądu drenów tranzystorów pary wyjściowej włączonej pomiędzy zaciski zasilania. Wzmacniacze symetryczne mają na wyjściu podobną parę tranzystorów, ale połączonych z zasilaniem przez źródła prądu (*rys. 5.15 a*) i *b*). Tranzystory te mają stosunek szerokości do długości kanału wielokrotnie większy niż we wzmacniaczu „p-p”. Mimo to rezystancja wyjściowa jest większa niż wzmacniacza „p-p”. Potwierdzają to wyniki symulacji.

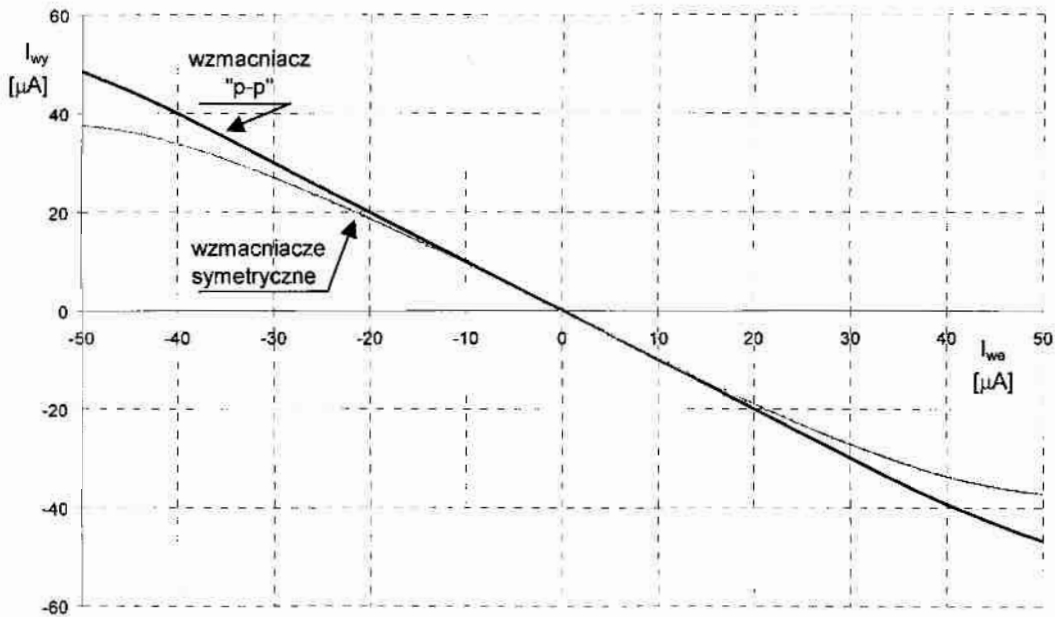
Wzmocnienie porównywanych układów różni się od projektowanego o około 3%. Rozbieżność wartości wzmocnienia dotyczy wzmacniaczy symetrycznych, które są bardziej skomplikowane niż „p-p”. Podczas projektowania, obliczano rozmiary elementów w poszczególnych układach, stosując pierwszy poziom modelowania tranzystorów MOS. W programie PSPICE, do symulacji zastosowano modele trzeciego poziomu, lepiej odzwierciedlające parametry technologiczne. W strukturach bardziej skomplikowanych (zawierających więcej tranzystorów) prowadzi to do zmian niektórych parametrów w stosunku do projektowanych. Dotyczy to między innymi wzmocnienia.

Moc pobierana ze źródeł zasilania zależy od liczby tranzystorów, ich geometrii oraz klasy wzmacniacza. Wszystkie opisywane układy pracują w klasie A. Największą moc po-

biera wzmacniacz napięciowy. Wśród wzmacniaczy prądowych najgorszy pod tym względem jest wzmacniacz symetryczny na wejściu. Uzyskane wyniki są zgodne z przewidywanymi. Wzmacniacze symetryczne zawierają więcej tranzystorów niż wzmacniacz „p-p”. Podczas projektowania założono, że stopnie wejściowe wszystkich opisywanych układów prądowych będą pobierają taki sam prąd. W przypadku wzmacniacza prądowego „p-p” o wzmacnieniu równym jeden, stopień wyjściowy ma taki sam pobór prądu jak wejściowy. Wzmacniacze symetryczne mają podobne rozwiązanie stopnia wejściowego, ale bardziej rozbudowane następne części układu. Sumaryczny pobór prądu jest zatem większy. Największy pobór mocy spośród wzmacniaczy prądu wykazuje układ z symetrycznym wejściem. Jest to spowodowane włączeniem na jego drugim wejściu stopnia (tranzystory  $M_{3w}$ ,  $M_{4w}$  Rys. 5.16), który pobiera dodatkowy prąd.

Zakres dopuszczalnego sygnału wejściowego zdefiniowano jako graniczną amplitudę sygnału, przy której charakterystyka przejściowa zachowuje liniowość. Do porównania układów, za liniowy przyjęto ten zakres sygnału, dla którego nachylenie charakterystyki przejściowej nie zmienia się więcej niż 10 %. Pogorszenie liniowości dla większych prądów następuje z powodu właściwości stopni wejściowych lub wyjściowych. Jak pokazano w rozdziale 5.2.1, stosowane w opisywanych rozwiązaniach stopnie wejściowe charakteryzują się dużym zakresem liniowego przetwarzania prądu na napięcie. Obserwowane ograniczenia wynikają z właściwości układów stopni wyjściowych. Dla dokładniejszego rozróżnienia właściwości badanych układów, wprowadzono dodatkowy parametr nazwany dopuszczalnym zakresem sygnału wyjściowego. Jest on rozumiany jako zakres prądu wyjściowego, przy którym w drugim stopniu zachodzi liniowe przetwarzanie napięcia na prąd. Rozróżniając dwa parametry zakresu dopuszczalnych sygnałów, można porównywać układy niezależnie od ich wzmacnienia. Wzmacniacz o takim samym schemacie ale o różnych rozmiarach tranzystorów ma większy zakres dopuszczalnego sygnału wejściowego dla małych wzmacnień niż dla dużych. Na rys. 7.1 przedstawiono charakterystyki przejściowe porównywanych wzmacniaczy prądowych. Dwie z nich, dotyczące wzmacniaczy symetrycznych, pokrywają się ale mają mniejszy zakres liniowy od charakterystyki wzmacniacza „p-p” (pozycja 7 w Tabl. 7.1).



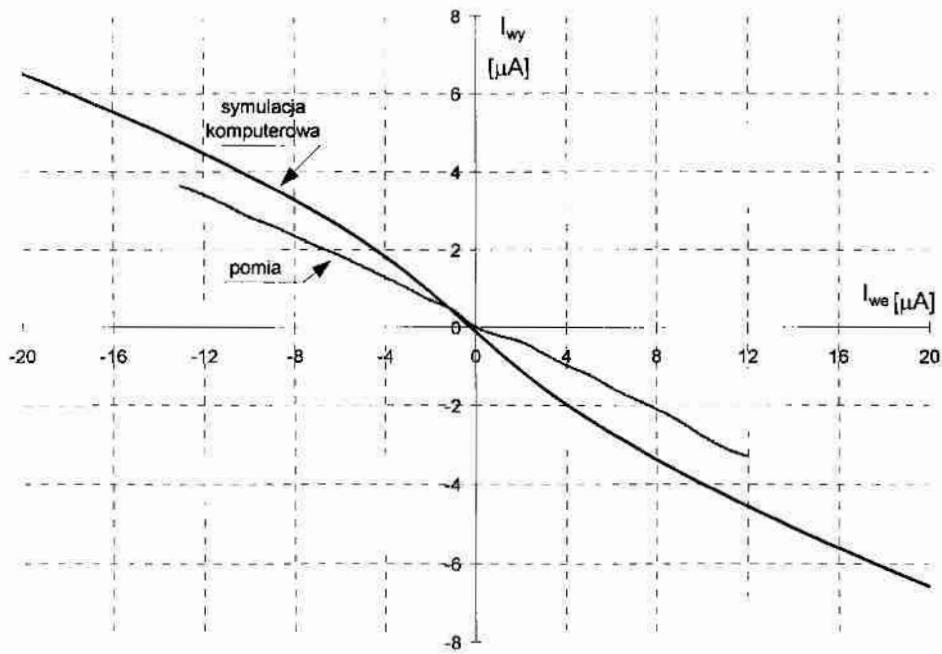


Rys. 7.1 Charakterystyki przejściowe wzmacniaczy prądu

Ocenę poprawności otrzymanych wyników przeprowadzono na podstawie pomiaru charakterystyki stałoprądowej filtru aktywnego zbudowanego z użyciem opisywanych wzmacniaczy prądu. Dokonano pomiaru filtru wykonanego w oparciu o integratory z symetrycznym wejściem (rys. A.3). Jego ostatni stopień ( tranzystory  $M_{104}$ ,  $M_{105}$ ,  $M_{106}$  i  $M_{107}$ ) jest wzmacniaczem o strukturze przedstawionej na rys. 5.9. Do bramek  $M_{105}$ ,  $M_{106}$  przyłączono źródło sygnału prądowego, natomiast dreny  $M_{104}$ , i  $M_{107}$  obciążono rezystancją  $R_o=2k\Omega$ . Pomierzono statyczną charakterystykę przejściową (prąd wyjściowy w funkcji prądu wejściowego). Dla porównania wyników, wykonano symulację modelu numerycznego filtru przy tych samych warunków jak w pomiarze. Otrzymane charakterystyki są pokazane na rys. 7.2.

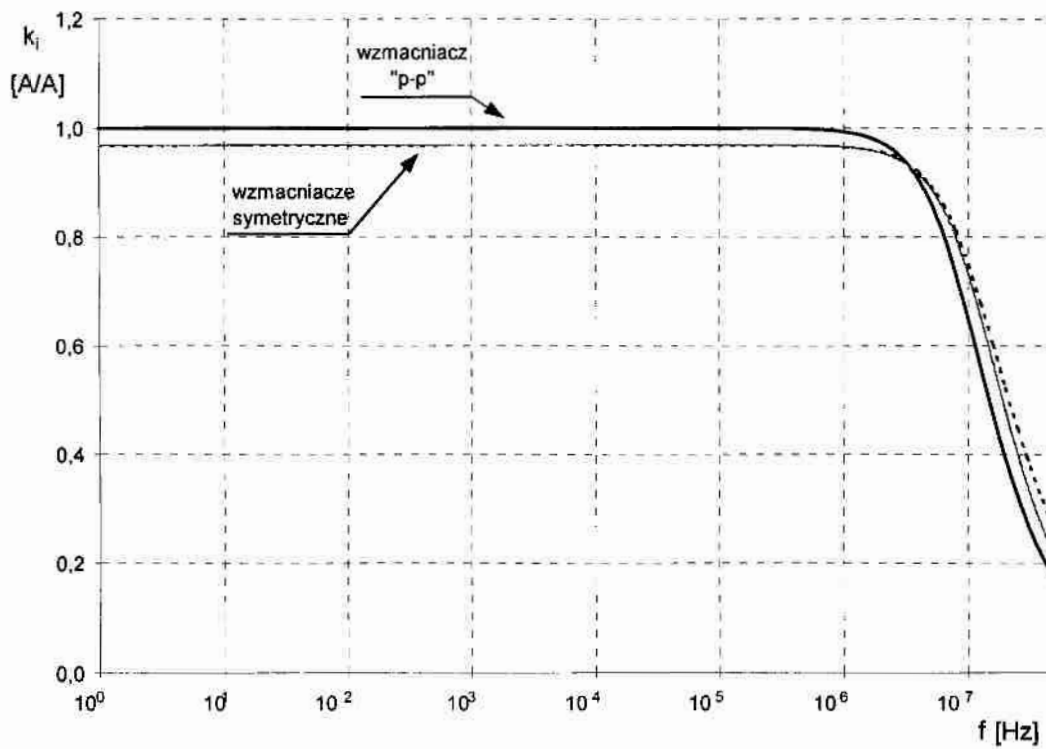
Oba zademonstrowane wykresy charakteryzują się takimi samymi zmianami w funkcji prądu wejściowego. Układ symulowany wykazuje większą nieliniowość od badanego. Odchylenie od liniowości jest wynikiem wpływu na właściwości wzmacniacza dołączonych na jego wejściu tranzystorów poprzedniego stopnia filtru. Prąd ze źródła wejściowego rozdziela się na wejściowy wzmacniacza i poprzedniego stopnia (dreny tranzystorów  $M_{102}$  i  $M_{103}$ ). Na podstawie symulacji sporządzono również wykres zależności pomiędzy prądem wejściowym, a prądem w obciążeniu. Otrzymana zależność jest w pełni zgodna z przewidywaną na podstawie modeli tranzystorów.

Nachylenie obu charakterystyk jest prawie takie same. Świadczy to o w przybliżeniu jednakowym wzmocnieniu układów symulowanego i rzeczywistego.



Rys. 7.2 Charakterystyki przejściowe badanych układów

Analiza częstotliwościowa porównywanych układów wykazuje, że wzmacniacze prądowe mają zbliżone pasmo częstotliwościowe (rys. 7.3.).



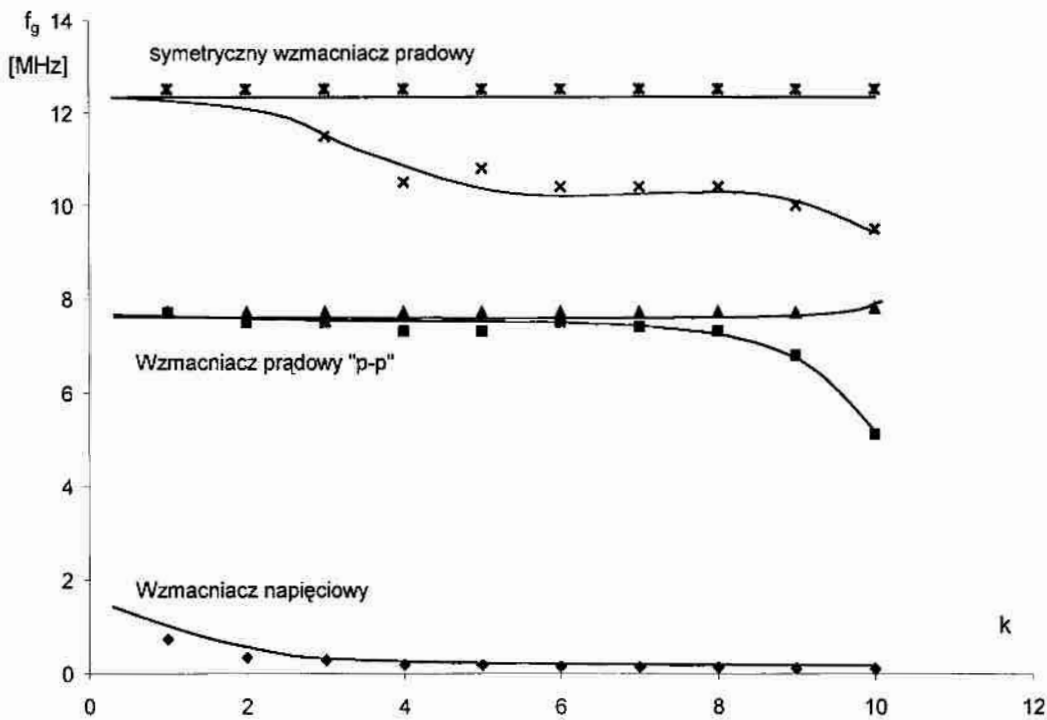
Rys. 7.3 Charakterystyki częstotliwościowe porównywanych wzmacniaczy prądu

Pasma wzmacniacza napięciowego jest znacznie węższe (Tabl. 7.1). Wśród wzmacniaczy prądu najmniejszą częstotliwość graniczną ma wzmacniacz symetryczny na wejściu. Różnica, w stosunku do bardzo zbliżonego w konstrukcji wzmacniacza symetrycznego na wyjściu, wynika z oddziaływania dodatkowego stopnia wejściowego.

Ograniczenie częstotliwościowego pasma przenoszenia wzmacniacza pracującego w trybie napięciowym wynika z wnoszenia się na wejście dodatkowych pojemności zależnych od wzmocnienia (efekt Millera). Wynika stąd silna zależność pasma i wzmocnienia. Jedną z przewidywanych zalet wzmacniaczy pracujących w trybie prądowym jest słaba zależność wzmocnienia prądowego i częstotliwościowego pasma przenoszenia. Sprawdzenie tej właściwości wykonano symulując trzy grupy wzmacniaczy o różnych wzmocnieniach. Pierwsza, to układy napięciowe zbudowane z zastosowaniem wzmacniacza operacyjnego, w których wzmocnienie ustalano stosunkiem rezystancji. Druga, składa się z „p-p” wzmacniaczy prądu o różnych rozmiarach tranzystorów dobranych w taki sposób by uzyskać różne wzmocnienia. W trzeciej grupie zastosowano wzmacniacze symetryczne na wyjściu zaprojektowanych w tak aby miały różne wzmocnienia.

W przypadku wzmacniaczy prądowych, ustalanie wzmocnienia poprzez dobór rozmiarów tranzystorów, powoduje niekorzystne zmiany wartości ich pojemności pasożytniczych. Szczególnie jest na to wrażliwy stopień wejściowy. Jego właściwości częstotliwościowe zależą od parametrów małosygnałowych ( $g_m$ ,  $g_{ds}$ ) oraz pojemności pasożytniczych. Stopień wyjściowy obciążony rezystancją o wartości bliskiej zera, wpływa na częstotliwość graniczną głównie przez pojemność  $C_{gs}$ . Podczas projektowania kolejnych wersji wzmacniaczy założono, że zmiany rozmiarów tranzystorów dokonuje się w stopniach wyjściowych. Uniknięto w ten sposób wpływu zmian parametrów stopnia wejściowego na charakterystyki częstotliwościowe układu. Konieczne było również zachowanie w kolejnych układach, w każdej badanej grupie, stałej pojemności wejściowej drugiego stopnia. Obliczanie stosunku szerokości do długości kanałów tranzystorów wykonano przy założeniu ich niezmiennej powierzchni.

Przeprowadzenie badań, przy założonych ograniczeniach, pozwala na określenie właściwości częstotliwościowych wynikających jedynie z cech trybu pracy. Na rys. 7.3 przedstawiono zależność wartości górnej częstotliwości granicznej  $f_g$  od wzmocnienia, dla trzech wzmacniaczy (Tabl. 7.1). We wszystkich przypadkach wzmacniaczy prądowych zastosowano na wyjściu jednakowe obciążenie  $R_o = 22,5k\Omega$ , równe rezystancji wejściowej wzmacniaczy.



Rys. 7.4 Zależność górnej częstotliwości granicznej od wzmocnienia

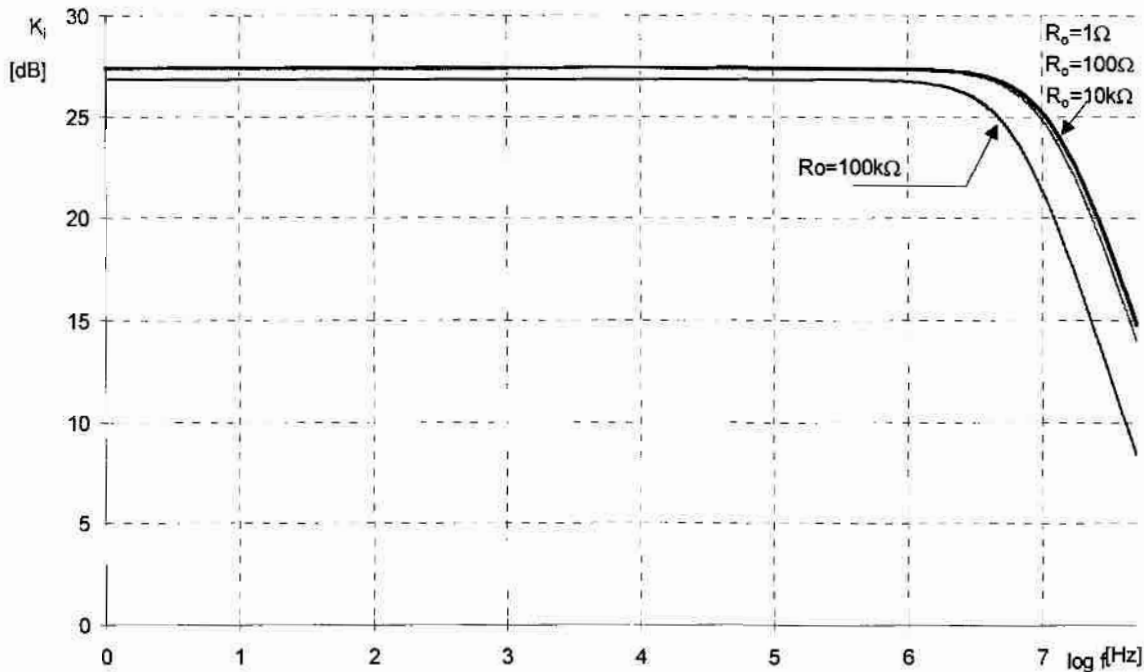
Największy wpływ na górną częstotliwość graniczną ma wzmocnienie we wzmacniaczu napięciowym. Zakres zmian jest największy ze wszystkich obserwowanych (od 740 kHz do 99 kHz). Parametr  $f_g$  maleje przy każdej zmianie wzmocnienia.

Górna częstotliwość graniczna badanych wzmacniaczy prądowych zależy od wzmocnienia w niewielkim stopniu. Obniżanie pasma następuje dopiero dla większych wzmocnień. Zmniejszanie się  $f_g$  nie jest właściwością trybu pracy, ale sposobu zwiększania wzmocnienia. Większe wzmocnienia uzyskano stosując duży stosunek szerokości do długości kanału tranzystorów wyjściowych. Powoduje to zmniejszenie rezystancji wyjściowej układu, która jest porównywalna z rezystancją obciążenia. Wyjściowy prąd wywołuje spadek napięcia na obciążeniu. Układ nabiera cech wzmacniacza napięciowego. Szerszy zakres niezmienności pasma w funkcji wzmocnienia układu prądowego mają układy obciążone na wyjściu zwarcie. Badania symulacyjne wykonane dla tych samych układów, o wzmocnieniach jak na rys. 7.4, ale obciążonych zwarcie, wykazały niezależność górnej częstotliwości granicznej od wzmocnienia (linie poziome na wykresie).

Zapewnienie niezależności pasma częstotliwościowego od wzmocnienia prądu, wymaga dużych wartości rezystancji wyjściowych. Jak wykazano wcześniej, lepsze spośród analizowanych są pod tym względem wzmacniacze symetryczne. Jeżeli np. wzmocnienie prądu wy-

nosi  $K_i = 50 \frac{A}{A}$ , a stopień wejściowy ma wymiary geometryczne, które ustalają rezystancję wejściową  $R_{we} = 22,5k\Omega$  to wzmacniacz „p-p” ma rezystancję wyjściową  $R_{wy} = 55k\Omega$ . Rezystancja wyjściowa wzmacniacza symetrycznego, w takich samych warunkach ma wartość  $R_{wy} = 1,32M\Omega$ .

Związek pomiędzy pasmem częstotliwościowym, a obciążeniem ilustruje rys. 7.5.



Rys. 7.5 Charakterystyki częstotliwościowe dla przypadków różnych obciążeń wzmacniacza

Wymienione w *Tabl. 7.1* wzmacniacze, porównano również za pomocą kryteriów zdefiniowanych w rozdziale 3. *Tabl. 7.2* zawiera wartości znormalizowanych kryteriów porównania układów. Spośród definiowanych w rozdziale 3. Kryteriów, wybrane zostały tylko te, które związane są z określonymi w tezie pracy właściwościami układów prądowych. Nie są np. porównywane wzmocnienia, które wymieniono wśród parametrów w *Tabl. 7.1*. Wartość uzyskiwanego wzmocnienia wzmacniaczy zależy od dokładności projektowania i wykonania układów. Założono, że wszystkie porównywane układy mają jednakowe wzmocnienie. Różnice wykazane w *Tabl. 7.1* nie mają wpływu na pozostałe wymienione parametry układu.

Znormalizowane wartości sześciu kryteriów oraz postaci funkcji preferencji umożliwiają obliczenie funkcji celu zgodnie z wyrażeniem (3.8).

Tabl. 7.2 Znormalizowane wartości kryterium wyboru wzmacniacza

l. p.	Kryterium	Znormalizowana wartość kryterium wyboru wzmacniacza				Funkcja preferencji
		Wzmacniacz „p-p”	Wzmacniacz symetryczny na wejściu	Wzmacniacz symetryczny na wyjściu	Wzmacniacz operacyjny	
1	Napięcie zasilania $k_5^*$	0,00	0,00	0,00	1,00	$u(k_5^*) = 1 - k_5^*$
2	Rezystancja wejściowa i wyjściowa $k_9^*$	0,00	$3,9 \cdot 10^{-3}$	$3,9 \cdot 10^{-3}$	1,00	$u(k_9^*) = k_9^*$
3	Pobór mocy $k_4^*$	0,00	0,28	0,11	1,00	$u(k_4^*) = 1 - k_4^*$
4	Dopuszczalny zakres sygnału wejściowego $k_8^*$	0,81	0	0,29	1,00	$u(k_8^*) = k_8^*$
5	Górna częstotliwość graniczna $k_3^*$	0,66	0,74	1,00	0,00	$u(k_3^*) = k_3^*$
6	Powierzchnia układu $k_6^*$	0,00	0,52	0,39	1,00	$u(k_6^*) = 1 - k_6^*$
Wartość funkcji celu		4,47	2,94	3,79	2,00	

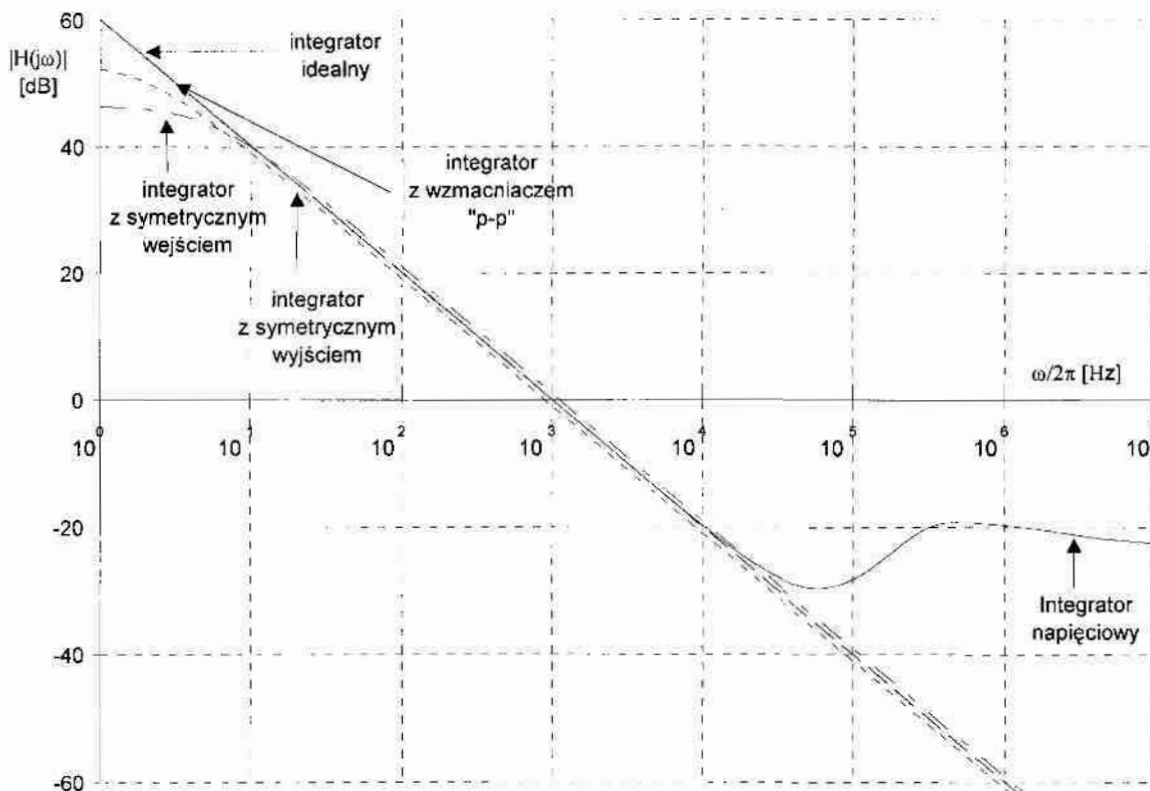
Na podstawie porównania wzmacniaczy wg zadanych kryteriów, można stwierdzić, że najlepszym układem jest wzmacniacz „p-p” a najgorszym wzmacniacz napięciowy. W przyjętej funkcji celu zastosowano jednakowe wagi dla wszystkich kryteriów. Powoduje to niezgodne z intuicją uszeregowanie układów. W celu dokonania oceny przydatności wzmacniacza do realizacji wybranej funkcji konieczne jest zróżnicowanie współczynników wagowych. Przypisywanie wag uwarunkowane jest wiedzą projektanta o zastosowaniach i wymaganiach nakładanych na układ, którego elementem składowym jest wzmacniacz. Funkcja celu użyta w Tabl. 7.2 nie uwzględnia specyfiki zastosowań.

## 7.2. Integratory

Opisane w rozdziale 7.1.1 wzmacniacze zostały zastosowane w projektach integratorów. Przygotowano do porównania cztery układy integratorów, w których użyto wzmacniaczy o parametrach przedstawionych w Tabl. 7.1. Pierwszy, zaprojektowano jako układ symetryczny na wejściu, pracujący w trybie napięciowym. Drugi jest realizacją pomysłu zilustrowanego rysunkiem rys. 5.4 b) z wykorzystaniem wzmacniacza prądu „p-p”. Dwa następne powstały również według pomysłu przedstawionego na rys. 5.4 b) i są zgodne ze schematami z rysunków rys. 5.22 i rys. 5.24. Wszystkie integratory zaprojektowane są tak by ich częstotliwość własna wynosiła  $f_i = 1kHz$ . Podczas projektowania integratorów konieczne były niewielkie modyfikacje rozmiarów tranzystorów wejściowych w układach sy-

metrycznych. Zmiany wprowadzono w celu zapewnienia zrównoważenia układu wzmacniacza po zamknięciu pętli sprzężenia zwrotnego.

Na rys. 7.6 przedstawione są charakterystyki częstotliwościowe wszystkich czterech układów. Dodatkowo, umieszczono na nim charakterystykę idealnego integratora o takiej samej częstotliwości własnej.



Rys. 7.6 Charakterystyki częstotliwościowe integratorów

Częstotliwości własne integratorów różnią się między sobą w granicach od 850Hz (układ z symetrycznym wyjściem) do 1,15 kHz (układ z symetrycznym wejściem). Powodem przesunięć częstotliwości własnych są wprowadzone korekty do rozmiarów tranzystorów wejściowych. Zmianie uległy rezystancje wejściowe wzmacniacza, które współdecydują o parametrach integratorów.

Każdy z porównywanych układów ma inny częstotliwości zakres poprawnej pracy. Nachylenie charakterystyki 20 dB/dec zachowane jest w granicach częstotliwościowych przedstawionych w Tabl. 7.3. W zestawieniu przyjęto oznaczenie  $\omega_{da}$  jako pulsację, od której zaczyna się nachylenie charakterystyki 20 dB/dec i  $\omega_{ga}$  jako pulsację końca tego zakresu.

Tabl. 7.3 Parametry integratorów

l. p.	Integrator	Integratory prądowe			Integrator napięciowy
	Parametr	Z wzmacnia- czem „p-p”	Symetryczny na wejściu	Symetryczny na wyjściu	
1	Częstotliwość własna $f_i$ [Hz]	1k	1,15k	850	1k
2	Dolna pulsacja $\frac{\omega_{da}}{2\pi}$ [Hz]	1,00	9,00	7,00	1,00
3	Górna pulsacja $\frac{\omega_{ga}}{2\pi}$ [Hz]	3,15M	9,00M	11,00M	38,00k
4	Przesunięcie fazowe $\varphi(\omega_1)$ [deg]	-90	-90	-90	-90
5	Dolna pulsacja $\frac{\omega_{d\varphi}}{2\pi}$ [Hz]	1,80	11,00	1,80	3,00
6	Górna pulsacja $\frac{\omega_{g\varphi}}{2\pi}$ [Hz]	980k	11,00M	15,00M	120,00k
7	Niezgodność charakterystyk $\Delta H$	1,035	8,40	12,80	35,00
8	Niezgodność charakterystyk $\Delta\varphi$	10,17	35,10	74,50	76,50
9	Zakres poprawnej pracy $\Delta f = \frac{\omega_g - \omega_d}{2\pi}$	980,00k	9,00M	11,00M	38,00k

W tabeli umieszczono również dwa dodatkowe parametry określające zakres częstotliwości, w którym faza sygnału wyjściowego różni się mniej niż 20% od wartości  $-90^\circ$ . Rys. 7.7 przedstawia charakterystyki fazowo częstotliwościowe czterech porównywanych układów.

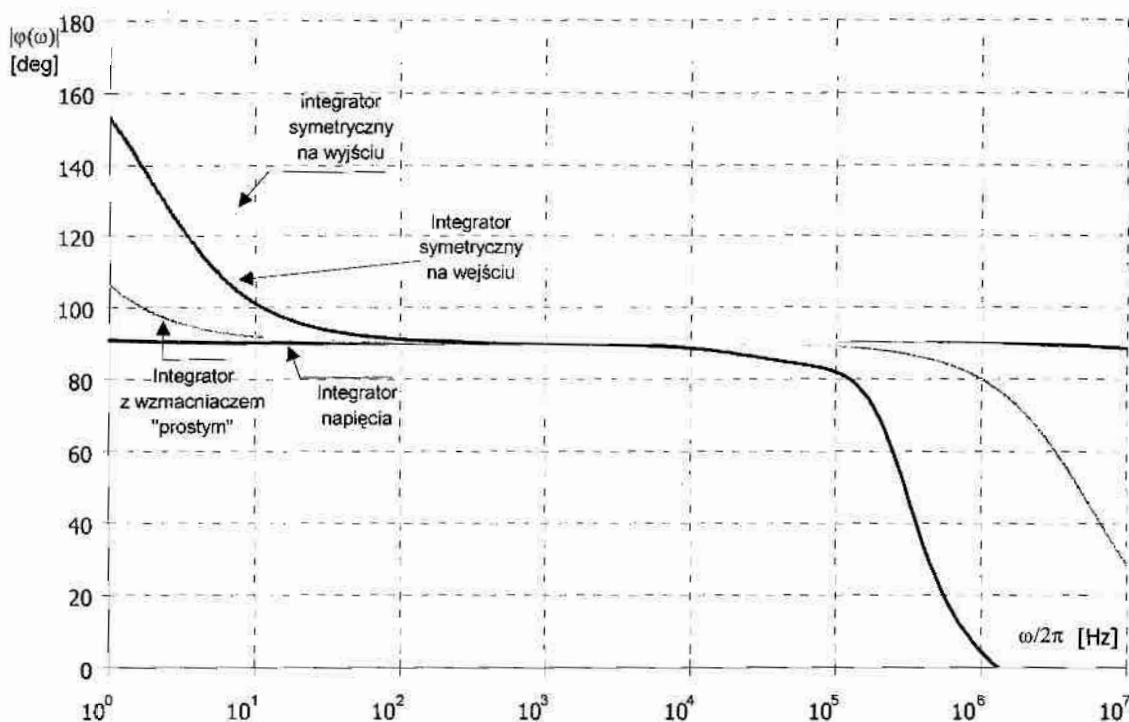
Na podstawie porównania charakterystyk z rys. 7.6 i rys. 7.7 można wyznaczyć częstotliwościowe zakresy poprawnej pracy integratorów. W przypadku każdego integratora zakresem tym jest przedział częstotliwości, w którym obie charakterystyki są zgodne z idealnymi. Dolne i górne pulsacje zakresu wyznaczone są przez zależności:

$$\omega_d = \max(\omega_{da}, \omega_{d\varphi})$$

$$\omega_g = \min(\omega_{ga}, \omega_{g\varphi}) \quad (7.1)$$

Integrator zbudowany z użyciem prądowego wzmacniacza „p-p” oraz integrator napięciowy mają kilkakrotnie mniejsze zakresy poprawnej pracy niż przewidywane na podstawie charakterystyk częstotliwościowych wzmacniaczy.





Rys. 7.7 Charakterystyki fazowo – częstotliwościowe integratorów

W Tabl. 7.3 umieszczono wartości obliczonych znormalizowanych kryteriów porównania integratorów. Wszystkie dotyczą właściwości częstotliwościowych układów. Do porównania zastosowane są wskaźniki określone wzorami (3.1) i (3.2), i odpowiadające im kryteria zdefiniowane przez (3.12) i (3.14). Dodatkowo w tabeli pokazano kryterium pozwalające na porównanie pasm częstotliwościowych układów, obliczone na podstawie parametrów  $\Delta f$  z Tabl. 7.2 oraz zależności (3.16).

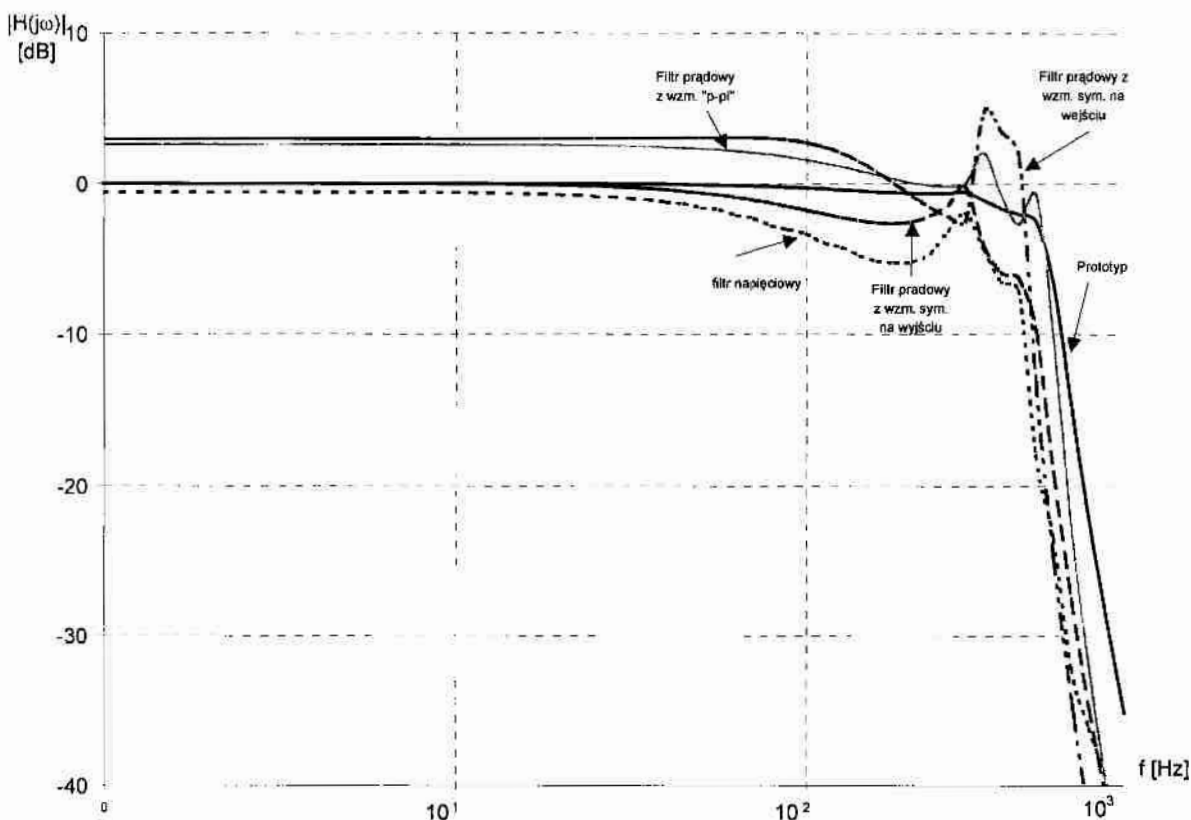
Tabl. 7.3 Znormalizowane wartości kryterium wyboru wzmacniacza

l. p.	Kryterium	Znormalizowana wartość kryterium wyboru integratora				Funkcja preferencji
		Integrator „P-P”	Integrator symetryczny na wejściu	Integrator symetryczny na wyjściu	Integrator napięciowy	
1	Niezgodność charakterystyk amplitudowych $k_1^*$	0,00	0,22	0,35	1,00	$u(k_1^*) = 1 - k_1^*$
2	Niezgodność charakterystyk fazowych $k_2^*$	0,00	0,38	0,97	1,00	$u(k_2^*) = 1 - k_2^*$
3	Częstotliwościowy zakres poprawnej pracy $k_{10}^*$	0,094	0,89	1,00	0	$u(k_{10}^*) = k_{10}^*$
Wartość funkcji celu $F_{cx}$		2,09	2,29	1,68	0,00	

Funkcja celu  $F_{cs}$ , obliczona na podstawie znormalizowanych kryteriów  $k_1^*$ ,  $k_2^*$  i  $k_{10}^*$  jest podstawą uszeregowania integratorów od najgorszego do najlepszego. Uzyskane wskaźniki jakości integratorów nie pokrywają się z otrzymanymi dla wzmacniaczy. Zgodność w kolejności uszeregowania wzmacniaczy i integratorów zaprojektowanych z ich użyciem dotyczy jedynie układów napięciowych. W obu przypadkach są gorsze od układów prądowych. Najlepsze właściwości ma integrator prądowy z symetrycznym wejściem.

### 7.3. Filtry aktywne

Filtry aktywne porównano ze sobą w analogiczny sposób jak wzmacniacze i integratory. Na rys. 7.8 pokazane są w jednym układzie współrzędnych, charakterystyki częstotliwościowe wszystkich omawianych w ramach pracy filtrów. Jest to wynik symulacji układów opisywanych w rozdziale 6. Rys. 7.9 przedstawia charakterystyki będące wynikiem pomiarów dwóch rzeczywiście wykonanych filtrów prądowych – utworzonego z użyciem integratorów symetrycznych na wejściu i z zastosowaniem integratorów symetrycznych na wyjściu. Symulacje wykonano dla struktur powstałych po wykonaniu ekstrakcji z projektu „*layoutu*.” Model układu jest zatem uzupełniony o pojemności pasożytne wynikające z warunków technologicznych.



Rys. 7.8 Charakterystyki częstotliwościowe symulowanych filtrów

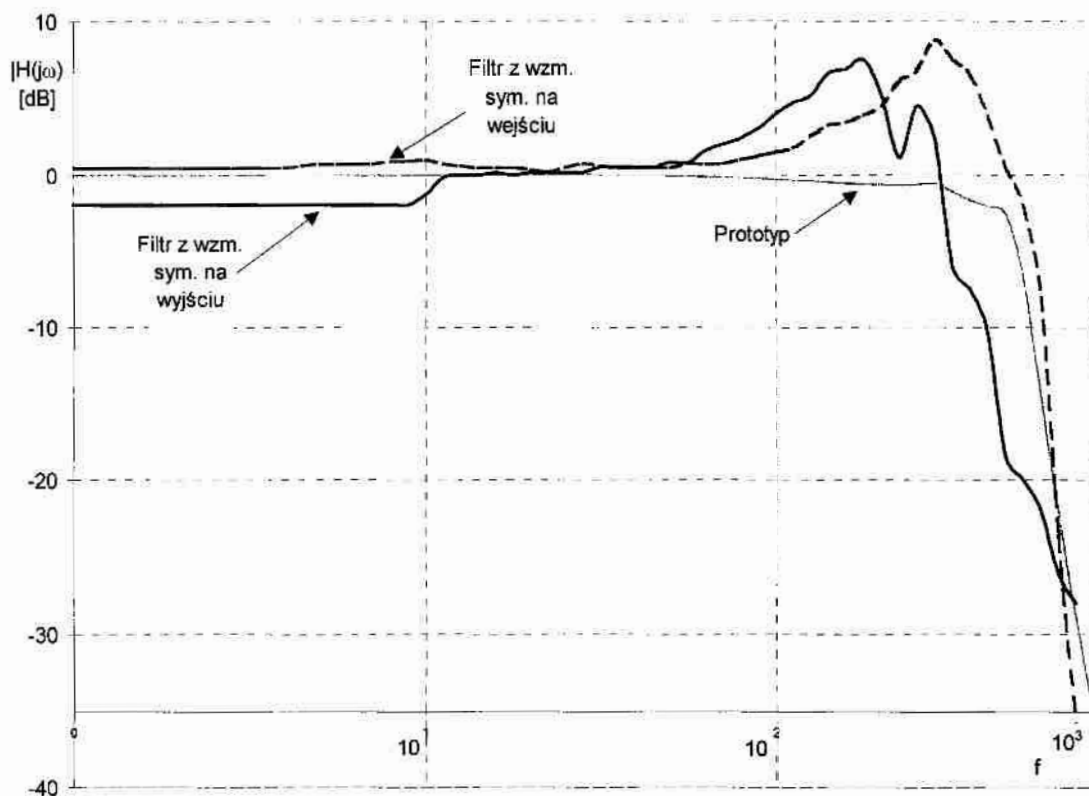
Wszystkie pokazane charakterystyki mają podobne kształty i zakresy częstotliwości. Do celów porównawczych, na obu rysunkach umieszczono dodatkowo charakterystykę filtra prototypowego, który jest wzorcem służącym do porównania własności pozostałych układów. W *Tabl. 4* zamieszczono wybrane parametry filtrów. Niektóre z nich mogą posłużyć wprost jako kryteria oceny jakości układów (pozycje 3, 4, 5 i 6 w *Tabl. 7.4*). Inne wymagają obliczenia wskaźników zależnych od parametrów, które zdefiniowano w rozdziale 3. (pozycje 1, 2 w *Tabl. 7.4*). Wartości wskaźników podane są w wierszach oznaczonych 1 b) i 2 b).

*Tabl. 7.4 Parametry filtrów aktywnych*

l. p.	Filtr	Prądy			Z integratorami napięciowymi
	Parametr	Z integratorami na wzmacniaczach „p-p”	Z integratorami symetrycznymi na wejściu	Z integratorami symetrycznymi na wyjściu	
1	a) Górna częstotliwość graniczna $f_{g(3dB)}$ [Hz] (symulacja)	945	825	850	500
	b) Odchylenie od górnej pulsacji wzorca $\Delta\alpha \left[ \frac{rad}{s} \right]$ - zależność (3.3)	345,4	1099	942	3140
2	a) Dopuszczalny zakres sygnału wejściowego $\Delta i_{we}$ [ $\mu A$ ] lub $\Delta u_{we}$ [V] (symulacja)	-2,55 ÷ 2,55	-0,18 ÷ 0,23	-0,5 ÷ 0,5	-0,7 ÷ 0,4
	b) Względne zakresy sygnałów wejściowych $z_i$ i $z_u$ - zależności (3.4) i (3.5)	$1,31 \cdot 10^{-3}$	$0,12 \cdot 10^{-3}$	$1 \cdot 10^{-3}$	$1,1 \cdot 10^{-1}$
3	Moc pobierana przez układ $P_z$ [W] (symulacja)	$1,29 \cdot 10^{-2}$	$1,1 \cdot 10^{-2}$	$3,4 \cdot 10^{-3}$	$1,26 \cdot 10^{-2}$
4	Napięcie zasilania $V_{dd} = -V_{ss}$ [V]	3,3	3,3	3,3	5,0
5	a) Pole niezgodności charakterystyk częstotliwościowych $\Delta H$ [dB · Hz] (symulacja)	7,72	10,73	5,37	9,76
	b) Pole niezgodności charakterystyk rzeczywistego układu $\Delta H$ [dB · Hz]		9,77	7,89	
6	a) Powierzchnia symulowanego układu $S$ [ $mm^2$ ] (symulacja)	$1,52 \cdot 10^{-2}$	$1,35 \cdot 10^{-2}$	$5,89 \cdot 10^{-3}$	$2,67 \cdot 10^{-2}$
	b) Powierzchnia rzeczywistego układu $S$ [ $mm^2$ ]		$8,52 \cdot 10^{-2}$	$8,49 \cdot 10^{-2}$	$16,6 \cdot 10^{-2}$

W czasie projektowania filtrów na podstawie prototypu RLC, obliczano wartości elementów R i C dla układów aktywnych. Po wykonaniu pierwszych wersji projektów i ich symulacji, wyznaczono rezystancje wejściowe wzmacniaczy, z których utworzono układ. Wartość rezystancji różniła się od obliczanych na podstawie modeli. We wszystkich przypadkach, w których rezystancje te decydowały o częstotliwościach własnych integratorów, wprowadzono poprawki do wartości pojemności. Po wykonaniu projektu *layout-u* i ekstrakcji, powtórzono symulacje. W otrzymanych wynikach (*rys. 7.8*) są widoczne wpływy pojemności pasozytniczych. Charakterystyki częstotliwościowe wykazują różnice w kształcie i paśmie. Najistotniejsze z nich to:

- Niższa niż w prototypie trzydecybelowa górna częstotliwość graniczna.
- Większa niż w prototypie nierównomierność charakterystyki na krańcu pasma.
- Różne od zera tłumienie w paśmie przenoszenia.



Rys. 7.9 Charakterystyki częstotliwościowe wykonanych filtrów

Powodem zawężenia pasma są dodatkowo wnoszące się do integratorów pojemności pasozytnicze oraz inne niż projektowane rezystancje wejściowe wzmacniaczy. Nierównomierność charakterystyki oraz zmiana tłumienia są spowodowane tymi samymi przyczynami

a dodatkowo niedokładnością realizacji wzmocnienia wzmacniaczy włączonych na wejściach i wyjściach filtrów. Najlepsze pod tym względem właściwości ma filtr napięciowy. Jest to zrozumiałe, ponieważ ustalenie wzmocnień na wejściu i wyjściu układu odbywało się przez dobór rezystancji połączonych ze wzmacniaczami operacyjnymi. W przypadku układów pracujących w trybie prądowym, wartość wzmocnienia wynika z rozmiarów tranzystorów CMOS. Obliczone na podstawie uproszczonych modeli szerokości i długości kanałów nie są wystarczająco dokładne. Po symulacjach z zastosowaniem wyższych poziomów modelowania okazało się, że uzyskiwane wzmocnienia są różne od projektowanych. Jeszcze większe różnice zaobserwowano po pomiarach układów rzeczywistych. Parametrem określającym ilościowo niezgodność charakterystyk z wzorcem jest  $\Delta H$  zdefiniowany wzorem (3.1). W tabeli umieszczono również wartości  $\Delta H$  dotyczące dwóch rzeczywistych układów. Wyniki otrzymane na podstawie symulacji i pomiarów są zbliżone.

Jednym z parametrów przedstawionych w *Tabl. 7.4* jest powierzchnia zajmowana przez układ. Nie jest to precyzyjnie określony parametr, ponieważ na etapie symulacji, za powierzchnię układu przyjęto sumę pól użytych tranzystorów. Dla porównania, w wierszu 6 b) umieszczono powierzchnie zajmowane przez rzeczywiście wykonane filtry. Wartość parametru w układach rzeczywistych jest kilkakrotnie większa niż w symulowanych. Dużą część każdego z rzeczywistych układów, zajmują połączenia pomiędzy stopniami. Zrealizowane filtry mogłyby być mniejsze gdyby wykonano optymalizację projektu. Optymalizacja geometrii układów może być wykonywana ze względu na zajmowaną powierzchnię lub ze względu na inne parametry np. wartość pojemności pasożytniczych [52]. Struktura wszystkich wykonanych układów jest zbliżona tzn. w każdym występują integratory połączone w „drabinę”. Można założyć, że nawet po wykonaniu optymalizacji, relacje pomiędzy rozmiarami nie zmieniłyby się w sposób znaczący. Z pokazanych w tablicy powierzchni wynika, że zarówno w symulowanym modelu jak i w wykonanym układzie, stosunek powierzchni układów napięciowych i prądowych jest zbliżony.

Wyspecyfikowane w *Tabl. 4* parametry posłużyły do obliczenia znormalizowanych kryteriów porównania i obliczenia funkcji celu. W *Tabl. 7.5* zamieszczono wartości funkcji preferencji dla każdego z kryteriów. Przy obliczaniu funkcji celu, przyjęto jednakowe wagi dla wszystkich kryteriów oraz liniową funkcję preferencji.

Tabl. 7.5 Wartości funkcji preferencji dla znormalizowanych wartości kryteriów oceny filtra

l. p.	Kryterium	Wartość funkcji preferencji dla znormalizowanego kryterium oceny filtra				Zastosowana funkcja preferencji
		Z wzmacniaczem „p-p”	Z integratorami symetrycznymi na wejściu	Z integratorami symetrycznymi na wyjściu	Z integratorami napięciowymi	
1	Różnica częstotliwości $k_3^*$	1,00	0,73	0,79	0,00	$u(k_3^*) = 1 - k_3^*$
2	Zakres sygnału wejściowego $k_8^*$	0,011	0,00	0,008	1,00	$u(k_8^*) = k_8^*$
3	Pobór mocy ze źródeł zasilania $k_4^*$	0	0,20	1,00	0,03	$u(k_4^*) = 1 - k_4^*$
4	Napięcie zasilania $k_5^*$	1,00	1,00	1,00	0,00	$u(k_5^*) = k_5^*$
5	Niezgodność charakterystyk częstotliwościowych $k_1^*$	0,56	0,00	1,00	0,13	$u(k_1^*) = 1 - k_1^*$
6	Powierzchnia zajmowana przez układ $k_6^*$	0,55	0,63	1,00	0,00	$u(k_6^*) = 1 - k_6^*$
Wartość funkcji celu $F_{cs}$		3,121	2,56	4,798	1,16	

Uszeregowanie wyników obliczonej funkcji celu w porządku malejącym jest jednocześnie wyborem układu najlepszego ze względu na zastosowane kryteria. W porównaniu wzięto pod uwagę wszystkie parametry istotne dla projektowania filtrów aktywnych. Na podstawie otrzymanego wyniku należy stwierdzić, że najlepszym układem spośród badanych jest filtr pracujący w trybie prądowym wykonany z zastosowaniem wzmacniaczy symetrycznych na wyjściu. Najgorszym zaś, jest filtr pracujący w trybie napięciowym.

## 8. Podsumowanie i wnioski

W pracy porównano właściwości napięciowych i prądowych filtrów aktywnych w celu udowodnienia tezy, że dla przyjętych kryteriów porównawczych, filtry aktywne prądowe otrzymywane przy użyciu transformacji napięciowo – prądowej, mają lepsze właściwości od ich prototypów napięciowych.

Cel pracy został osiągnięty w kilku etapach:

- w rozdziale trzecim zaproponowano przyjęcie wskaźników, które posłużyły do utworzenia niezależnych od trybu pracy układów kryteriów porównawczych i ustalenia metody porównania;
- w rozdziale czwartym wybrano metody projektowania filtrów prądowych, które umożliwiają utworzenie struktur filtrów porównywalnych z prototypami i analogicznymi filtry napięciowymi;
- w rozdziale piątym dokonano przeglądu niektórych rozwiązań wzmacniaczy prądu i integratorów i zaproponowano układy do realizacji filtrów prądowych, które przedstawiono w rozdziale szóstym;
- w rozdziale siódmym porównano układy.

Zastosowane wskaźniki i kryteria odnoszą się do tych właściwości, które określono podczas formułowania tezy pracy. Dotyczy to w szczególności: poboru mocy ze źródeł zasilania, dynamiki układu, charakterystyk częstotliwościowych, parametrów małosygnalowych oraz rozmiarów geometrycznych.

Na podstawie uzyskanych wyników porównania można sformułować następujące wnioski:

- 1) Wśród badanych wzmacniaczy o zadanym takim samym wzmocnieniu, układy prądowe w stosunku do napięciowych charakteryzują się:
  - lepszymi właściwościami częstotliwościowymi i mniejszym poborem mocy;
  - porównywalnym ale mniejszym zakresem dopuszczalnego sygnału wejściowego;
  - gorszymi parametrami charakteryzującymi rezystancję wejściową i wyjściową;
  - mniejszą powierzchnią zajmowaną przez układ.

Zgodnie z przyjętą funkcją celu wszystkie badane wzmacniacze prądowe są lepsze od wzmacniacza napięciowego realizowanego z użyciem wzmacniacza operacyjnego.

- 2) Badane integratory prądowe mają gorsze od napięciowych właściwości w zakresie bardzo małych częstotliwości. Częstotliwościowy zakres poprawnej pracy wszystkich badanych integratorów prądowych jest jednak większy niż napięciowego. Porównanie według przyjętej funkcji celu wykazuje, że integratory prądowe są lepsze od napięciowych.
- 3) Wśród porównywanych filtrów aktywnych, filtry prądowe mają lepsze właściwości od filtrów napięciowych. Jedynym lepszym parametrem filtru napięciowego jest dopuszczalny zakres sygnału wejściowego.

Badania układów o różnych funkcjach potwierdzają dobre właściwości układów pracujących w trybie prądowym. Wzmacniacze prądowe mają lepsze właściwości od wzmacniaczy napięciowych, integratory prądowe mają lepsze właściwości od integratorów napięciowych i filtry aktywne prądowe mają lepsze właściwości od filtrów napięciowych. Zakres i metodyka przeprowadzonych badań jest wystarczający by otrzymane wyniki uogólnić na właściwości układów prądowych.

Pewne wątpliwości powstają podczas oceny jakości przyjętego do porównania wzmacniacza napięciowego, który determinował jakość wykonywanych z niego układów. Użyty wzmacniacz operacyjny zaprojektowano jako typowy. Możliwe jest jego zoptymalizowanie i uzyskanie parametrów na tyle dobrych, że zbudowane z jego użyciem filtry miały by charakterystyki lepsze od demonstrowanych w pracy filtrów prądowych. Jednak należy zwrócić uwagę na fakt, że również układy prądowe nie były w żaden sposób optymalizowane. Można zatem przyjąć, że wraz z rozwojem metod projektowania filtrów prądowych powstaną układy elementarne o znacznie lepszych parametrach niż użyte w pracy do porównania. Badania prowadzone były w taki sposób, by nie wprowadzać zmian do otrzymywanych w wyniku przekształceń struktur układów. Dzięki temu obserwowane właściwości układów wynikały głównie z cech trybu pracy, a uzyskane wyniki upoważniają do stwierdzenia, że teza pracy została udowodniona.

Praca zawiera zdaniem autora oryginalne przyczynki naukowe. Należą do nich:

1. Opracowanie kryteriów obiektywnego porównania układów pracujących w trybie prądowym i napięciowym.
2. Opracowanie kilku rozwiązań wzmacniaczy prądu i ich przebadanie symulacyjne



3. Porównanie ze sobą różnych klas układów pracujących w trybach prądowym i napięciowym .
4. Dowiedzenie tezy i realizację celu pracy

Zdaniem autora analogowe filtry prądowe powinny być przedmiotem dalszych badań.

W pracy opisane są tylko niektóre metody projektowania oraz niewielka grupa elementarnych układów prądowych. Pominięto rozwiązania wykorzystujące np. konwejoy czy wzmacniacze transkonduktancyjne. Rozszerzenie badań na filtry tworzone z zastosowaniem tych układów może doprowadzić do stworzenia dużej liczby struktur, które dla wielu zastosowań będą uzupełniały lub zastępowały filtry napięciowe.

## 9. Bibliografia

- [1] M. T. Abulema'atti, H.A. Alzaher – *Universal Three Input and One Output Current – Mode Filter Without External Passive Elements*, Electronics Letters, Vol. 33, No. 4 1997
- [2] P. E. Allen, D. R. Holberg – *CMOS Analog Circuits Design*, Holt, Rinehart and Winston, New York 1987
- [3] P. E. Allen, E. Sanchez-Sinencio – *Switched Capacitor Circuits*, Van Nostrand Reinhold Company, New York, 1984
- [4] P. E. Allen, C. Toumazou, F. J. Lidgey, D. Haigh: *Future of Analogue Integrated Circuit Design. Analogue IC Design: the Current Mode Approach*. Peregrinus Ltd., 1990. 280, 1989.
- [5] G. Baccarani., M. R. Wordeman., R. H. Dennard: *Generalized Scaling Theory and its Application to a 1/4 Micrometer MOSFET Design*. IEEE Trans. Electron. Devices, vol. ED-31, 1984.
- [6] M. Białko, A. Guziński, W. Sieńko, J. Żurada – *Filtry aktywne RC*. Wydawnictwa Naukowo Techniczne Warszawa 1979.
- [7] K. Bult, H. Wallinga – *A Class of Analog CMOS Circuits Based on the Square –Law Characteristic an MOS Transistor in Saturation*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. SC-22, No. 3 June 1987
- [8] A. Carlosena, G. Moschytz - *Nullators and Norators in Voltage to Current Mode Transformations*, International Journal of Circuit theory and applications, Vol. 21, 1993
- [9] A. Carlosena, L. Serrano, S. Porta – *Current – Mode Multiple-Feedback Filters*, IEEE J. Circuit and Systems, Vol 40 No. 2, February 1993
- [10] A. C. Davies – *Matrix Analysis of Network Containing Nullators and Norators*, Electronics Letters, Vol. 2 No. 2 February 1966,
- [11] R. H. Dennard: *Power-Supply Considerations for Future Scaled CMOS Systems Proc. IEEE Symp. VLSI Tech. Syst. Applications*, 1989.
- [12] S. W. Director, R. O. Rohrer – *The Generalized Adjoin Network and Network Sensitivities*, IEEE Trans. On Circuit Theory vol. Ct-16 No. 3 August 1969
- [13] A. Fare, J. Houle – *Voltage – Mode and Current Mode Sallen – Key Implementation Based on Translinear Conveyors*, IEEE Prog –G Vol. 139 No. 4 August 1992
- [14] A. Fabre, M. Alami – *Insensitive Current – Mode Bandpass Implementation – Based Nonideal Gyrators*, IEEE Trans., Circuit Syst. Vol. 39, No. 2 Feb. 1992
- [15] A. Filipkowski – *Układy elektroniczne analogowe i cyfrowe*, Wydawnictwa Naukowo Techniczne Warszawa 1980.

- [16] N. Fliege – *Complementary Transformation of Feedback System*, Proceedings, International Symposium on Circuit Theory, Los Angeles, April 1972
- [17] M. S. Ghauri – *Electronic Devices and Circuits Discrete and Integrated*. Holt, Rinehart and Winston, New York 1985
- [18] W. Gordon, W. Roberts – *A General Class of Current Amplifier – Based Biquadratic Filter Circuits*, IEEE, Vol. 39 April 1992
- [19] W. Guo-hua, K. Watanabe, Y. Fukai – *An Extended Dual Transformation Approach to Current – Mode Circuit Synthesis*, IEEE 1990
- [20] W. Guo-hua, Y. Fukui, K. Kubota, K. Watanabe – *Voltage-Mode To Current-Mode Conversion by an Extended Dual Transformation*, IEEE J. Solid State Circuits, April 1991
- [21] A. Guziński - *Liniowe elektroniczne układy analogowe*, Wydawnictwa Naukowo Techniczne, Warszawa 1992
- [22] A. Guziński, M. Białko – *Projektowanie filtrów C pracujących w czasie ciągłym z integratorami opartymi o ZPSN/ZNSN*, ITEPG Gdańsk 1987
- [23] A. Guziński, M. Białko, A. Wezgraj – *Current Mode Integrators*, Proc. of XVI National Conference Circuit Theory and Electronics Circuits, Kołobrzeg, 1993
- [24] A. Guziński, M. Guziński, S. Staszak – *Effective Transformation of Voltage-Mode Circuits Into Current-Mode Ones*, Proc. of XVI National Conference Circuit Theory and Electronics Circuits, Kołobrzeg, 1993
- [25] S. S. Hakim – *Feedback Circuits Analysis*, Iliffe Books Ltd, London 1963
- [26] M. Kakumu, M. Kinugawa: *Power-Supply Voltage Impact on Circuit Performance for Half and Lower Submicrometer CMOS LSI*. IEEE Trans. Electron. Devices, vol. ED-37, 1990.
- [27] H. Khorrambadi, P.R. Gray – *High frequency CMOS Continuous – Time Filters*, IEEE Journal of Solid State Circuits, S.C.-19, 1984
- [28] E. A. Klumperink, E. Seevinck – *MOS Current Gain Cells with Electronically Variable Gain and Constant Bandwidth*, IEEE J. Solid State Circuits, Vol. 24, No. 5, October 1989
- [29] W. Kordalski, A. Guziński, J. Woźniak - *Liniowy element transkonduktancyjny MOS*, XII Krajowa Konferencja Teoria Obwodów i Układy elektroniczne, Rzeszów 17-20.10 1989
- [30] Z. Kulka, M. Nadachowski – *Wzmacniacze operacyjne i ich zastosowanie*, Wydawnictwa Naukowo – Techniczne, Warszawa 1982
- [31] S. Kuta, W. Machowski, J. Jasielski – *Small –and Large-signal Properties of Fully Balanced CMOS Current Mode Integrators*, Proc. of XX National Conference Circuit Theory and Electronics Circuits, Kołobrzeg, 1997

- [32] M. Kwiesielewicz – *Grupowe wielokryterialne podejmowanie decyzji w oparciu o metodę porównania parami*, Mat. XII Ogólnopolskiej Konf. Polioptymalizacja i komputerowe wspomaganie projektowania, Mielno 1994
- [33] K. R. Lakshmi Kumar., R. Hadaway M.A. Copeland: *Characterization and Modeling of Mismatch in MOS Transistors for Precision Analog Design*. IEEE J. Solid State Circuits, vol. SC-21, 1986.
- [34] S. Lee, R. H. Zele, D. J. Allstot, G. Liang – *A Continuous – Time Current – Mode Integrator*, IEEE Transaction on Circuits and System, Vol. 38, No. 10, October 1991
- [35] W. Liske – *Automatyczne projektowanie filtrów aktywnych metodą symulacji prototypu RLC*, praca dyplomowa, Politechnika Koszalińska, 1995
- [36] W. Marciniak - *Przyrządy półprzewodnikowe i układy scalone*, Wydawnictwa Naukowo Techniczne Warszawa 1979.
- [37] S. K. Mitra, *Analysis and Synthesis, of Linear Active Networks*, John Wiley & Sons, Inc. New York, 1969
- [38] S. G. Morris.: *CMOS Cell Based Designs for Mixed-signal Applications*. Silicon Design, 1989.
- [39] S. Ozoguz, C. Acar – *Universal Current – Mode filter reduced number of active and passive components*, Electronics Letters, Vol. 33 No. 11, 1997
- [40] G. Palumbo – *Optimized Design of the Wilson and Improved Wilson CMOS Current Mirrors*, Electronics Letters, Vol. 29. No. 9 April 1992
- [41] I. Mucha – *Towards a True Current Operational Amplifier*, Electronics Letters, 1994
- [42] A. Papoulis: *Circuits and Systems, a Modern Approach*. New York, Holt, Rinehart and Winston, Inc., 1980.
- [43] S. Płonka, R. Stryczek, *Wybór metody polioptymalizacji struktury procesu technologicznego, Materiały XII Konferencji, Polioptymalizacja i komputerowe wspomaganie projektowania*, Kołobrzeg 1995
- [44] G. W. Roberts, A. S. Sedra – *All Current Mode Frequency Selective Circuits*, Electronics Letters, Vol. 25 No.12 June 1989
- [45] A.S. Sedra, K. C. Smith – *Microelectronic Circuits*. Holt, Rinehart and Winston, New York 1987
- [46] K. Skimotigaski, K. Seki: *Low voltage VLSI design*. IEEE J. Solid - State Circuits, vol. SC-28, 1993.
- [47] W. Tarnowski - *Model procesu wyboru w projektowaniu technicznym*, Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, z. 72 Gliwice 1984
- [48] W. Tarnowski - *Podstawy projektowania technicznego*, skrypt, Wyższa Szkoła Inżynierska w Koszalinie 1989,
- [49] J. Tingleff, C. Toumazou - *CMOS Integrated Current Mode Wave Active Filters*, Proc. 35 t.1 Midwest Symposium, Washington, August 1992.

- [50] J. Tingleff, C. Toumazou - *Current Mode Continuous Time Wave Active Filters*, Electronics Letters, Vol. 28, No. 5 1992
- [51] C. Toumazou, F. J. Lidgley, D. G. Haigh - *Analogue IC Design: the Current Mode Approach*, London, Peter Peregrinus, 1990
- [52] A. Urbaś - *Optimization of MOSFET-C Filter by Optimal Choice of Geometry and Control Gate Voltages of MOS Transistors*, Proc. of XVIII National Conference Circuit Theory and Electronics Circuits, Polana Zgorzelisko, 1995
- [53] E. A. Vittoz - *Future of Analog in the VLSI Environment*, Proc. International Symposium Circuits and Systems, 1990
- [54] E. A. Vittoz., G. Wegmann - *Dynamic current mirrors*, in C. Toumazou, F.J. Lidgley, D.G. Haigh: *Analogue IC Design: the Current-Mode Approach*. London, Peter Peregrinus Ltd., 1990.
- [55] K. Wawryn, B. Strzeszewski - *Programmable Low Power VLSI Current Mode Neuron Cells*, Proc. Int. Conf. Electronics, Circuits and Systems, 1996
- [56] K. Wawryn - *Układy z przełączanymi prądami*, Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa, 1997
- [57] A. Wezgraj - *A New Concept of Current Integrator*, Proc. of XV National Conference Circuit Theory and Electronics Circuits, Szczyrk, 1992
- [58] A. Wezgraj - *A Transconductance Amplifier with a Wide Dynamic's Range*, Proc. of XIV National Conference Circuit Theory and Electronics Circuits, Waplewo, 1991
- [59] A. Wezgraj, M. Łukojko, A. Rozenfeld - *The Conversion of Voltage-Mode Low Pass Filter in the Current-Mode Once*, Proc. of XVII National Conference Circuit Theory and Electronics Circuits, Polanica Zdrój, 1994
- [60] G. Wegmann, E.A. Vittoz - *Analysis and Improvements of Highly Accurate Dynamic Current Mirrors*, Dig. Techn. Papers ESSCIRC , Vienna, 1989
- [61] C. Toumazou, F. J. Lidgley - *Translinear class - AB current amplifier*, Electronics Letters, Vol. 25 No. 13, 1989
- [62] D. Zele J. Allstot - *Fully -Differential CMOS Current-Mode Circuit and Applications*, IEEE J. Solid State Circuits, April 1991