

# Wzmacniacz klasy D

## Budowa i zasada działania

*Jeśli wzmacniacz zawiera stopień wyjściowy (najczęściej pracują w nim tranzystory MOSFET), który jest na przemian zamykany i otwierany, to układ pracuje w klasie D. Stosując pomiędzy wyjściem a obciążeniem odpowiedni filtr, można uzyskać prawidłowy, nieznieskształcony sygnał, jednak pod warunkiem że kluczowanie odbywa się z częstotliwością przynajmniej dwukrotnie wyższą od najwyższej częstotliwości sygnału wejściowego oraz że współczynnik wypełnienia impulsów wyjściowych jest proporcjonalny do wartości chwilowej sygnału audio. Tę grupę wzmacniaczy nazywa się nie bez słuszności wzmacniaczami impulsowymi. Znacznie mniej trafne jest określenie wymyślone przez specjalistów od reklamy, to jest wzmacniacz cyfrowy (D – Digital). Sugeruje to spełnienie marzeń audiofilów, czyli doskonałą jakość dźwięku przy jednocześnie bardzo dużej sprawności. Czy tak jest naprawdę?*

Rynek komputerów i urządzeń przenośnych gwałtownie rośnie. W zasadzie, obserwując ostatnie trendy, można zaryzykować twierdzenie, że zaciera się granica pomiędzy komputerem osobistym a urządzeniem przenośnym. Do wielu zastosowań, prędkość przetwarzania danych przez procesor oraz doskonała jakość grafiki to jeszcze za mało. Dodatkowo użytkownicy żądają bardzo dobrego dźwięku i to nie tylko doskonałej jakości, ale z dodatkowymi efektami, które pozwalają na odczuwanie przestrzeni trój-

wymiarowej. Stąd też esencją wielu aplikacji jest dźwięk o najwyższej jakości. Nie ma problemu, jeśli dany system zasilany jest z sieci energetycznej, ponieważ wówczas, bynajmniej teoretycznie, można mu zapewnić każdą wymaganą moc do zasilania. W takiej sytuacji sprawność nie będzie miała aż tak ogromnego znaczenia. Oczywiście, lepiej jest płacić mniej za zużyta energię elektryczną, jednak zwykle domowy sprzęt audio zwykle nie wpływa w znaczący sposób na wysokość rachunków za zużyta energię elektryczną.

Sytuacja ulega diametralnej zmianie, gdy aplikacje audiowizualne trafiają na platformę sprzętu przenośnego zasilanego z baterii lub akumulatorów. Owszem, nie są potrzebne aż tak wielkie moce odtwarzania, ponieważ zwykle stosowane są słuchawki lub niewielkie kolumny o mocy do kilku watów, jednak ogromne znaczenie zaczyna odgrywać sprawność. Duże straty energii powodują bowiem nie tylko szybsze rozładowanie akumulatora, ale również są źródłem ciepła, które uniemożliwia miniaturyzację sprzętu.

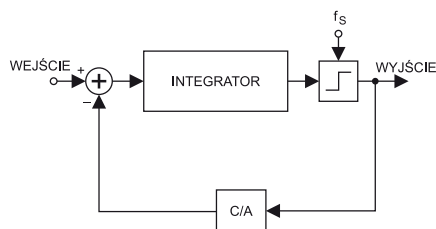
Typowo sprawność wzmacniacza klasy AB sięga co najwyżej 60% przy maksymalnej mocy muzycznej, jednak budując taki układ, trzeba przewidzieć, że jego sprawność średnia, osiągnięta podczas normalnej eksploatacji, będzie znacznie niższa. Na przykład, przy mocy wyjściowej 10 W<sub>RMS</sub> sprawność wzmacniacza klasy AB sięga około 20...30%. Co oznacza to w praktyce? Otóż, aby osiągnąć moc wyjściową 10 W na pojedynczy kanał stereofoniczny, trzeba będzie dostarczyć z zasilacza około 60...80 W energii tylko do zasilania głośników.

Podane wyżej rozważania i inne przesłanki doprowadziły do opracowania różnych rozwiązań problemu wzmacniania sygnału audio. Skonstruowano nowe



wzmacniacze pracujące z modulacją PWM. Ich główną zaletą była wysoka sprawność energetyczna, ale ogromną wadą duże zniekształcenia THD+n na poziomie 40...60 dBc, zależnie od liczby źródeł sygnałów zakłócających, włączając w to: zniekształcenia intermodulacyjne, przenikanie częstotliwości próbkowania sygnału wyjściowego i jego harmonicznnych, asymetryczne czasy narastania i opadania sygnału wyjściowego, asymetryczne czasy propagacji, czasy martwe, jakość zasilacza itd. Zniekształcenia THD+n silnie zależą również od pasma częstotliwości sygnału wejściowego ze względu na dobrze znane elektronikom prawo Nyquista. Zgodnie z nim, częstotliwość próbkowania musi być co najmniej dwukrotnie wyższa od najwyższej częstotliwości sygnału próbkowanego. Podejmowano próby rozwiązania tego problemu przez podwyższenie częstotliwości próbkowania, jednak były one mocno ograniczone przez minimalne czasy załączenia i wyłączenia. Ponadto, w sygnale wyjściowym zaczynały dominować inne rodzaje zniekształceń, wynikające ze zjawisk fizycznych pojawiających się przy tej podniesionej częstotliwości. W rezultacie wzmacniacz PWM, mimo iż oferował znacznie lepszą sprawność energetyczną niż pracujący w klasie AB, to jednak nie nadawał się do wysokiej klasy aplikacji, w których wymagana jest dynamika co najmniej 90 dBc.

Kierunek proponowanych rozwiązań był jednak właściwy i wiadomo było, że nie ma odwrotu od wzmacniacza PWM, jednak w jakiś sposób trzeba poprawić jakość sygnału wyjściowego. Pojawiły się rozwiązania wzmacniaczy stosujące nadpróbkowanie, ze



Rys. 1.

specjalnym modulatorem sigma-delta kształtującym charakterystykę zakłóceń<sup>1</sup>, jednak włączenie w obwód pętli modulatora sigma-delta tranzystorów MOS dużej mocy powoduje dodatkowe problemy, które znacząco wpływają na ogólne parametry i sprawność wzmacniacza.

Standardowy, jednostopniowy modulator sigma-delta przedstawiono na rys. 1. Integrator połączony jest szeregowo z komparatorem, który w istocie jest dwupoziomowym kwantyzatorem o częstotliwości próbkowania  $f_s$ . Wyjście komparatora sprzężone jest z wejściem integratora poprzez umieszczony w pętli sprzężenia zwrotnego przetwornik C/A i sumator. Sprzężenie zwrotne wymusza, aby sygnał wyjściowy kwantyzatora śledził wartość średnią sygnału wejściowego modulatora. Jakikolwiek różnicę pomiędzy sygnałem wejściowym modulatora a wyjściowym kwantyzatora akumulowane są w integratorze i ewentualnie korygowane. W jednostopniowym modulatorze sigma-delta zakłócenia sygnału wynikające z błędów kwantyzacji są redukowane o około 9 dB przy dwukrotnym wzroście częstotliwości próbkowania. W modulatorze dwustopniowym, przy takim samym wzroście, zakłócenia redukowane są o ok. 15 dB. Obie powyższe tezy są słuszne przy założeniu, że częstotliwość próbkowania sygnału wejściowego jest zgodna z prawem Nyquista, tzn.  $f_s = 2 \times f_p$ . Łatwo zauważyć, że zwiększając liczbę stopni przetwornika i podnosząc częstotliwość próbkowania, można zredukować zakłócenia. Trzeba jednak pamiętać o ograniczeniach technicznych wynikających z pewnych minimalnych wartości czasów narastania i opadania przebiegu wyjściowego oraz czasu propagacji, co skutkuje koniecznością obniżenia częstotliwości próbkowania.

Jak napisano wcześniej, włączenie w pętlę standardowego modulatora sigma-delta tranzystorów MOS powoduje powstanie wielu problemów. W aplikacjach audio tranzystory MOS sterują relatywnie niską impedancją obciążenia i z tego powodu wy-

magane jest, aby dla spełnienia wymagań związanych z ogólną wysoką sprawnością wzmacniacza, ich rezystancja w stanie załączenia była mniejsza od  $1 \Omega$ . W rezultacie charakterystyka przełączenia takiego tranzystora znacznie odbiega od idealnej (rys. 2). Te nieidealne przebiegi wyjściowe powodują powstanie zniekształceń na poziomie ok.  $-60$  dB w stosunku do sygnału użytkowego. Przedstawiony na rys. 2 przebieg wyjściowy jest typowy dla tranzystorów MOSFET pracujących w konfiguracji przeciwstawnej, w której jeden z nich ma kanał typu „n”, a drugi typu „p”. W związku z tym, że standardowy modulator sigma-delta ma cyfrową pętlę sprzężenia zwrotnego, asymetryczne zbocza sygnału wyjściowego nie są „widziane” przez integrator i w konsekwencji ten nie koryguje zniekształceń wprowadzanych przez tranzystory MOS. Ponadto, ponieważ że nowoczesne modulatory sigma-delta używają integratorów próbkujących, proste zasilanie pętli sprzężenia zwrotnego integratora sygnałem wyjściowym tranzystorów mocy, bez wprowadzenia dodatkowych korekt, nie spełni swojego zadania. Dzieje się tak ze względu na fakt, że integratory próbkujące mają duże problemy wynikające ze zjawiska aliasingu przy dużej częstotliwości zniekształceń. Dodatkowo, opóźnienie wprowadzane przez tranzystory mocy powoduje, że sygnał pochodzący z pętli sprzężenia zwrotnego nie jest właściwie skorelowany z sygnałem wejściowym, w konsekwencji uniemożliwiając poprawną pracę sprzężenia. Opóźnienie to może również wpłynąć na stabilność pracy układu. Stąd też korzyści wynikające z redukcji zniekształceń w modulatorze sigma-delta są pomniejszane przez nieidealną pracę tranzystorowego stopnia wyjściowego mocy.

Proponowane w (1) rozwiązanie było bardzo dobre, jednak nie wytrzymało konfrontacji z rzeczywistością. Konieczne stało się znalezienie innych rozwiązań wzmacniaczy pracujących z modulacją PWM, zgodnych z wymaganiami rynku.

Konstrukcję takiego wzmacniacza małej częstotliwości umożliwiło zastąpienie dyskretnej technologii PWM mikroprocesorem mającym możliwość przetwarzania sygnałów mieszanych. Tego typu układy są bardzo dobrze znane z zastosowań w innych dziedzinach, w których służą chociażby do sterowania napędami, korekcji współczynnika mocy, sterowania zasilaczami awaryjnymi itp. Niemniej układ przeznaczony do sterowania wzmacniaczem audio musiał być zoptymalizowany pod kątem właśnie zastosowania.

Zadaniem impulsowego wzmacniacza sygnału audio jest, przy zachowaniu wysokiej sprawności, zasilanie obciążenia w postaci kolumn głośnikowych lub słuchawek sygnałem, który ma relatywnie dużą moc



Rys. 2.

wyjściową i jak najmniejsze zniekształcenia. Aby osiągnąć tak rozumiany rezultat, współczesne rozwiązania używają pętli sprzężenia zwrotnego pracującej w trybie ciągłym, innej niż wcześniej opisywana pętla cyfrowa. Gwarantuje to, że informacja z wyjścia dostępna jest na wejściu w celu porównania, w ten sposób pozwalając zmodyfikowanemu układowi modulatora na korekcję zniekształceń wprowadzanych przez tranzystory MOS podczas przełączania.

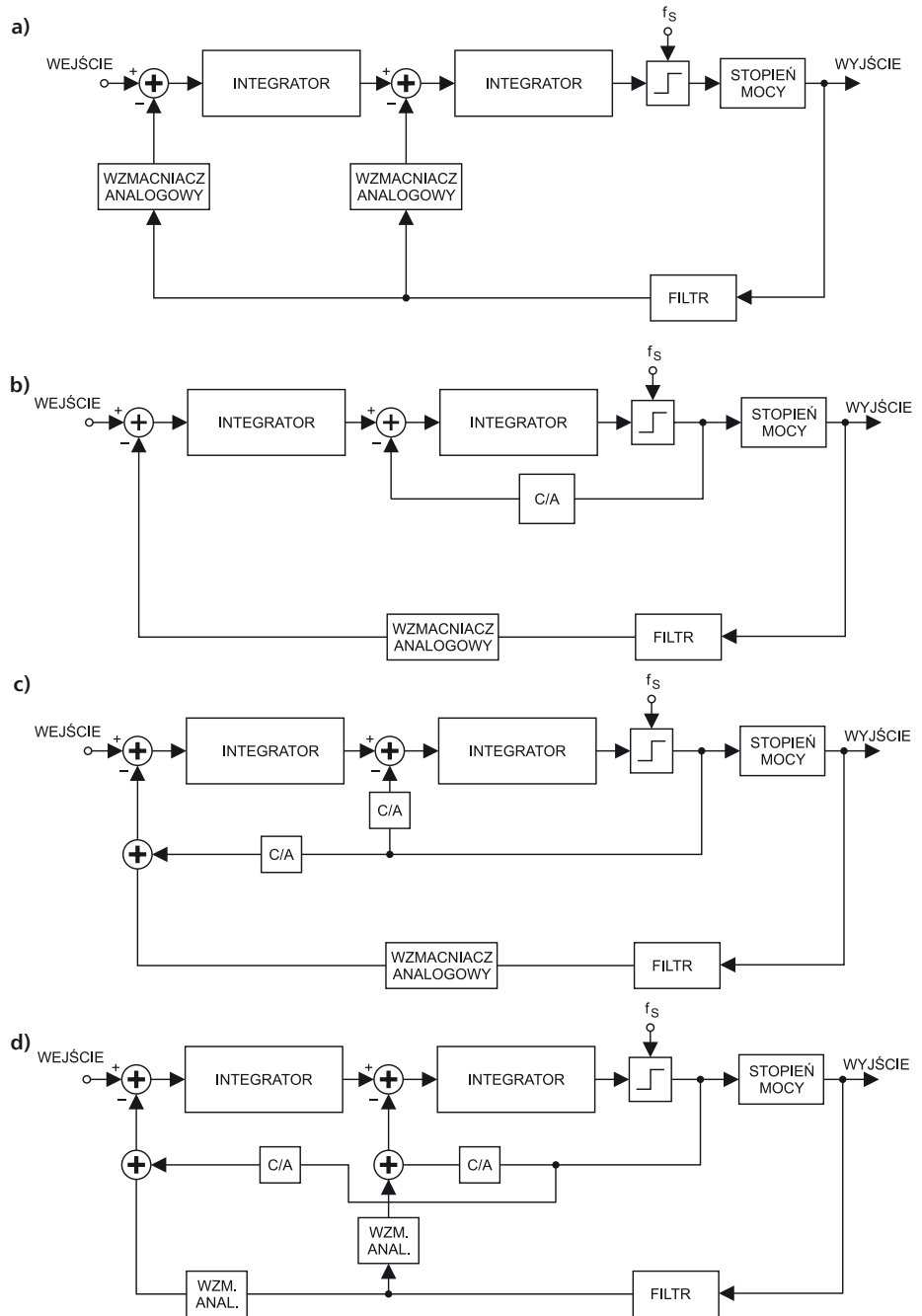
Praca ciągła pętli pozwala również na zredukowanie zniekształceń wynikających ze zjawiska aliasingu pojawiających się, gdy podczas przełączania powstają częstotliwości harmoniczne wyższe niż dopuszczalna częstotliwość sygnału wejściowego i wraz z sygnałem sprzężenia zwrotnego pojawiają się one na wejściu modulatora. Aby uniknąć tych niepożądanych zjawisk, pętla sprzężenia zwrotnego zawiera filtr antyaliasingowy, natomiast integrator pracuje w trybie ciągłym. Ponadto, jeden lub więcej integratorów odbierających sygnał sprzężenia zwrotnego próbują z częstotliwością wyznaczaną na podstawie częstotliwości próbkowania komparatora. Praktycznie każde z nowoczesnych rozwiązań łączy w sobie opisywane wyżej techniki, tzn. pętlę sprzężenia zwrotnego dla skompensowania zniekształceń o małej częstotliwości i jakiś układ tłumiący lub redukujący efekt aliasingu powodowany przez sygnał wysokiej częstotliwości wprowadzany przez pętlę sprzężenia zwrotnego. Ważny jest też fakt, że nowoczesne rozwiązania nie są ograniczone do zakresu pasma akustycznego i po modyfikacjach związanych z danym zastosowaniem, praktycznie mogą być oferowane nie tylko do układów audio, ale również z przeznaczeniem do użycia w innych dziedzinach wymagających wzmacnienia sygnału.

Na rys. 3A...D umieszczono uproszczone schematy blokowe czterech wzmacniaczy PWM drugiego rzędu, nadpróbkujących i kształtujących sygnał zakłóceń. Sygnał wejściowy podawany jest na pierwszy integrator przez sumator. Wyjście pierwszego integratora przez sumator podawane jest na wejście drugiego. Synchroniczny komparator, próbkowany z częstotliwością  $f_s$ , odbiera sygnał wyjściowy drugiego integratora i przesyła wynikowy sygnał logiczny do stopnia mocy. Zależnie od zastosowanego wariantu, wyjście stopnia mocy jest sprzężone selektywnie z wejściami integratorów poprzez dolnoprzepustowy filtr antyaliasingowy i bloki regulatorów amplitu-

dy sygnału sprzężenia zwrotnego. Filtr dolnoprzepustowy redukuje zjawisko aliasingu powodowane przez składowe o dużej częstotliwości, obecne na wyjściu przełączającego stopnia mocy. Wzmocnienie regulatorów jest ustawiony w taki sposób, że stopień integratora pracuje na optymalnym poziomie w obrębie swojego zakresu dynamiki. Ten sygnał ciągłego sprzężenia zwrotnego pozwala integratorom „zobaczyć” aktualne zbocza narastające i opadające sygnału wyjściowego oraz wykonać prawidłową kompensację.

Dla aplikacji, w których na wejście wzmacniacza nie jest podawany sygnał pasmowy, filtr antyaliasingowy może zawierać filtr pasmowy mający częstotliwości odcię-

cia adekwatne do pasma wzmacnianych sygnałów, a integratory zastępowane są przez pasmowy ekwiwalent, taki jak wzmacniacz pasmowy. Zależnie od wariantu, integratory mogą być skonfigurowane jako integratory pasmowe, dostrojone do właściwego pasma, aby osiągnąć ten sam rezultat. Innymi słowy, pryncypia rozwiązań opisanych wyżej mogą być zastosowane nie tylko do rozwiązań pasmowych, ale również jakiegokolwiek pasma częstotliwości. Na przykład nadpróbkujący, kształtujący zakłócenia procesor sygnałów mieszanych może być zastosowany w stopniu wyjściowym wzmacniacza mocy telefonu komórkowego pracującego w paśmie 900 MHz, potencjalnie – ze względu na podwyższoną sprawność wzmacniacza – bardziej niż dwukrotnie wydłużając czas zasilania z baterii.



Rys. 3.



W niektórych zaprezentowanych rozwiązaniach stopień komparatora wyjściowego jest również selektywnie sprzężony z wyjściem integratora poprzez konwerter C/A, zapewniając cyfrowe sprzężenie zwrotne obok pętli sprzężenia ciągłego. We wzmacniaczu z rys. 3A do integratorów doprowadzony jest tylko sygnał ciągłego sprzężenia zwrotnego. We wzmacniaczu z rys. 3B pętla sprzężenia zwrotnego doprowadzona jest jedynie na wejście pierwszego integratora, podczas gdy pętla sprzężenia cyfrowego doprowadzona jest na wejście drugiego. We wzmacniaczu z rys. 3C pętla sprzężenia cyfrowego doprowadzana jest na wejście drugiego integratora, podczas gdy kombinacja sygnałów sprzężenia ciągłego i cyfrowego doprowadzana jest na wejście pierwszego integratora poprzez sumator, aby skompensować niestabilność pętli wprowadzaną przez opóźnienie filtra dolnoprzepustowego. Na koniec, we wzmac-

niaczu z rys. 3D kombinacja sygnałów pętli ciągłej i cyfrowej jest podawana na wejścia obu stopni integratorów, bez odejścia od prezentowanych wcześniej idei rozwiązań.

Na rys. 4A i 4B przedstawiono kolejne modyfikacje wzmacniaczy PWM. W ich pętlach sprzężeń nie zastosowano filtrów antyaliasingowych, ponieważ stopnie integratorów zbudowane są na bazie integratorów pracujących w czasie ciągłym, które z natury akceptują niskie częstotliwości i odrzucają wysokie. Pierwszemu integratorowi w szeregu poświęca się szczególnie dużo uwagi, bo błąd na jego wyjściu jest dominującym źródłem ostatecznych zakłóceń. Następny stopień integratora nie jest już tak krytyczny i dlatego można w nim zastosować integrator próbkujący, pętlę cyfrowego lub ciągłego sprzężenia zwrotnego zawierającą filtr antyaliasingowy lub pracującą bez niego.

Na rys. 5 pokazano uproszczony schemat wzmacniacza PWM trzeciego rzędu.

Różni się on od poprzednio przedstawionych zastosowaniem nie dwóch, lecz trzech integratorów. Zasada działania jest podobna do opisywanych wcześniej. Innowacją jest zastosowanie drugiego w kolejności integratora, dodatkowo wyposażonego w pętlę sprzężenia „w przód”, emulującą sprzężenie zwrotne docierające ze ścieżki sprzężenia zwrotnego do wejścia drugiego integratora. Dodatkowo, połączenie to poprawia zakres dynamiki integratorów, np. zawierających przełączane pojemności. Spotyka się też rozwiązania, w których wejście różnicowe jest podłączane do wejścia komparatora przez sumator. Dzięki temu można podać na wejście szum losowy lub pseudolosowy, w celu wyeliminowania którejś częstotliwości składowej.

Na rys. 6 przedstawiono kolejny, uproszczony schemat blokowy wzmacniacza PWM, zawierającego w swojej strukturze trzy integratory. W nim również wprowadzono sprzężenie „w przód”, emulujące sprzężenie zwrotne i poprawiające zakres dynamiki integratorów. W obwód sygnału pętli sprzężenia zwrotnego, doprowadzony na wejście trzeciego integratora, włączono antyaliasingowy filtr dolnoprzepustowy, ponieważ jest to integrator próbkujący.

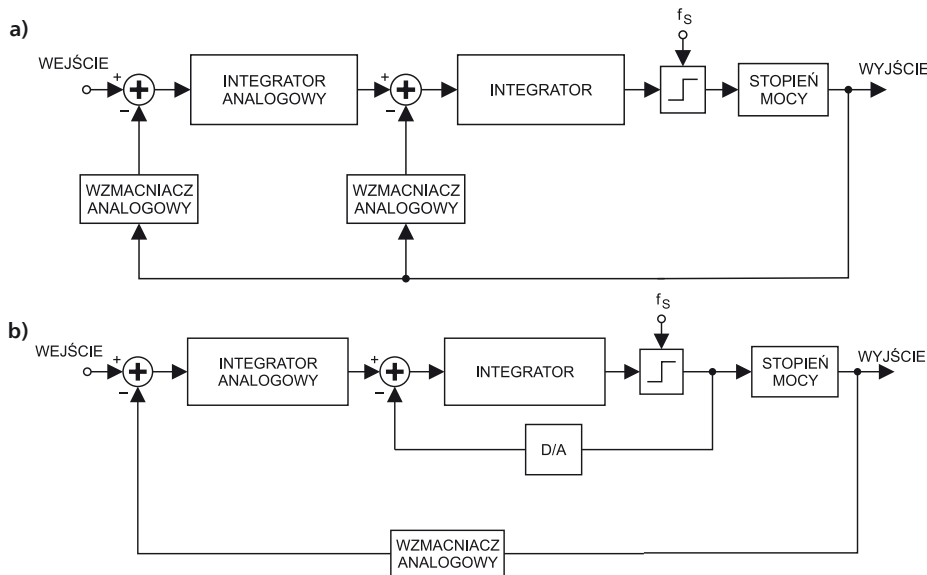
Przedstawione schematy blokowe wzmacniaczy nie wyczerpują opisu wszystkich rozwiązań, które są współcześnie stosowane przez producentów podzespołów. Zwykle jednak typowe wzmacniacze PWM są zbudowane albo zgodnie z którymś ze schematów, albo mają nieco inaczej połączone ze sobą bloki funkcjonalne. Dodatkowo producenci mogą stosować różne rozwiązania w celu wyeliminowania zjawiska aliasingu.

Warto również zauważyć, że dostępne rozwiązania nie zamykają się w dziedzinie wzmacniania i obróbki sygnałów analogowych. Dostępne są układy, które mają wejścia skonfigurowane w celu przetwarzania 1-bitowego, cyfrowego sygnału wejściowego z różnych źródeł. Ponadto, obszar przełączanego wzmacniania mocy jest tylko jednym z tych, w których można zastosować opisane rozwiązania.

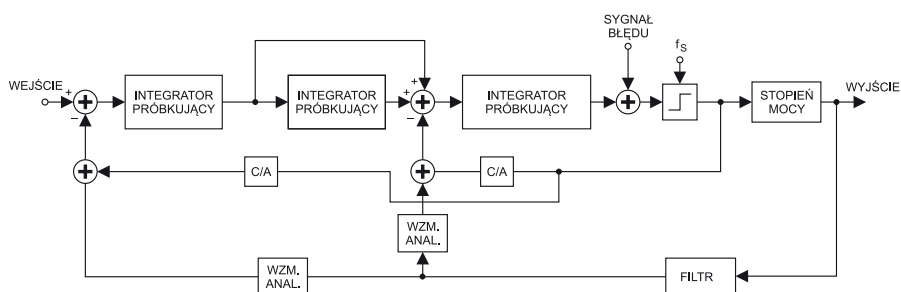
**Jacek Bogusz, EP**  
jacek.bogusz@ep.com.pl

*Literatura*

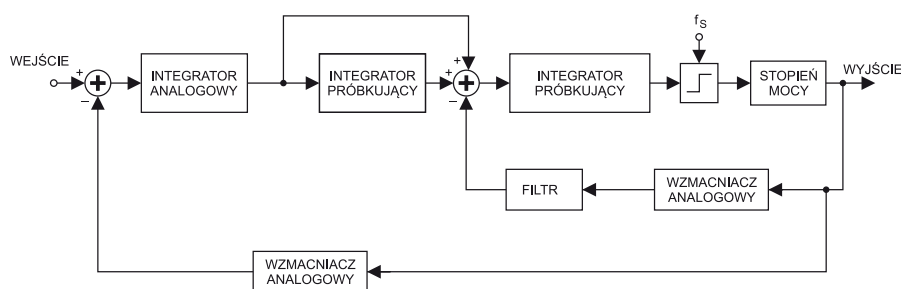
1. Tripath Technology Inc., Adya. S. Tripathi, Cary . Delano, United States Patent Number 5,777,512 „Method and Apparatus for Oversampled, Noise-shaping, Mixed Signal Processing”
2. H.Ballan, M.Declerc „12V- $\Sigma\Delta$  Amplifier in 5V CMOS Technology”, str. 559-562, materiały z konferencji IEEE 1995 Custom Integrated Circuits



Rys. 4.



Rys. 5.



Rys. 6.