

(12) **Opis zgłoszeniowy wynalazku**  
(z daty zgłoszenia)

(21) Numer zgłoszenia: **451924**

(22) Data zgłoszenia: **2023.10.16**

(43) Data publikacji o zgłoszeniu: **2025.12.08 BUP 49/2025**

(51) MKP:

**H03F 3/00** (2006.01)

**H03F 3/08** (2006.01)

**H03F 3/16** (2006.01)

**H03F 3/21** (2006.01)

**H03G 3/10** (2006.01)

**H03F 3/70** (2006.01)

(71) Zgłaszający:  
**BROOKHAVEN SCIENCE ASSOCIATES,  
LLC, Upton, US  
AKADEMIA GÓRNICZO-HUTNICZA  
IM. STANISŁAWA STASZICA W KRAKOWIE,  
Kraków, PL**

(30) Pierwszeństwo:  
**63/379,887 2022.10.17 US**

(72) Twórca(-y):  
**GRZEGORZ W. DEPTUCH, Great Neck, US  
PIOTR OTFINOWSKI, Kraków, PL**

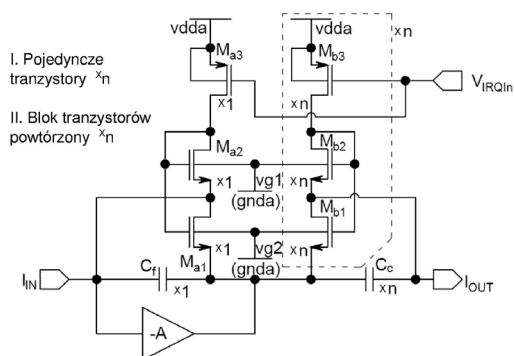
(86) Zgłoszenie międzynarodowe (PCT):  
**2023.10.16, PCT/US23/035170**

(87) Publikacja zgłoszenia międzynarodowego (PCT):  
**2024.04.25, WO24/086081**

(74) Pełnomocnik:  
**rzecz. pat. Dariusz Rybarczyk, Warszawa, PL**

(54) Tytuł:  
**Wzmacniacz ładunkowy z równoważeniem biegun-zero**

(57) Skróć opisu:  
Przedmiotem zgłoszenia przedstawionym na rysunku jest wzmacniacz ładunkowy skonfigurowany do odbierania sygnału ładunku wejściowego z czujnika promieniowania zawiera stopień wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej zawierający co najmniej jeden spośród wzmacniacza operacyjnego i/lub transkonduktancyjnego wzmacniacza operacyjnego, sieć pojemnościową połączoną elektrycznie między wejściem i wyjściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej i sieć obwodu aktywnego sprzężenia zwrotnego połączoną elektrycznie między wejściem i wyjściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej. Sieć pojemnościowa zapewnia całkowanie sygnału ładunku wejściowego i konwersję sygnału ładunku wejściowego na napięcie dostępne na wyjściu wzmacniacza ładunkowego.



## WZMACNIACZ ŁADUNKOWY Z RÓWNOWAŻENIEM BIEGUN-ZERO

### OŚWIADCZENIE O PRAWACH LICENCYJNYCH RZĄDU

[0001] Niniejszy wynalazek został opracowany przy wsparciu polskiej agencji rządowej – Narodowego Centrum Nauki w ramach umowy DEC-2014/13/B/ST7/01168 oraz przy wsparciu Rządu USA w ramach umowy nr DE-SC0012704, udzielonym przez Departament Energii USA. Rząd Rzeczypospolitej Polskiej oraz Rząd Stanów Zjednoczonych mogą mieć określone prawa w tym wynalazku.

### ODNIESIENIE DO POWIĄZANEGO ZGŁOSZENIA

[0002] Niniejsze zgłoszenie jest zgłoszeniem fazy międzynarodowej zgłoszenia międzynarodowego nr PCT/US2023/035170, złożonego 16 października 2023 r., które zastrzega korzyści i pierwszeństwo tymczasowego zgłoszenia USA nr 63/379,887, złożonego 17 października 2022, których ujawnienia są tu w całości włączone przez odniesienie.

### TŁO

[0003] Ujawnione przykłady wykonania ogólnie dotyczą wzmacniacza ładunkowego do wykorzystania w zastosowaniach obejmujących detekcję promieniowania i spektroskopię energii.

### STRESZCZENIE

[0004] Ujawnione przykłady wykonania zapewniają wzmacniacz ładunkowy (CSA) skonfigurowany do realizacji wzmocnienia ładunku wejściowego dostarczanego do wzmacniacza ładunkowego jako pakiet nośników ładunku, które są wyzwalone w ośrodku sensorycznym podczas interakcji przychodzącego promieniowania z materiałem czujnika. Wzmacniacz ładunkowy opracowano z wykorzystaniem sieci obwodu tranzystora polowego z własnym kaskodowaniem (*self-cascoded-field effect transistor*, SCFET) lub sieci obwodu tranzystora bipolarnego z własnym kaskodowaniem (*self-cascoded bipolar-junction transistor*, SCBJT) połączonej w ścieżce sprzężenia zwrotnego wzmacniacza z pętlą otwartą o dużym wzmocnieniu.

W powiązaniu z powyższym, trzy zaciski są odróżnione od wykorzystania tylko dwóch zacisków takiej sieci obwodu z własnym kaskodowaniem. Wykonuje się to, aby z jednej strony zapewnić, że ta sieć obwodu jest połączona w pętli sprzężenia zwrotnego z minimalną różnicą napięcia między wejściem pętli sprzężenia zwrotnego a jej wyjściem, oraz aby z drugiej strony zapewnić, że prąd polaryzacji jest wystarczający dla aktywnej pracy sieci obwodu. Wzmacniacz CSA może mieć skonfigurowaną sieć sprzężenia zwrotnego jedynie jako układ całkujący, konwertując w ten sposób ładunek uwolniony w procesie jonizacji na skokowe napięcie, które zanika z powrotem do linii bazowej z szybkością zależną od efektywnej stałej czasowej sieci obwodu (tzn. przez tworzenie stratnego układu całkującego (*leaky integrator*)). Alternatywnie, przez włączenie jednego lub większej liczby powielei sieci sprzężenia zwrotnego połączonych elektrycznie równolegle, wzmacniacz CSA może być skonfigurowany w układzie z równoważeniem biegun-zero (*pole-zero cancellation*), którego wyjście stanowi pakiet ładunku równy pakietowi ładunku wejściowego pomnożonemu przez współczynnik wzmocnienia. Wynikowy sygnał ładunku może być dalej przetwarzany w filtrach lub przepuszczany przez kolejne stopnie filtrowania i wzmocnienia.

**[0005]** Ujawnione przykłady wykonania zapewniają wzmacniacz ładunkowy skonfigurowany do odbierania sygnału ładunku wejściowego z czujnika promieniowania. Wzmacniacz ładunkowy zawiera stopień wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej, który zwykle zapewnia wzmocnienie większe niż 60 dB, zawierający co najmniej jeden spośród wzmacniacza operacyjnego i/lub transkonduktancyjnego wzmacniacza operacyjnego, sieć pojemnościową połączoną elektrycznie między wejściem i wyjściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej, oraz sieć obwodu aktywnego sprzężenia zwrotnego połączoną elektrycznie między wejściem i wyjściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej. Sieć pojemnościowa zapewnia całkowanie sygnału ładunku wejściowego i konwersję sygnału ładunku wejściowego na napięcie dostępne na wyjściu wzmacniacza ładunkowego. Sieć pojemnościowa zawiera wiele połączonych elektrycznie kondensatorów o stałej wartości i kondensatorów o zmiennej wartości. Sieć obwodu aktywnego sprzężenia zwrotnego zapewnia ścieżkę niskiej częstotliwości dla prądu upływowego czujnika i kasowanie wcześniejszych sygnałów całkowanych przez sieć pojemnościową. Sieć obwodu aktywnego sprzężenia zwrotnego zawiera

pierwszy tranzystor, drugi tranzystor i wiele tranzystorów tworzących źródło prądowe. Źródło pierwszego tranzystora jest połączone elektrycznie z wyjściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej, a bramka pierwszego tranzystora jest połączona elektrycznie z bramką drugiego tranzystora, z drenem drugiego tranzystora i ze źródłem prądowym. Dren pierwszego tranzystora jest połączony elektrycznie z wejściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej i ze źródłem drugiego tranzystora, a źródło prądowe dostarcza prąd polaryzacji płynący przez tranzystory pierwszy i drugi do wyjścia stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej.

**[0006]** Sieć obwodu aktywnego sprzężenia zwrotnego połączona elektrycznie między wejściem i wyjściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej może zawierać tranzystory polowe z kanałem typu n (NFET) jako tranzystory pierwszy i drugi, a źródło prądowe stanowiące źródło (source) prądu polaryzacji może przetwarzać dziury jako sygnał ładunku wejściowego i przenosić prąd dziurowy jako prąd upływowy czujnika. Sieć obwodu aktywnego sprzężenia zwrotnego połączona elektrycznie między wejściem i wyjściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej może zawierać tranzystory polowe z kanałem typu p (PFET) jako tranzystory pierwszy i drugi, a źródło prądowe może być ujściem (sink) prądu polaryzacji w celu przetwarzania elektronów jako sygnału ładunku wejściowego i przenoszenia prądu elektronowego jako prądu upływowego czujnika. Sieć obwodu aktywnego sprzężenia zwrotnego połączona elektrycznie między wejściem i wyjściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej może zawierać tranzystor bipolarny NPN typu n (NPN BJT) jako pierwszy tranzystor sieci obwodu aktywnego sprzężenia zwrotnego, a źródło prądowe będące źródłem (source) prądu polaryzacji może przetwarzać dziury jako sygnał ładunku wejściowego i przenosić prąd dziurowy jako prąd upływowy czujnika. Sieć obwodu aktywnego sprzężenia zwrotnego połączona elektrycznie między wejściem i wyjściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej może zawierać tranzystor bipolarny PNP typu p (PNP BJT) jako pierwszy tranzystor sieci obwodu aktywnego sprzężenia zwrotnego, a źródło prądowe może być ujściem (sink) prądu polaryzacji do przetwarzania elektronów jako

sygnału ładunku wejściowego i przenoszenia prądu elektronowego jako prądu upływowego czujnika.

[0007] Wzmacniacz ładunkowy może także zawierać wiele przełączników elektrycznie skonfigurowanych między wejściem stopnia wzmacnienia o wysokim współczynniku wzmacnienia napięcia w pętli otwartej a siecią obwodu aktywnego sprzężenia zwrotnego w celu zapewnienia selektywnego wyłączenia sieci obwodu aktywnego sprzężenia zwrotnego, oraz wiele przełączników elektrycznie skonfigurowanych między wejściem stopnia wzmacnienia o wysokim współczynniku wzmacnienia napięcia w pętli otwartej a wieloma sieciami obwodów o charakterze pojemnościowym w celu zapewnienia selektywnego wyłączenia sieci obwodu o charakterze pojemnościowym i określania wzmacnienia konwersji ładunek-napięcie wzmacniacza ładunkowego. Przełącznik może zawierać wiele tranzystorów zapewniających ścieżkę przewodzenia lub odłączających ścieżkę przewodzenia dla sygnału ładunku wejściowego i prądu upływowego czujnika do sieci obwodu aktywnego sprzężenia zwrotnego lub sieci obwodu o charakterze pojemnościowym. Wzmacniacz ładunkowy może także zawierać wiele sieci obwodów aktywnego sprzężenia zwrotnego do przetwarzania dodatniej polarności dziur wejściowych sygnałów ładunku, oraz wiele sieci obwodów aktywnego sprzężenia zwrotnego do przetwarzania ujemnej polarności elektronów wejściowych sygnałów ładunku. Sygnały mogą elektrycznie sprzęgać wejście i wyjście stopnia wzmacnienia o wysokim współczynniku wzmacnienia napięcia w pętli otwartej poprzez wiele przełączników, a wiele sieci obwodów aktywnego sprzężenia zwrotnego może być operacyjnie skonfigurowanych z wykorzystaniem wielu przełączników do alternatywnego przetwarzania przeciwnych polarności dziur lub elektronów wejściowych sygnałów ładunku i przenoszenia przeciwnych polarności dziur i elektronów prądu upływowego czujnika. Wzmacniacz ładunkowy może także zawierać transkonduktancyjny wzmacniacz operacyjny typu opartego na inwerterze, z ponownym wykorzystaniem prądu polaryzacji, jako stopień wzmacnienia o wysokim współczynniku wzmacnienia napięcia w pętli otwartej, a transkonduktancyjny wzmacniacz operacyjny typu opartego na inwerterze, z ponownym wykorzystaniem prądu polaryzacji, może zawierać wiele tranzystorów obejmujących pierwszy tranzystor, drugi tranzystor, trzeci tranzystor, czwarty tranzystor, piąty tranzystor, szósty tranzystor, siódmy tranzystor i ósmy tranzystor. Bramka pierwszego tranzystora może być połączona elektrycznie z bramką drugiego tranzystora

i połączona operacyjnie z portem wejściowym transkonduktancyjnego wzmacniacza operacyjnego typu opartego na inwerterze, z ponownym wykorzystaniem prądu polaryzacji. Dren pierwszego tranzystora może być połączony elektrycznie ze źródłem trzeciego tranzystora, a dren drugiego tranzystora może być połączony elektrycznie ze źródłem czwartego tranzystora. Dren trzeciego tranzystora może być połączony elektrycznie i połączony operacyjnie z portem wyjściowym transkonduktancyjnego wzmacniacza operacyjnego typu opartego na inwerterze, z ponownym wykorzystaniem prądu polaryzacji, a źródła tranzystorów pierwszego i drugiego mogą być połączone elektrycznie z węzłem zasilania o niskim potencjale i z węzłem zasilania o wysokim potencjale. Pary tranzystorów mogą zawierać piąty i ósmy tranzystor oraz szósty i siódmy tranzystor tworzące aktywne kaskody zwiększające wzmocnienie, które zwiększają wzmocnienie pętli otwartej stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej, oraz bramka piątego tranzystora może być połączona elektrycznie z węzłem łączącym elektrycznie dren pierwszego tranzystora i źródło trzeciego tranzystora. Dren piątego tranzystora może być połączony elektrycznie z drenem ósmego tranzystora i bramką trzeciego tranzystora, a źródła tranzystorów piątego i ósmego mogą być połączone elektrycznie z węzłem zasilania o niskim potencjale i z węzłem zasilania o wysokim potencjale. Bramka ósmego tranzystora może być operacyjnie połączona z portem wejściowym polaryzacji kaskody typu p transkonduktancyjnego wzmacniacza operacyjnego typu opartego na inwerterze, z ponownym wykorzystaniem prądu polaryzacji, a bramka szóstego tranzystora może być połączona elektrycznie z węzłem łączącym elektrycznie dren drugiego tranzystora i źródło czwartego tranzystora. Dren szóstego tranzystora może być połączony elektrycznie z drenem siódmego tranzystora i bramką czwartego tranzystora, a źródła szóstego i siódmego tranzystora mogą być połączone elektrycznie z węzłem zasilania o wysokim potencjale i węzłem zasilania o niskim potencjale. Bramka siódmego tranzystora może być operacyjnie połączona z portem wejściowym polaryzacji kaskody typu n transkonduktancyjnego wzmacniacza operacyjnego.

**[0008]** Wzmacniacz ładunkowy skonfigurowany do odbierania sygnału ładunku wejściowego z czujnika promieniowania może także zawierać sieć równoważenia biegun-zero połączoną elektrycznie między wyjściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej a wejściem stopnia przetwarzania sygnału występującego za wzmacniaczem ładunkowym do konwersji napięcia sygnału na wyjściu wzmacniacza

ładunkowego na impuls ładunkowy, i przy czym sieć równoważenia biegun-zero może zawierać wiele sieci pojemnościowych i sieci obwodów aktywnego sprzężenia zwrotnego połączonych elektrycznie równolegle w jednakowych liczbach sieci pojemnościowych i sieci obwodów aktywnego sprzężenia zwrotnego i połączonych elektrycznie między wyjściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej a wejściem stopnia przetwarzania sygnału występującego za wzmacniaczem ładunkowym w sposób lustrzany z węzłami wielu sieci pojemnościowych i sieci obwodów aktywnego sprzężenia zwrotnego połączonymi elektrycznie z wejściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej i połączonymi elektrycznie z wejściem stopnia przetwarzania sygnału występującego za wzmacniaczem ładunkowym do dostarczania wielkości ładunku przenoszonego do stopnia występującego za wzmacniaczem ładunkowym pomnożonego przez współczynnik wzmocnienia w oparciu o ładunek sygnału wejściowego. Współczynnik wzmocnienia może być równy stosunkowi liczby równolegle połączonych sieci pojemnościowych i sieci obwodów aktywnego sprzężenia zwrotnego w części równoważenia biegun-zero i liczby równolegle połączonych sieci pojemnościowych i sieci obwodów aktywnego sprzężenia zwrotnego w części całkowitej ładunek, które tworzą wzmacniacz ładunkowy.

**[0009]** Wzmacniacz ładunkowy może także zawierać sieć równoważenia biegun-zero połączoną elektrycznie między wyjściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej a wejściem stopnia przetwarzania sygnału występującego za wzmacniaczem ładunkowym do konwersji napięcia sygnału dostępnego na wyjściu wzmacniacza ładunkowego na impuls ładunkowy, a sieć równoważenia biegun-zero może zawierać wiele sieci pojemnościowych i sieci obwodów aktywnego sprzężenia zwrotnego zawierających tranzystory polowe z kanałem typu n (NFET) jako tranzystory pierwszy i drugi sieci obwodu aktywnego sprzężenia zwrotnego i źródło prądowe będące źródłem (source) prądu polaryzacji, połączonych elektrycznie równolegle w jednakowych liczbach między wyjściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej a wejściem stopnia przetwarzania sygnału występującego za wzmacniaczem ładunkowym w sposób lustrzany z węzłami sieci pojemnościowej i sieci obwodu aktywnego sprzężenia zwrotnego połączonymi elektrycznie z wejściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej i połączonymi elektrycznie z wejściem stopnia

przetwarzania sygnału występującego za wzmacniaczem ładunkowym do dostarczania wielkości ładunku przenoszonego do stopnia występującego za wzmacniaczem ładunkowym pomnożonego przez współczynnik wzmocnienia w odniesieniu do ładunku wejściowego. Współczynnik wzmocnienia może być równy stosunkowi liczby równoległe połączonych sieci obwodów o charakterze pojemnościowym i sieci obwodów aktywnego sprzężenia zwrotnego w części równoważenia biegun-zero i liczby równoległe połączonych sieci pojemnościowych i sieci obwodów aktywnego sprzężenia zwrotnego w części całościowej ładunek, które tworzą wzmacniacz ładunkowy..

**[0010]** Wzmacniacz ładunkowy może zawierać sieć równoważenia biegun-zero połączoną elektrycznie między wyjściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej a wejściem stopnia przetwarzania sygnału występującego za wzmacniaczem ładunkowym do konwersji napięcia sygnału dostępnego na wyjściu wzmacniacza ładunkowego na impuls ładunkowy, oraz sieć równoważenia biegun-zero może zawierać wiele sieci obwodów o charakterze pojemnościowym i sieci obwodów aktywnego sprzężenia zwrotnego zawierających tranzystory polowe z kanałem typu p (PFET) jako tranzystory pierwszy i drugi sieci obwodu aktywnego sprzężenia zwrotnego i źródło prądowe będące ujściem (sink) prądu polaryzacji, połączonych elektrycznie w jednakowych liczbach równoległe między wyjściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej a wejściem stopnia przetwarzania sygnału występującego za wzmacniaczem ładunkowym w sposób lustrzany z węzłami sieci pojemnościowej i sieci obwodu aktywnego sprzężenia zwrotnego połączonymi elektrycznie z wejściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej i połączonymi elektrycznie z wejściem stopnia przetwarzania sygnału występującego za wzmacniaczem ładunkowym do dostarczania wielkości ładunku przenoszonego do stopnia występującego za wzmacniaczem ładunkowym pomnożonego przez współczynnik wzmocnienia w odniesieniu do ładunku wejściowego. Współczynnik wzmocnienia może być równy stosunkowi liczby równoległe połączonych sieci pojemnościowych i sieci obwodów aktywnego sprzężenia zwrotnego w części równoważenia biegun-zero i liczby równoległe połączonych sieci pojemnościowych i sieci obwodów aktywnego sprzężenia zwrotnego w części całościowej ładunek, które tworzą wzmacniacz ładunkowy...

**[0011]** Wzmacniacz ładunkowy może także zawierać sieć równoważenia biegun-zero połączoną elektrycznie między wyjściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej a wejściem stopnia przetwarzania sygnału występującego za wzmacniaczem ładunkowym do konwersji napięcia dostępnego na wyjściu wzmacniacza ładunkowego na impuls ładunkowy, oraz sieć równoważenia biegun-zero może zawierać wiele powieleń sieci obwodów o charakterze pojemnościowym i sieci obwodów aktywnego sprzężenia zwrotnego zawierających tranzystory bipolarne NPN typu n (NPN BJT) jako pierwszy tranzystor sieci obwodu aktywnego sprzężenia zwrotnego i źródło prądowe będące źródłem (source) prądu polaryzacji, połączonych elektrycznie równolegle w jednakowych liczbach między wyjściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej a wejściem stopnia przetwarzania sygnału występującego za wzmacniaczem ładunkowym w sposób lustrzany z węzłami sieci pojemnościowej, oraz sieć obwodu aktywnego sprzężenia zwrotnego może być sprzężona pojemnościowo z wejściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej oraz połączona elektrycznie z wejściem stopnia przetwarzania sygnału występującego za wzmacniaczem ładunkowym do dostarczania wielkości ładunku przeniesionego do stopnia występującego za wzmacniaczem ładunkowym zwiększonego o współczynnik wzmocnienia w odniesieniu do ładunku wejściowego. Współczynnik wzmocnienia może być równy stosunkowi liczby równolegle połączonych sieci pojemnościowych i sieci obwodów aktywnego sprzężenia zwrotnego w części równoważenia biegun-zero i liczby równolegle połączonych sieci pojemnościowych i sieci obwodów aktywnego sprzężenia zwrotnego w części całkowitej ładunek, które tworzą wzmacniacz ładunkowy..

**[0012]** Wzmacniacz ładunkowy może zawierać sieć równoważenia biegun-zero połączoną elektrycznie między wyjściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej a wejściem stopnia przetwarzania sygnału występującego za wzmacniaczem ładunkowym do konwersji napięcia dostępnego na wyjściu wzmacniacza ładunkowego na impuls ładunkowy, oraz sieć równoważenia biegun-zero może zawierać wiele powieleń sieci obwodów o charakterze pojemnościowym i sieci obwodów aktywnego sprzężenia zwrotnego zawierających tranzystor bipolarny PNP typu p (PNP BJT) jako pierwszy tranzystor sieci obwodu aktywnego sprzężenia zwrotnego i źródło prądowe będące ujściem (sink) prądu polaryzacji, połączonych elektrycznie w jednakowych liczbach w połączeniu równoległym

i połączonych elektrycznie między wyjściem stopnia wzmacnienia o wysokim współczynniku wzmacnienia napięcia w pętli otwartej a wejściem stopnia przetwarzania sygnału występującego za wzmacniaczem ładunkowym w sposób lustrzany z węzłami sieci obwodu o charakterze pojemnościowym i sieci obwodu aktywnego sprzężenia zwrotnego połączonymi elektrycznie z wejściem stopnia wzmacnienia o wysokim współczynniku wzmacnienia napięcia w pętli otwartej i połączonymi elektrycznie z wejściem stopnia przetwarzania sygnału występującego za wzmacniaczem ładunkowym do dostarczania wielkości ładunku przenoszonego do stopnia występującego za wzmacniaczem ładunkowym pomnożonego przez współczynnik wzmacnienia w odniesieniu do ładunku wejściowego. Współczynnik wzmacnienia może być równy stosunkowi liczby równoległe połączonych sieci obwodów o charakterze pojemnościowym i sieci obwodów aktywnego sprzężenia zwrotnego w części równoważenia biegun-zero i liczby równoległe połączonych sieci pojemnościowych i sieci obwodów aktywnego sprzężenia zwrotnego w części całkującej ładunek, które tworzą wzmacniacz ładunkowy..

**[0013]** Wzmacniacz ładunkowy może zawierać sieć równoważenia biegun-zero zawierającą przełącznik połączony elektrycznie między wyjściem stopnia wzmacnienia o wysokim współczynniku wzmacnienia napięcia w pętli otwartej a wejściem stopnia przetwarzania sygnału występującego za wzmacniaczem ładunkowym do konwersji napięcia dostępnego na wyjściu wzmacniacza ładunkowego na impuls ładunkowy, oraz sieć równoważenia biegun-zero może zawierać wiele sieci pojemnościowych i sieci obwodów aktywnego sprzężenia zwrotnego z przełącznikami i połączonych elektrycznie w jednakowych liczbach równoległe między wyjściem stopnia wzmacnienia o wysokim współczynniku wzmacnienia napięcia w pętli otwartej a wejściem stopnia przetwarzania sygnału występującego za wzmacniaczem ładunkowym w sposób lustrzany z węzłami sieci obwodu o charakterze pojemnościowym i sieci obwodu aktywnego sprzężenia zwrotnego sprzężonymi pojemnościowo z wejściem stopnia wzmacnienia o wysokim współczynniku wzmacnienia napięcia w pętli otwartej z połączeniem elektrycznym poprzez przełącznik z wejściem stopnia przetwarzania sygnału występującego za wzmacniaczem ładunkowym do dostarczania wielkości ładunku przenoszonego do stopnia występującego za wzmacniaczem ładunkowym zwiększonego o współczynnik wzmacnienia w odniesieniu do ładunku wejściowego. Współczynnik wzmacnienia może być równy stosunkowi liczby równoległe połączonych sieci pojemnościowych i sieci obwodów aktywnego sprzężenia

zwrotnego w części równoważenia biegun-zero i liczby równolegle połączonych sieci pojemnościowych i sieci obwodów aktywnego sprzężenia zwrotnego w części całkowitej ładunek, które tworzą wzmacniacz ładunkowy, oraz przełącznik może zawierać wiele tranzystorów zapewniających ścieżkę przewodzenia lub odłączających ścieżkę przewodzenia dla wielu sieci obwodów aktywnego sprzężenia zwrotnego w sieci równoważenia biegun-zero od stopnia przetwarzania sygnału występującego za wzmacniaczem ładunkowym w celu zapewnienia selektywnego wyłączenia sieci równoważenia biegun-zero.

[0014] Inne przykłady wykonania staną się widoczne na podstawie poniższego szczegółowego opisu rozpatrywanego w powiązaniu z dołączonymi rysunkami. Należy jednak rozumieć, że rysunki są przygotowane jedynie jako ilustracja, a nie jako definicja zakresu któregośkolwiek z przykładów wykonania.

#### KRÓTKI OPIS RYSUNKÓW

Poniższe rysunki są zapewnione jedynie w formie przykładu i w sposób nieograniczający, a oznaczenia odsyłające, gdy są wykorzystywane, wskazują odpowiednie elementy w obrębie kilku widoków, przy czym na rysunkach:

Fig. 1 ilustruje uproszczony schemat elektronicznego łańcucha przetwarzania ładunku w układach detekcji promieniowania, w którym stopień filtru kształtującego o impedancji  $Z_f$  w swojej ścieżce sprzężenia zwrotnego odbiera pakiet ładunku po wzmocnieniu. Wzmocnienie określone jest w tym przypadku jako zwielokrotnienie liczby nośników ładunku sygnału wejściowego przez wzmacniacz ładunkowy, przy czym filtruje się prąd zwielokrotnionego ładunku w celu zredukowania składowych częstotliwościowych, które nie zawierają rzeczywistego sygnału, zwykle poprzez filtrowanie pasmowo-przepustowe dla uzyskania najlepszego stosunku sygnału do szumu. Wzmacniacz ładunkowy zawiera natomiast stratny układ całkowity, który zawiera elementy  $R_f$  i  $C_f$  w ścieżce sprzężenia zwrotnego wzmacniacza o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej oraz komponenty  $R_{pz}$  i  $C_c$  sprzęgające z filtrem kształtującym, które zapewniają architekturę równoważenia biegun-zero, w której biegun stratnego układu całkowitego jest równoważony przez zero wprowadzone przez sieć sprzęgającą, i ze współczynnikiem zwielokrotnienia wzmocnienia ładunku równym

stosunku pojemności sprzężenia do pojemności w ścieżce sprzężenia zwrotnego wzmacniacza o wysokim współczynniku wzmocnienia w pętli otwartej;

Fig. 2A ilustruje wzmacniacz CSA z kondensatorami  $C_f$  i  $C_c$  zapewniającymi zwielokrotnienie ładunku przez odpowiedni stosunek wartości równy  $n$ , oraz niepojemnościową częścią sieci równoważenia biegun-zero, która jest zwykle równoważna rezystancji o niestacjonarnej wartości, pokazanej jako czteroportowy blok, który nadaje się do przetwarzania pojedynczej polarności sygnałów ładunku;

Fig. 2B ilustruje wzmacniacz CSA z kondensatorami  $C_f$  i  $C_c$ , który zapewnia zwielokrotnienie ładunku przez stosunek  $n$  ich wartości oraz niepojemnościową częścią sieci równoważenia biegun-zero, która jest zwykle równoważna rezystancji o niestacjonarnej wartości, pokazaną jako dwa czteroportowe bloki poprzedzone przełącznikami, które kierują sygnały przez jeden z bloków, który przetwarza dwie polarności sygnałów ładunku w zależności od tego, który blok polarności jest włączony;

Fig. 3A-B ilustrują dwa przykłady wykonania translinearnych (*translinear*) wzmacniaczy CSA z translinearnymi (*translinear*) sieciami obwodów, które są równoważne rezystancji o niestacjonarnej wartości (tzn. zależnej od tymczasowych poziomów przetwarzanego sygnału), która realizuje niepojemnościowe części sieci obwodów równoważenia biegun-zero, przy czym na Fig. 3A przedstawiony jest obwód określany jako sprzężenie zwrotne ze wspólną bramką (CGF), a na Fig. 3B przedstawiony jest obwód określany jako sprzężenie zwrotne ze wspólnym źródłem (CSF);

Fig. 4A ilustruje przykład wykonania wzmacniacza CSA zrealizowanego z wykorzystaniem techniki sprzężenia zwrotnego Krummenachera, który działa z dziurami, zapewnia całkowanie sygnałów ładunku wejściowego i jest skonfigurowany do kompensowania prądu upływowego ( $I_{leak}$ ), który wpływa do portu  $I_{IN}$ ;

Fig. 4B ilustruje przykład wykonania wzmacniacza CSA wykorzystującego sieć obwodu SCFET połączoną w ścieżce sprzężenia zwrotnego wzmacniacza o wysokim współczynniku wzmocnienia w pętli otwartej, który działa z sygnałem ładunku wejściowego dziur,

zapewnia samodzielną zdolność całkowania sygnału ładunku wejściowego, nadaje się do kompensacji  $I_{leak}$ , który wpływa do portu  $I_{IN}$ , i może być dalej rozwijany w implementacji, która zawiera konfigurację równoważenia biegun-zero;

Fig. 4B' ilustruje przykład wykonania wzmacniacza CSA wykorzystującego sieć obwodu SCFET połączoną w ścieżce sprzężenia zwrotnego wzmacniacza o wysokim współczynniku wzmocnienia w pętli otwartej, który działa z sygnałem ładunku wejściowego dziur, zapewnia samodzielną zdolność całkowania sygnału ładunku wejściowego, nadaje się do kompensacji  $I_{leak}$ , który wpływa do portu  $I_{IN}$ , i może być dalej rozwijany w implementacji zawierającej konfigurację równoważenia biegun-zero z napięciami między zaciskami zgodnie ze wskazaniem;

Fig. 4C ilustruje przykład wykonania wzmacniacza CSA zrealizowanego z wykorzystaniem sieci obwodu SCFET połączonej w ścieżce sprzężenia zwrotnego wzmacniacza o wysokim współczynniku wzmocnienia w pętli otwartej, który działa z sygnałem ładunku wejściowego elektronów, zapewnia samodzielną zdolność całkowania sygnału ładunku wejściowego, nadaje się do kompensacji  $I_{leak}$ , który wpływa do portu  $I_{IN}$ , i może być dalej rozwijany w implementacji zawierającej konfigurację równoważenia biegun-zero;

Fig. 4D ilustruje przykład wykonania operacyjnej konfiguracji sieci obwodów SCFET i sieci pojemnościowych, który działa z sygnałem ładunku wejściowego dziur, w którym sieci obwodów SCFET i sieci pojemnościowe są podzielone na sekcje, które mogą być włączane za pomocą przełączników w celu wykorzystania we wzmacniaczu CSA, określając w ten sposób wartość wzmocnienia konwersji ładunek-napięcie i stałą czasową rozładowania w konfiguracji całkowania ładunku wzmacniacza CSA oraz współczynnik wzmocnienia zwielokrotnienia ładunku we wzmacniaczu CSA z równoważeniem biegun-zero;

Fig. 4E ilustruje przykład wykonania operacyjnej konfiguracji sieci obwodów SCFET i sieci pojemnościowych, który działa z sygnałem ładunku wejściowego elektronów, w którym sieci obwodów SCFET i sieci pojemnościowe są podzielone na sekcje, które mogą być włączane za pomocą przełączników w celu wykorzystania we wzmacniaczu CSA, określając w ten sposób wartość wzmocnienia konwersji ładunek-napięcie i stałą czasową rozładowania

w konfiguracji całkowania ładunku wzmacniacza CSA oraz współczynnik wzmocnienia zwielokrotnienia ładunku we wzmacniaczu CSA z równoważeniem biegun-zero;

Fig. 4F ilustruje przykład wykonania wzmacniacza CSA zrealizowanego z wykorzystaniem jednego kondensatora i dwóch sieci obwodów SCFET w ścieżce sprzężenia zwrotnego wzmacniacza o wysokim współczynniku wzmocnienia w pętli otwartej, w którym jedna sieć obwodu SCFET nadaje się do przetwarzania sygnału ładunku wejściowego dziur, a druga sieć obwodu SCFET nadaje się do przetwarzania sygnału ładunku wejściowego elektronów, zapewniając samodzielną zdolność całkowania sygnału ładunku wejściowego, który jest poprzedzony przełącznikami do kierowania sygnałów przez jedną z sieci obwodów SCFET w oparciu o polarność sygnałów ładunku;

Fig. 4G ilustruje przykład wykonania wzmacniacza CSA wykorzystującego dwutranzystorową sieć obwodu SCFET połączoną w ścieżce sprzężenia zwrotnego wzmacniacza o wysokim współczynniku wzmocnienia w pętli otwartej, który działa z sygnałem ładunku wejściowego dziur, zapewnia samodzielną zdolność całkowania sygnału ładunku wejściowego, nadaje się do obsługi dużych sygnałów ze względu na wykorzystanie tranzystorów o różnych napięciach progowych w sieci obwodu SCFET, nadaje się do kompensacji prądu  $I_{leak}$ , który wpływa do portu  $I_{IN}$ , i może być dalej rozwijany w implementacji zawierającej konfigurację równoważenia biegun-zero z napięciami między zaciskami zgodnie ze wskazaniem;

Fig. 4H ilustruje przykład wykonania wzmacniacza CSA wykorzystującego dwutranzystorową sieć obwodu SCFET połączoną w ścieżce sprzężenia zwrotnego wzmacniacza o wysokim współczynniku wzmocnienia w pętli otwartej, który działa z sygnałem ładunku wejściowego elektronów, zapewnia samodzielną zdolność całkowania sygnału ładunku wejściowego, nadaje się do obsługi dużych sygnałów ze względu na wykorzystanie tranzystorów o różnych napięciach progowych w sieci obwodu SCFET, nadaje się do kompensacji prądu  $I_{leak}$ , który wpływa do portu  $I_{IN}$ , i może być dalej rozwijany w implementacji zawierającej konfigurację równoważenia biegun-zero;

Fig. 5A ilustruje przykład wykonania wzmacniacza CSA zrealizowanego z wykorzystaniem sieci SCFET w całkowaniu ładunku i równoważeniu biegun-zero, który jest

skonfigurowany do przetwarzania dziur i zapewnia mnożenie sygnału ładunku wejściowego przez współczynnik wzmocnienia  $n$ ;

Fig. 5B ilustruje przykład wykonania wzmacniacza CSA zrealizowanego z wykorzystaniem sieci SCFET w całkowaniu ładunku i równoważeniu biegun-zero, który jest skonfigurowany do przetwarzania elektronów i zapewnia mnożenie sygnału ładunku wejściowego przez współczynnik wzmocnienia  $n$ ;

Fig. 6A ilustruje przykład wykonania wzmacniacza CSA zrealizowanego z wykorzystaniem sieci obwodu SCFET w całkowaniu ładunku i równoważeniu biegun-zero poprzedzonej przełącznikami, które wybierają wykorzystanie sieci obwodów SCFET odpowiednich dla dziur albo elektronów, który jest skonfigurowany do przetwarzania dwóch polarności sygnałów ładunku w zależności od tego, które przełączniki są zaprogramowane lub dynamicznie włączane i zapewnia mnożenie sygnału ładunku wejściowego przez współczynnik wzmocnienia  $n$ ;

Fig. 6B ilustruje transkonduktancyjny wzmacniacz operacyjny (OTA) typu opartego na inwerterze CMOS (complementary metal-oxide semiconductor) z ponownym wykorzystaniem prądu polaryzacji i wzmocnieniem pętli otwartej zwiększonym przez aktywne kaskodowanie;

Fig. 7A ilustruje przykład wykonania dwustopniowego kaskadowego wzmacniacza CSA zrealizowanego z wykorzystaniem sieci obwodu SCFET w całkowaniu ładunku i równoważeniu biegun-zero obu stopni, która jest poprzedzona przełącznikami w obu stopniach, który nadaje się do kompensowania prądu  $I_{leak}$ , który wpływa do portu  $I_{IN}$ , jest operacyjnie skonfigurowany z wykorzystaniem architektury równoważenia biegun-zero, jest zdolny do działania z dziurami albo elektronami w zależności od tego, które przełączniki są zaprogramowane lub dynamicznie włączane i zapewnia mnożenie sygnału ładunku wejściowego przez współczynnik wzmocnienia  $n \times m$ ;

Fig. 7B ilustruje przykład wykonania wzmacniacza CSA rozdzielonego na dwie ścieżki przetwarzania o różnych czułościach, przy czym ścieżka o wysokiej czułości (HSP) jest

dwustopniowym kaskadowym wzmacniaczem CSA, a ścieżka o niskiej czułości (LSP) jest jednostopniowym wzmacniaczem CSA, przy czym obie ścieżki są zrealizowane z wykorzystaniem sieci obwodów SCFET w całkowaniu ładunku i równoważeniu biegun-zero obu ścieżek i obu stopni, a sieci obwodów SCFET są poprzedzone przełącznikami w obu ścieżkach i w obu stopniach, który nadaje się do kompensowania prądu  $I_{leak}$ , który wpływa do portu  $I_N$ , jest operacyjnie skonfigurowany z wykorzystaniem architektury równoważenia biegun-zero, jest zdolny do działania z dziurami albo elektronami w zależności od tego, które przełączniki są zaprogramowane lub dynamicznie włączane i zapewnia mnożenie sygnału ładunku wejściowego przez współczynnik wzmocnienia  $n \times m$  dla ścieżki o wysokiej czułości i  $p$  razy dla ścieżki o niskiej czułości;

Fig. 8A ilustruje przykład wykonania wzmacniacza CSA zrealizowanego z wykorzystaniem sieci obwodu SCFET w całkowaniu ładunku i równoważeniu biegun-zero, który jest skonfigurowany do przetwarzania sygnału ładunku wejściowego dziur, jest zrealizowany z pojedynczym źródłem prądowym zasilającym sieci obwodów SCFET w części całkowującej ładunek i połączonym równolegle w części realizującej równoważenie biegun-zero, oraz zapewnia mnożenie sygnału ładunku wejściowego przez współczynnik wzmocnienia  $n$ ;

Fig. 8B ilustruje przykład wykonania wzmacniacza CSA, zrealizowany z wykorzystaniem sieci obwodu SCFET w całkowaniu ładunku i równoważeniu biegun-zero, który jest skonfigurowany do przetwarzania sygnału ładunku wejściowego elektronów, jest zrealizowany z pojedynczym źródłem prądowym zasilającym sieć obwodu SCFET w części całkowującej ładunek, oraz jest połączony równolegle w części realizującej równoważenie biegun-zero zapewniającej mnożenie sygnału ładunku wejściowego przez współczynnik wzmocnienia  $n$ ;

Fig. 8C ilustruje przykład wykonania wzmacniacza CSA zrealizowanego z wykorzystaniem sieci obwodu z własnym kaskodowaniem w całkowaniu ładunku i równoważeniu biegun-zero, który jest skonfigurowany do przetwarzania sygnału ładunku wejściowego dziur, jest zrealizowany z użyciem tranzystora bipolarnego (BJT) zamiast tranzystora polowego, który tworzy sieć obwodu tranzystora bipolarnego z własnym kaskodowaniem

(SCBJT) jako kaskodowany tranzystor w ścieżce sprzężenia zwrotnego i zapewnia mnożenie sygnału ładunku wejściowego przez współczynnik wzmocnienia  $n$ ;

Fig. 8D ilustruje przykład wykonania wzmacniacza CSA zrealizowanego z wykorzystaniem sieci obwodu z własnym kaskodowaniem w całkowaniu ładunku i równoważeniu biegun-zero, który jest skonfigurowany do przetwarzania sygnału ładunku wejściowego elektronów, jest zrealizowany z użyciem tranzystora bipolarnego (BJT) zamiast tranzystora polowego, tworzy sieć obwodu tranzystora bipolarnego z własnym kaskodowaniem (SCBJT) jako kaskodowany tranzystor w ścieżce sprzężenia zwrotnego i zapewnia mnożenie sygnału ładunku wejściowego przez współczynnik wzmocnienia  $n$ ;

Fig. 9A-B ilustrują przykłady wykonania filtra kształtującego 3. i 5. rzędu z jednym rzeczywistym biegunem i jedną, w przypadku filtra 3. rzędu, oraz dwiema, w przypadku filtra 5. rzędu, parami sprzężonych biegunów zespolonych w funkcji transmitancji operatorowej, który ma semi-gaussowską odpowiedź impulsową w dziedzinie czasu z regulacją linii bazowej uzyskaną z wykorzystaniem przetwornika cyfrowo-analogowego z wyjściem prądowym;

Fig. 10 ilustruje przykład wykonania ośmiobitowego przetwornika cyfrowo-analogowego z wyjściem prądowym dostarczającym prąd do regulacji linii bazowej filtra kształtującego mającego osiem bitów sterowania z zachodzącymi na siebie 4-bitowymi sekcjami i przesuwającego linię bazową o jeden dodatkowy bit blisko szyny dodatniej lub blisko szyny ujemnej, aby uwzględnić ujemne lub dodatnie wahania sygnałów wyjściowych filtra kształtującego;

Fig. 11A ilustruje przykład wykonania obwodu testowego do wstrzykiwania ładunku w oparciu o przełączanie pojemności wstrzykiwania ładunku między dwoma regulowanymi napięciami;

Fig. 11B ilustruje alternatywny przykład wykonania obwodu do wstrzykiwania ładunku z wykorzystaniem potencjału DC wirtualnej masy wzmacniacza CSA jako jednego poziomu napięcia, oraz regulowanego poziomu napięcia dla wstrzykiwania ładunku w zakresie pojemności wstrzykiwania;

Fig. 12 ilustruje przykład wykonania obwodu dyskryminatora z wyborem polarności przetwarzanego sygnału, którego rezultatem jest unipolarny sygnał wyjściowym dyskryminatora;

Fig. 13A ilustruje przykład wykonania detektora czasu wystąpienia ekstremum (*time-of-extremum detector*, ToED) z wyborem polarności przetwarzanego sygnału, którego rezultatem jest unipolarny strobujący sygnał wyjściowy emitowany, gdy przetwarzany sygnał osiąga swoje ekstremum, to znaczy swoje minimum lub maksimum;

Fig. 13B przedstawia obwód logiczny dla detektora ToED, który poleca obwodowi próbująco-pamiętającemu, gdy osiągnięte zostaje ekstremum przetwarzanego sygnału, próbkowanie i zachowywanie przetwarzanego sygnału dla odczytywania, i łączy się z systemem odczytu przez sygnalizowanie gotowości do udostępnienia próbkowanego sygnału układowi odczytu; oraz

Fig. 14 przedstawia schemat blokowy co najmniej części przykładowej maszyny w postaci systemu obliczeniowego, który realizuje sposoby według jednego lub większej liczby przykładów wykonania ujawnionych w niniejszym dokumencie.

**[0015]** Należy zauważyć, że elementy na figurach są zilustrowane w sposób uproszczony i przejrzysty. Powszechne, ale dobrze znane elementy, które są użyteczne lub potrzebne w komercyjnie wykonalnym przykładzie wykonania, nie są przedstawione, aby zachować większą zilustrowanych przykładów wykonania.

## SZCZEGÓŁOWY OPIS

**[0016]** Wzmacniacz ładunkowy (CSA) zgodny z jednym lub większą liczbą przykładów wykonania ujawnionych w niniejszym dokumencie jest przydatny w licznych zastosowaniach, w tym jako komponent odczytowych specjalizowanych układów scalonych (ASIC) stosowanych w wykrywaniu promieniowania, wykrywaniu promieni rentgenowskich, pomiarach energii promieniowania i spektroskopii energii. Wzmacniacz CSA może być wykorzystywany zwłaszcza w wielokanałowych odczytowych układach ASIC detektora lub w detektorze pikselowym

o małym skoku pikseli (*fine-pitch*), o zakresie wynoszącym 500  $\mu\text{m}$  lub mniej, zwykle 100  $\mu\text{m}$ , lub zmniejszonej powierzchni bez wymogu stosowania kondensatora stabilizującego dla uzyskania kompensacji prądu upływowego. Wzmacniacz CSA jest w stanie zapewnić stabilną pracę niezależnie od prądu upływowego czujnika, jednocześnie radząc sobie z dużą liczbą zdarzeń rentgenowskich w zakresie około 100 milionów zdarzeń na milimetr kwadratowy na sekundę.

[0017] Wzmacniacz CSA może być realizowany jako wzmacniacz jednostopniowy z obwodem sprzężenia zwrotnego z własnym kaskodowaniem, który wykorzystuje tranzystor polowy lub tranzystor bipolarny jako kaskodowany tranzystor w sieciach obwodów odpowiednio SCFET lub SCBJT. Wzmacniacz CSA może także być realizowany jako wielostopniowy kaskadowany wzmacniacz bezpośrednio połączony z filtrem kształtującym. Za filtrem kształtującym dyskryminator może być ponadto połączony z końcową częścią łańcucha przetwarzania. Wzmacniacz CSA może być stosowany samodzielnie, realizując w ten sposób stratne (*leaky*) całkowanie sygnału ładunku wejściowego i zapewniając w rezultacie konwersję sygnału ładunku wejściowego na skok napięcia, po którym następuje zanikanie tego skoku do poziomu linii bazowej, oraz kompensację prądu upływowego czujnika, lub może być skonfigurowany w układzie równoważenia biegun-zero, dając w rezultacie wzmocnienie, które może być określane jako mnożenie przez współczynnik wzmocnienia ładunku, sygnału ładunku wejściowego i kompensację prądu upływowego czujnika, w którym prąd upływowy czujnika jest także wzmacniany, ale prąd polaryzacji sieci obwodu SCFET lub SCBJT nie jest wzmacniany. W pierwszym przypadku sieć obwodu SCFET lub SCBJT jest wykorzystywana w ścieżce sprzężenia zwrotnego wzmacniacza o wysokim współczynniku wzmocnienia w pętli otwartej, natomiast w drugim przypadku, równoległe połączenie sieci obwodów SCFET lub sieci obwodów SCBJT jest wykorzystywane równoległe z międzystopniowym kondensatorem sprzęgającym, przy czym liczba powtórzonych sieci obwodów SCFET lub SCBJT jest równa stosunkowi wartości pojemności sprzężenia do pojemności całkowania. Te przykłady wykonania zapewniają istotne usprawnienia względem konwencjonalnych obwodów sprzężenia zwrotnego i systemów równoważenia biegun-zero stosowanych w obwodach nadających się do przetwarzania sygnałów z czujników promieniowania.

[0018] Sieć obwodu SCFET lub SCBJT, w przypadku przyłączenia w części sprzężenia zwrotnego wzmacniacza o dużym wzmocnieniu w pętli otwartej w celu utworzenia wzmacniacza CSA stratnie całkującego ładunek lub wzmacniacza CSA ze zwielokrotnieniem ładunku i kompensacją biegun-zero, wykorzystuje wstępne polaryzowanie sieci sprzężenia zwrotnego prądem spoczynkowym resetowania (*reset quiescent current*) (RQI). Jednak ani RQI bezpośrednio ani pomnożona wartość RQI nie jest przekazywana do kolejnych stopni, gdy stosuje się sieć obwodu SCFET albo SCBJT, ponieważ płynie on do węzła wyjściowego wzmacniacza o dużym wzmocnieniu w pętli otwartej z części całkującej ładunek i z części równoważenia biegun-zero. Jedynie mała, resztkowa wartość prądu, wynikająca z niedopasowań napięć bramka-źródło tranzystora, może być przenoszona do wyjścia wzmacniacza CSA. Wzmacniacz CSA charakteryzuje się zatem jedynie minimalnym przesunięciem napięcia linii bazowej, które zwykle jest mniejsze niż kilkadziesiąt miliwoltów, co ułatwia bezpośrednie sprzężenie stopni w łańcuchu przetwarzania i korekcję przesunięcia dyskryminatora, w odróżnieniu od wzmacniaczy CSA wykorzystujących zasadę równoważenia biegun-zero, w których wymagane są obwody utrzymujące linię bazową (*base line holders*) lub obwody przywracające linię bazową (*base line restorers*) wraz ze sprzężeniem AC.

[0019] Prąd upływowy czujnika o zwielokrotnionej wartości jest przenoszony do kolejnych stopni, tj. do dalszych stopni we wzmacniaczu CSA lub do filtru kształtującego, co skutkuje minimalnym przesunięciem napięcia linii bazowej. To przesunięcie jest korygowane z wykorzystaniem napięcia niezrównoważenia przykładanego do dyskryminatora, który występuje po filtrze kształtującym za wzmacniaczem CSA. Napięcie niezrównoważenia jest generowane przez przetwornik cyfrowo-analogowy (DAC), który stanowi znacznie mniej złożone rozwiązanie w porównaniu z tradycyjnymi technikami ze względu na bezpośrednie sprzężenie stopni. Napięcie niezrównoważenia jest generowane w filtrze kształtującym przez wstrzykiwanie prądu, zapewniane przez przetwornik DAC, do wewnętrznego węzła filtru kształtującego. Ze względu na rezystory w filtrze kształtującym, wstrzykiwany prąd jest przekształcany na napięcie, regulujące odpowiednio poziom linii bazowej i pośrednio wyrównujące poziom progowy dyskryminatora, które jest dostarczane zewnętrznie do poziomu linii bazowej łańcucha przetwarzania. W odróżnieniu od tradycyjnych technik, które uwzględniają sprzężenie zwrotne ze wspólną bramką, wzmacniacz CSA nie wymaga napięcia odniesienia do sterowania aktywnymi

urządzeniami w ścieżce sprzężenia zwrotnego wzmacniacza CSA. Dzięki tej cesze korzystnie unika się niepożądanych przesłuchów między źródłem napięcia odniesienia a wzmocnionymi sygnałami napięciowymi.

**[0020]** Stałe czasowe stratnego układu całkującego i sieci obwodów równoważenia biegun-zero są sterowane przez RQI. Wartość RQI może być sterowana przez inny przetwornik DAC w celu zmniejszenia albo zwiększenia RQI, aby odpowiednio wydłużyć lub skrócić stałą czasową. Wiadomo ponadto, że większe wartości RQI skutkują zwiększonym poziomem szumu wzmacniacza CSA przez dodanie tak zwanego „szumu równoległego”. Preferowane jest zatem, aby zachować wyjątkowo niski RQI na poziomie pikoamperów. Wtedy jednak stałe czasowe mogą być zbyt długie i mogą występować spiętrzenia, tzn. nawarstwianie się sygnałów, które mogą występować zwłaszcza przy większych częstościach oddziaływania na kwanty promieniowania lub strumienie. Unikanie spiętrzeń i nasycenia wzmacniacza CSA jest optymalizowane przez zapewnienie równowagi między wymaganiami dotyczącymi szumu a możliwością przetwarzania częstości zdarzeń. Spiętrzenie jest definiowane w niniejszym dokumencie jako sytuacja, w której nowe zdarzenie następuje przed zakończeniem przetwarzania powiązanego z jednym lub większą liczbą wcześniejszych zdarzeń. Skrócenie stałej czasowej obwodu zmniejsza prawdopodobieństwo spiętrzenia.

**[0021]** Kaskodowane tranzystory, które zapewniają sprzężenie zwrotne o charakterze rezystancyjnym we wzmacniaczu CSA, w sieciach obwodów SCFET lub SCBJT, mogą pracować przy napięciach dren-źródło (lub napięciach kolektor-emiter w przypadku sieci obwodu SCBJT) utrzymywanych na wyjątkowo niskich wartościach. Różnica potencjałów między węzłami wejściowymi i wyjściowymi wzmacniacza o dużym wzmocnieniu w pętli otwartej CSA jest wyjątkowo niska, co pozostawia duży margines na wahania związane z węzłem wyjściowym wzmacniacza o dużym wzmocnieniu w pętli otwartej dla przetwarzania sygnałów ładunku wejściowego dziur albo elektronów. Bramki tranzystorów kaskodowanego i kaskodowego w sieci obwodu SCFET lub baza tranzystora kaskodowanego i bramka tranzystora kaskodowego w sieci obwodu SCBJT w części sprzężenia zwrotnego o charakterze rezystancyjnym oraz w części równoważenia biegun-zero są ze sobą połączone, oraz są także połączone z drenem tranzystora kaskodowego. Te cechy skutkują minimalną różnicą, zwykle mniej niż kilkadziesiąt miliwoltów,

między węzłami wejściowymi i wyjściowymi wzmacniacza o dużym wzmocnieniu w pętli otwartej, który jest wykorzystywany jako stopień o dużym wzmocnieniu we wzmacniaczu CSA. Część rezystancyjna, która odpowiada za stałe czasowe stratnego całkowania ładunku oraz równoważenie biegun-zero, jest uzyskiwana z tranzystora kaskodowanego, który jest skutecznie połączony w połączeniu typu diodowego. W celu zminimalizowania pojemności pasożytniczej związanej z tranzystorem kaskodowanym, która w niepożądany sposób zwiększa całkowanie ładunku lub pojemność sprzężenia, podstawa (kontakt podłoża) tranzystora kaskodowanego w sieci obwodu SCFET lub SCBJT jest połączona ze stałym potencjałem za pośrednictwem połączenia o małej impedancji. Ta pojemność złącza, związana z tranzystorem kaskodowanym, jest nieliniowa ze względu na swój charakter złącza i może skutkować zniekształceniem przetwarzanych sygnałów, choć w niektórych przypadkach może ono być nieznaczne i wykorzystanie tej pojemności pasożytniczej może być korzystne, prowadząc tym samym do zmniejszenia lub nawet wyeliminowania całkowania ładunku i pojemności sprzężenia.

**[0022]** Wzmacniacz o dużym wzmocnieniu w pętli otwartej może być wzmacniaczem operacyjnym (OpAmp) albo transkonduktancyjnym wzmacniaczem operacyjnym (OTA) skonfigurowanym operacyjnie do pracy z sieciami obwodów SCFET lub SCBJT. Wzmacniacz OTA jest zwykle prostszy i zużywa mniej energii niż wzmacniacz OpAmp. Wzmacniacz CSA jest ma zatem wbudowany wzmacniacz OTA, który wykorzystuje architekturę opartą na inwerterze CMOS, która umożliwia uzyskiwanie maksymalnej transkonduktancji ze względu na ponowne wykorzystanie prądu polaryzacji. Tranzystory wejściowe we wzmacniaczu OTA są kaskodowane oraz konfiguracja aktywnej kaskody jest wykorzystywana dla maksymalnego zwiększenia rezystancji wyjściowej, co skutkuje największym wzmocnieniem napięcia w pętli otwartej. Taka konfiguracja zapewnia ponad 90 DB wzmocnienia napięcia w pętli otwartej z wykorzystaniem architektury wzmacniacza jednostopniowy z minimalnym ryzykiem niestabilności po dodaniu sieci obwodów sprzężenia zwrotnego. Napięcie polaryzacji dla aktywnej kaskody jest generowane lokalnie w każdym kanale przez wzmacniacz CSA w celu uniknięcia międzykanałowego sprzężenia i interferencji. Oparta na inwerterze architektura wzmacniacza OTA sprzyja symetrycznym wahaniom napięcia wyjściowego względem punktu środkowego szyny zasilającej. Taka konstrukcja wzmacniacza o dużym wzmocnieniu w pętli otwartej w rezultacie upraszcza konstrukcję wzmacniacza CSA, który może być skonfigurowany do przetwarzania sygnałów

ładunku wejściowego elektronów albo dziur, a także może być kaskadowany. Każdy stopień w kaskadzie odwraca polarność sygnału, tzn. sygnału zwielokrotnionego ładunku, który pojawia się na wyjściu jednego stopnia i ma przeciwną polarność względem sygnału ładunku wejściowego na wejściu tego samego stopnia. Powszechnie stosowane wzmacniacze o dużym wzmacnieniu w pętli otwartej we wzmacniaczu CSA wykorzystują konfiguracje niesymetryczne, takie jak architektura zagiętej kaskody (*folded cascode*) buforowana przez wtórnik źródłowy.

**[0023]** Wzmacniacz CSA z siecią obwodu SCFET lub SCBJT zapewnia wysoki poziom zgodności między napięciami na węzłach wejściowym i wyjściowym wzmacniacza o dużym wzmacnieniu w pętli otwartej stosowanego we wzmacniaczu CSA. Ponieważ potencjały tych węzłów wynikają z różnic między napięciami bramka-źródło w przypadku sieci obwodu SCFET, oraz między napięciami bramka-źródło i baza-emiter w przypadku sieci obwodu SCBJT, między tranzystorami kaskodowanym i kaskodowym, te potencjały mogą być bardzo blisko siebie i są indywidualnie określone przez prąd spoczynkowy resetowania (RQI) i prąd upływowo czujnika. Te cechy przekładają się na duży margines dla wahań sygnału wyjściowego części całkującej ładunek wzmacniacza CSA dla obu polarności sygnału, tzn. dla sygnału ładunku wejściowego dziur i elektronów. Skutkiem tego jest wydajna praca części równoważenia biegun-zero wzmacniacza CSA oraz optymalna praca, w punkcie pracy, w którym wzmacnienie jest największe, wzmacniacza OTA typu opartego na inwerterze, wykorzystywanego jako wzmacniacz o dużym wzmacnieniu w pętli otwartej.

**[0024]** Wzmacniacz CSA zapewnia stabilną pracę niezależnie od prądu upływowego czujnika, czego nie można uzyskać z wykorzystaniem konwencjonalnych technik, włącznie z architekturą sprzężenia zwrotnego Krummenachera, czy też przez wykorzystanie techniki sprzężenia zwrotnego ze wspólną bramką (CGF) lub techniki sprzężenia zwrotnego ze wspólnym źródłem (CSF). W wynalazku ujawnionym w niniejszym dokumencie, gdy prąd upływowo czujnika nadmiernie wzrośnie, wzmacniacz CSA staje się nieaktywny ze względu na nasycenie, ponieważ napięcia zacisków tranzystorów w SCFET lub SCBJT przekraczają poziomy, które umożliwiają pracę wzmacniacza o dużym wzmacnieniu w pętli otwartej z dużym wzmacnieniem.

**[0025]** Te konwencjonalne techniki, takie jak architektura Krummenachera, czy też architektura sprzężenia zwrotnego ze wspólnym źródłem lub sprzężenia zwrotnego ze wspólną bramką, albo całkowicie uniemożliwiają operacyjne połączenie obwodu sprzężenia zwrotnego w układzie sieci obwodu, który skutkowałby równoważeniem biegun-zero, tzn. zezwalając jedynie na architekturę wzmacniacza CSA, która realizowałaby wyłącznie stratne całkowanie sygnału ładunku wejściowego, albo oferują operacyjną konfigurację obwodu sprzężenia zwrotnego w układzie sieci obwodu, która wprawdzie skutkowałaby równoważeniem biegun-zero, ale wykazywałaby kilka wad. Przykłady wykonania wzmacniacza CSA ujawnione w niniejszym dokumencie zapewniają istotne ulepszenia względem konwencjonalnych rozwiązań, które obejmują schemat Krummenachera, który zapewnia kompensację prądu upływowego czujnika, ale jest nieodpowiedni dla operacyjnej konfiguracji równoważenia biegun-zero i wymaga celowo dodanej pojemności, która zajmuje duży obszar w fizycznym układzie wzmacniacza CSA operacyjnie skonfigurowanego ze schematem Krummenachera, dla zapewnienia stabilności sieci sprzężenia zwrotnego, która jest szczególnie krytyczna przy wystąpieniu rosnących wartości prądów upływowych płynących do węzła wejściowego wzmacniacza CSA. Należy podkreślić, że mogą one obejmować prądy upływowe czujnika, ale także prądy upływowe bramki tranzystora na wejściu wzmacniacza CSA, którego bramka jest elektrycznie połączona ze wspólnym węzłem połączenia czujnika i obwodu Krummenachera. W odróżnieniu od powyższego, przykłady wykonania ujawnione w niniejszym dokumencie mogą być stosowane w połączeniach realizujących stratne całkowanie sygnału ładunku wejściowego lub operacyjnym układzie sieci obwodu, który zapewnia równoważenie biegun-zero, oraz mogą działać bez wprowadzania pojemności dla stabilizacji. Jedyne pojemności wykorzystywane we wzmacniaczu CSA to te, które są użyteczne dla całkowania sygnału ładunku wejściowego wzmacniacza CSA, w przypadku konfiguracji stratnego całkowania sygnału ładunku wejściowego, oraz te, które realizują wzmocnienie ładunku wejściowego w przypadku konfiguracji wzmacniacza CSA z równoważeniem biegun-zero.

**[0026]** Przykłady wykonania wzmacniacza CSA ujawnione w niniejszym dokumencie są także lepsze od architektury sprzężenia zwrotnego źródła lub sprzężenia zwrotnego ze wspólną bramką. W przypadku konfiguracji ze wspólnym źródłem, większe prądy upływowe modyfikują punkty pracy tranzystorów stanowiących sieć sprzężenia zwrotnego i prowadzą do punktu,

w którym wzmacniacz CSA ze sprzężeniem zwrotnym ze wspólnym źródłem staje się niestabilny. Wzmacniacz CSA ze sprzężeniem zwrotnym ze wspólnym źródłem ponadto wzmacnia nie tylko prąd ładunku sygnału, ale także wzmacnia prąd polaryzujący struktury w pętli sprzężenia zwrotnego. Ten ostatni efekt jest niepożądany, ponieważ skutkuje zmiennością poziomu linii bazowej. W przypadku konfiguracji ze wspólnym źródłem, jeżeli miałby zostać wykorzystany prąd polaryzujący struktury w pętli sprzężenia zwrotnego, byłby on wzmocniony w taki sam sposób jak ma to miejsce w przypadku sprzężenia zwrotnego ze wspólnym źródłem. Mimo że sprzężenie zwrotne ze wspólną bramką nie stwarza ryzyka wprowadzania niestabilności dla większych prądów upływowych jak w przypadku sprzężenia zwrotnego ze wspólnym źródłem, to stwarza ono ryzyko wyłączenia, ponieważ polaryzacja bramek tranzystorów w ścieżce sprzężenia zwrotnego, które są ze sobą połączone w przypadku operacyjnej konfiguracji w układzie równoważeniem biegun-zero, jest polaryzowana z zewnątrz zdefiniowanych źródeł napięcia bez jakiegokolwiek mechanizmu samodostosowania poziomu polaryzacji do rzeczywistych warunków operacyjnych wzmacniacza CSA, które mogą się różnić między jednym a drugim kanałem, w którym wzmacniacz CSA jest wykorzystywany w wielokanałowym systemie odczytu. Mechanizm samodostosowania jest obecny w przykładach wykonania ujawnionych w niniejszym dokumencie i powala on, ze względu na wybór tranzystorów stanowiących sieci obwodów SCFET lub SCBJT, tzn. wymiary tranzystorów, napięcia progowe, wybór liczby tranzystorów i ich typów do wykorzystania w kaskodowanej części sieci obwodów SCFET i SCBJT, na minimalną różnicę potencjałów między węzłem wejściowym SCA a wyjściem części, która realizuje całkowanie ładunku sygnału wejściowego. Te dwa węzły można zatem ustawić do pracy na pożądanym poziomie w procesie projektowania wzmacniacza CSA. Ta cecha skutkuje zapewnieniem wymaganych dużych wahań sygnału napięciowego na wyjściu części całkującej sygnał ładunku wejściowego wzmacniacza CSA bez wchodzenia w stan nasycenia przez wzmacniacz CSA. W konsekwencji tego ostatniego, przykłady wykonania wzmacniacza CSA ujawnione w niniejszym dokumencie zapewniają sieci sprzężenia zwrotnego skonfigurowane do przetwarzania dodatnich lub ujemnych sygnałów ładunku wejściowego, których polarność jest możliwa do wyboru z wykorzystaniem przełączników, bez konieczności rekonfigurowania wzmacniacza o wysokim współczynniku wzmocnienia w pętli otwartej, który jest wykorzystywany we wzmacniaczu CSA. Co więcej, stopnie wzmacniacza CSA mogą być

kaskadowane, skutkując wysokimi wartościami całkowitego wzmocnienia ładunku odpowiednimi dla niskoszumowych wymagań detektorów pikselowych przystosowanych do zastosowań spektroskopowych. Praktycznie osiągalne wzmocnienie, które jest określane także jako wzmocnienie zwielokrotnienia ładunku, zmienia się od kilku razy do kilkudziesięciu razy na stopień wzmacniacza CSA operacyjnie skonfigurowanego z siecią obwodu SCFET lub SCBJT w konfiguracji równoważenia biegun-zero.

**[0027]** Połączenie takich stopni w kaskadę skutkuje wzmocnieniem ładunku nawet kilka tysięcy razy. Na przykład konwersja pojedynczego fotonu promieniowania rentgenowskiego o energii 5,9 keV (ze źródła radioaktywnego  $^{55}\text{Fe}$ ) w czujniku krzemowym skutkuje wytworzeniem jedynie około 1640 nośników ładunku sygnału ładunku wejściowego, natomiast po zwielokrotnieniu wzmacniacz CSA wytwarza około 413000 nośników ładunku. Pierwszy stopień w kaskadzie charakteryzuje się współczynnikiem wzmocnienia wynoszącym 18, drugi stopień wzmocnienia charakteryzuje się współczynnikiem wzmocnienia wynoszącym 14. Rzeczywista wartość wzmocnienia zwielokrotnienia ładunku zależy od wzmacniacza o dużym wzmocnieniu w pętli otwartej, przy czym którykolwiek ze stopni wyjściowych pracuje w klasie A, a zatem prąd płynący w sieciach obwodów SCFET lub SCBJT, operacyjnie skonfigurowanych w ścieżce sprzężenia zwrotnego i w części równoważenia biegun-zero wzmacniacza o dużym wzmocnieniu w pętli otwartej, jest częścią prądu polaryzacji stopnia wyjściowego, lub jego stopień wyjściowy pracuje w klasie AB lub B, a wtedy prąd płynący w sieciach obwodów SCFET lub SCBJT, operacyjnie skonfigurowanych w ścieżce sprzężenia zwrotnego i w części równoważenia biegun-zero wzmacniacza o dużym wzmocnieniu w pętli otwartej, jest w znacznym stopniu niezależny od prądu polaryzacji stopnia wyjściowego, a zatem wzmocnienie zwielokrotnienia ładunku można zwiększyć kosztem skomplikowania ogólnej konstrukcji wzmacniacza CSA. Typowe wartości współczynnika wzmocnienia ładunku w każdym stopniu kaskady zwielokrotnienia ładunku są projektowane w zakresie od dziesięciu do kilkudziesięciu razy.

**[0028]** Przykłady wykonania wzmacniacza CSA składające się z jednostopniowych albo kaskadowanych połączeń mogą być realizowane z wykorzystaniem filtru kształtującego, który realizuje semi-gaussowskie formowanie impulsów. Pierwszy stopień filtru kształtującego jest stratnym układem całkującym zapewniającym konwersję zwielokrotnionego sygnału ładunku

wejściowego przez wzmacniacz CSA na napięcie. Dla celów liniowej pracy wykorzystuje on zwykle pasywne komponenty rezystancyjne i pojemnościowe. Ani mały rezystor w ścieżce sprzężenia zwrotnego pierwszego stopnia filtra kształtującego, ani wstrzykiwanie dodatkowego prądu w pierwszym stopniu filtra kształtującego, mające na celu dopasowanie poziomu linii bazowej, nie są dobrymi rozwiązaniami ze względu na pogorszenie parametrów szumu. Dlatego łańcuch przetwarzania sygnału ze wzmacniaczem CSA ujawnionym w niniejszym dokumencie, w którym zmienność linii bazowej jest ograniczona ze względu na wzmacniacz CSA, nie wzmacnia i nie przenosi prądu polaryzacji sieci obwodów SCFET lub SCBJT umieszczonych w części sprzężenia zwrotnego wzmacniacza o wysokim współczynniku wzmocnienia w pętli otwartej. Poziom linii bazowej może być dostosowywany przez łączenie przetwornika cyfrowo-analogowego w trybie prądowym z wewnętrznym węzłem filtra kształtującego, zachowując w ten sposób niskoszumową pracę i umożliwiając bezpośrednie sprzężenie łańcucha przetwarzania z dyskryminatorem. Wewnętrzne przesunięcie dyskryminatora może być jednocześnie znoszone podczas modyfikacji linii bazowej. Filtr kształtujący w tym przykładzie wykonania zapewnia sygnał wejściowy w trybie prądowym. Przykłady wykonania wzmacniacza CSA ujawnione w niniejszym dokumencie zapewniają zatem modułowy łańcuch przetwarzania odpowiedni do zastosowań dotyczących pikseli o małej powierzchni.

**[0029]** Fig. 1 ilustruje uproszczony schemat typowego łańcucha przetwarzania ładunku elektronicznego stosowanego w układach detekcji promieniowania, obejmującego stopień filtra kształtującego o impedancji  $Z_f$  w swojej ścieżce sprzężenia zwrotnego, który przetwarza lub filtruje prąd zwielokrotnionego ładunku. Filtr kształtujący odbiera pakiet ładunku po wzmocnieniu (wzmocnienie określone jest w tym przypadku jako zwielokrotnienie nośników ładunku przez wzmacniacz ładunkowy) i filtruje prąd zwielokrotnionego ładunku w celu zredukowania składowych częstotliwościowych, które nie zawierają rzeczywistego sygnału, zwykle poprzez filtrowanie pasmowo-przepustowe dla uzyskania najlepszego stosunku sygnału do szumu (SNR). Wzmacniacz ładunkowy zawiera natomiast stratny układ całkujący zawierający elementy  $R_f$  i  $C_f$  w ścieżce sprzężenia zwrotnego wzmacniacza o dużym wzmocnieniu w pętli otwartej oraz komponenty  $R_{pz}$  i  $C_c$  sprzęgające z filtrem kształtującym, zapewniające architekturę równoważenia biegun-zero tak, że biegun stratnego układu całkującego jest równoważony przez zero wprowadzone przez sieć sprzęgającą, i ze współczynnikiem zwielokrotnienia wzmocnienia

ładunku równym stosunkowi pojemności sprzężenia do pojemności w ścieżce sprzężenia zwrotnego wzmacniacza o wysokim współczynniku wzmocnienia w pętli otwartej. Wzmacniacz CSA zawiera układ całkowujący, który konwertuje ładunek uwolniony podczas procesu jonizacji na napięcie przez pierwszy stopień. Pojemnościowe sprzężenie z kolejnym stopniem, które jest równoważne różniczkowaniu napięcia wytwarzanego przez wzmacniacz CSA, umożliwia zwielokrotnienie pierwotnego ładunku przez stosunek pojemności  $C_f/C_c$ . Zwielokrotniony ładunek jest następnie odbierany przez kolejne stopnie jako sygnał wyjściowy. Układ całkowujący wzmacniacza CSA jest stratnym układem całkowującym w celu zapobiegania nasyceniu układu całkowującego wzmacniacza CSA powodowanego przez serię impulsów ładunkowych przychodzących w małych odstępach czasowych lub przez odbieranie jednego impulsu większego niż ten, do pracy z którym wzmacniacz CSA został normalnie zaprojektowany. Prąd upływowy czujnika, który w zasadzie jest składową DC w sygnale wchodzącym do wzmacniacza CSA, jest kompensowany. Oznacza to, że wzmacniacz CSA jest nieczuły na prąd upływowy czujnika w celu uniknięcia nasycenia. Jednak różniczkowanie wyjścia stratnego układu całkowującego skutkuje zaniżeniem (*undershooting*), którego stopień jest odwrotnie proporcjonalny do rezystancji  $R_f$ . Zaniżenia można uniknąć przez dodanie rezystora  $R_{pz}$  równoległe z pojemnością sprzężenia  $C_c$ , co skutkuje wprowadzeniem zera w funkcji transmitancji operatorowej, które pokrywałoby się z częstotliwością bieguna. W realizacjach obwodu pokazanego na Fig. 1 bazujących na układach scalony, zarówno  $R_f$  i  $R_{pz}$  są nieliniowe i realizowane z wykorzystaniem aktywnych sieci obwodów ze względu na duże wartości, które nie są możliwe do realizacji jako pasywne sieci w układach scalonych, co skutkuje translinearną (translinear) charakterystyką wzmacniacza CSA.

**[0030]** Fig. 2A ilustruje konfigurację wzmacniacza CSA z kondensatorami  $C_f$  i  $C_c$  zapewniającymi zwielokrotnienie ładunku przez ich stosunek wartości równy  $n$  i niepojemnościową częścią sieci biegun-zero, która zwykle jest równoważna rezystancji o niestacjonarnej wartości, która jest pokazana jako czteroportowy blok nadający się do przetwarzania pojedynczej polarności sygnałów ładunku. Fig. 2B ilustruje konfigurację wzmacniacza CSA, z kondensatorami  $C_f$  i  $C_c$  zapewniającymi zwielokrotnienie ładunku przez stosunek  $n$  ich wartości i niepojemnościową część sieci biegun-zero, zwykle równoważną rezystancji o niestacjonarnej wartości, pokazaną jako dwa czteroportowy bloki poprzedzone przełącznikami do kierowania sygnałów przez jeden z bloków dla przetwarzania dwóch polarności

sygnałów ładunku, w zależności od tego, który blok polaryzacji ma włączony swój przełącznik w obrębie wielu przełączników w funkcji ich programowania lub dynamicznego przełączania.

**[0031]** Aktywna lub pasywna realizacja rezystancyjnej lub rozpraszającej sieci obwodu dla części równoważenia biegun-zero jest reprezentowana jako czteroportowa sieć w ścieżce sprzężenia zwrotnego wzmacniacza OTA. Równoważenie biegun-zero jest skonfigurowane do przetwarzania jednej lub dwóch polarności sygnałów ładunku z czujnika, dynamicznie albo statycznie, z wykorzystaniem przełączników. Przetwarzanie dwóch polarności sygnałów ładunku wymaga, aby kolejne stopnie były bipolarne, to znaczy zdolne do obsługi dodatnich i ujemnych wahań impulsów automatycznie lub zgodnie z zaprogramowaną polarnością. Alternatywnie dodatkowe stopnie odwracające mogą być przyłączone w kaskadzie, ale takie rozwiązanie uzyskuje się za cenę zwiększonego zużycia energii bez zapewnienia dodatkowych funkcji przetwarzania sygnału, takich jak wzmocnienie lub filtrowanie. Wybór polarności uzyskuje się przez wdrożenie przełączników, które są połączone zarówno z portami wejściowymi, jak i wyjściowymi. W celu zapewnienia dokładności zwielokrotnienia ładunku, parametry przełączników są skonfigurowane zgodnie ze współczynnikiem  $n$  zwielokrotnienia ładunku  $n$  dla celów dopasowania. Możliwa do wyboru polarność jest optymalnie uzyskiwana przez konfigurowanie wzmacniacza o dużym wzmocnieniu w pętli otwartej, którym może być OpAmp albo OTA, o symetrycznych wahaniami, a zatem wyjście wtórniaka źródłowego nie jest wykorzystywane.

**[0032]** Technika równoważenia biegun-zero stosowana w przykładach wykonania ujawnionych w niniejszym dokumencie zapewnia istotne zalety w łańcuchach przetwarzania sygnału z czujników promieniowania względem konwencjonalnych technik. Układ całkujący jest głównym, zwykle pierwszym komponentem w elektronicznym łańcuchu przetwarzania, który nadaje się do wzmocniania i filtrowania sygnałów pochodzących z czujników promieniowania. Bezstratny układ całkujący wytwarza sygnał wyjściowy, który odpowiada całce po czasie sygnału wejściowego, przy czym sygnał wejściowy reprezentuje przepływający ładunek w funkcji czasu lub prądu, będący sumą sygnałów z uwolnienia pakietów ładunku w jonizacji w przypadku podłączenia go do czujnika promieniowania. Taki układ całkujący nie zapewnia jednak praktycznego rozwiązania, ponieważ jego napięcie wyjściowe nieuchronnie by się nasycalo

z powodu akumulacji kolejnych impulsów sygnałowych lub prądów niezrównoważenia. Należy zauważyć, że prąd upływowy czujnika generowany termicznie jest formą prądu niezrównoważenia. Stratny układ całkujący wykorzystuje się zatem do zapobiegania nasyceniu spowodowanemu gromadzeniem się ładunku ze względu na prądy niezrównoważenia i umożliwiania rozładowania wcześniejszych sygnałów, aby zapewnić przestrzeń dla nowych sygnałów.

**[0033]** Funkcja transmitancji operatorowej stratnego układu całkującego pierwszego rzędu charakteryzuje się biegunem znajdującym się na skończonej częstotliwości kątowej. Dlatego wyjście stratnego układu całkującego reaguje skokowo po odebraniu pakietu ładunku, ale rozładowuje się do linii bazowej po pewnym czasie. Dodanie filtru pasmowo-przepustowego dla najlepszego osiągalnego stosunku sygnału do szumu wymaga różniczkowania i jest ono zwykle realizowane przez przyłączenie kondensatora sprzęgającego między układem całkującym a kolejnymi stopniami łańcucha przetwarzania. Sprzężenie stratnego układu całkującego z wykorzystaniem prostego obwodu składającego się z kondensatora niestety skutkuje jedynie tak zwanym przekroczeniem (*overshooting*), ponieważ rozładowanie stratnego układu całkującego pociąga za sobą prąd przepływający w kierunku przeciwnym do sygnałów wywoływanych przez pakiety ładunku wyzwolone promieniowaniem przez tę pojemność sprzężenia. To przekroczenie może prowadzić do niedokładnych odczytów poszczególnych amplitud sygnałów, jeżeli sygnały ładunku przychodzą z dużą częstotliwością, taką jak kilka milionów zdarzeń na sekundę na kanał odczytu, czemu można zapobiec za pomocą techniki równoważenia biegun-zero.

**[0034]** Technika równoważenia biegun-zero w najprostszej postaci obejmuje sprzężenie elementu stratnego równoległe z kondensatorem sprzęgającym (który zapewnia sprzężenie stratnego układu całkującego z następnym stopniem w łańcuchu przetwarzania sygnału) oraz, dzięki temu, funkcję transmitancji operatorowej układu różniczkującego otrzymującą zero, które znajduje się na skończonej częstotliwości kątowej. Jeżeli można sprawić, żeby zero było równe biegunowi, efekt bieguna zostanie zniesiony przez zero. Gdy nastąpi to zniesienie, odpowiedź układu całkującego, po którym następuje układ różniczkujący, stanie się zasadniczo idealna, a prąd wypływający z układu różniczkującego będzie równy wzmocnionemu prądowi wejściowemu. Położenie zarówno bieguna, jak i zera może być zależne (nawet nieliniowo) od amplitudy sygnału

wejściowego lub innych czynników. Innymi czynnikami wpływającymi na układ równoważenia biegun-zero mogą być, na przykład, temperatura lub zasilanie, które mogą powodować, że układ równoważenia biegun-zero nie będzie dokładnie działał, gdy komponenty tworzące układ równoważenia biegun-zero są różnymi typami urządzeń, mającymi dopasowane wartości tylko dla danych warunków, ale różne wartości dla innych warunków ze względu na różne współczynniki termiczne lub wykazującymi różną czułość na poziomy zasilania przez komponenty. Jeżeli jednak zero podąża za biegunem dla wszystkich częstotliwości, warunek kompensacji biegun-zero jest spełniony. Obowiązuje to nawet w przypadku, gdy biegun i zero są zależne od warunków operacyjnych, chociaż te zależności mogą być nieliniowe, dopóki zmiany warunków operacyjnych skutkują tym samym kierunkiem zmian dla bieguna i zera. Jeżeli zależności są nieliniowe, ale biegun i zero podążają za sobą i układ równoważenia biegun-zero działa dobrze, system jest translinearny (*translinear*).

**[0035]** Fig. 3A-B ilustrują dwie wersje translinearnych (*translinear*) wzmacniaczy ładunkowych z obwodami translinearnymi (*translinear*) równoważnymi rezystancji niestacjonarnej, tzn. zależnej od tymczasowych poziomów przetwarzanego sygnału, która realizuje niepojemnościowe części równoważenia biegun-zero. Fig. 3A przedstawia obwód, który jest określany jako sprzężenie zwrotne ze wspólną bramką (CGF), a Fig. 3B przedstawia obwód, który jest określany jako sprzężenie zwrotne ze wspólnym źródłem (CSF), z których oba realizują n-krotne wzmocnienie ładunku.

**[0036]** Wzmacniacz ładunkowy pokazany na Fig. 3A, który w niniejszym dokumencie jest określany jako architektura sprzężenia zwrotnego ze wspólną bramką (CGF) (G. De Geronimo et al., "A CMOS detector leakage current self-adaptable continuous reset system: theoretical analysis", Nucl. Instr. Meth. A 421 (1999) 322-333) generuje zwielokrotniony prąd upływowy czujnika, który jest przenoszony do kolejnych stopni i skutkuje przesunięciem linii bazowej. W ten sam sposób prąd polaryzujący sieci sprzężenia zwrotnego, który jest także znany jako prąd spoczynkowy resetowania (RQI), jeżeli zdecydowano o jego użyciu, dostarczany przez tranzystor  $M_{a1}$  jest także zwielokrotniany i przenoszony do kolejnych stopni, co prowadzi do jeszcze bardziej znacznych przesunięć linii bazowej. Tranzystory  $M_{a2}$  i  $M_{a3}$  pracują w zakresie liniowym dla małych sygnałów i przechodzą w zakres nasycenia dla dużych sygnałów. Rozwiązanie CGF

wymaga podwyższonego poziomu zgodności, będącej zasadniczo równością, między węzłem wejściowym i wyjściowym napięcia wzmacniacza CSA, ponieważ różnica między napięciami dren-źródło  $V_{DS}$  tranzystorów  $M_{a2}$  i  $M_{a3}$  zaburza równowagę biegun-zero. Wstępne polaryzowanie sieci sprzężenia zwrotnego z wykorzystaniem RQI jest opcjonalne, a w przypadku wykorzystania tranzystory  $M_{a2}$  i  $M_{a3}$  pracują w zakresie nasycenia. Wzmacniacz o dużym wzmocnieniu w pętli otwartej obniża swoje napięcie wyjściowe w kierunku napięcia szyny co najmniej o napięcie progowe  $V_{TH}$  tranzystorów  $M_{a2}$  i  $M_{a3}$ , co skutkuje znaczną różnicą napięcia między napięciem wejściowym i wyjściowym, powodując tym samym, że rozwiązanie o niskim napięciu zasilania jest trudne do realizacji. Problemy związane z konwencjonalną techniką CGF pokazaną na Fig. 3A są rozwiązywane przez dostosowanie napięcia podłoża tranzystorów stanowiących połączenie równoważenia biegun-zero. To rozwiązanie jest jednak trudne do realizacji, wprowadza znaczną złożoność do ogólnej konstrukcji oraz wciąż nie jest wiadome, w praktycznych realizacjach, jak dobrać napięcie podłoża, ponieważ bramki tranzystorów  $M_{a2}$  i  $M_{a3}$  są spolaryzowane przez zewnętrzne źródło napięcia, ale zaciski drenu i źródła tych tranzystorów są ustawiane lokalnie w danym kanale.

**[0037]** Wzmacniacz ładunkowy, pokazany na Fig. 3B, który w niniejszym dokumencie jest określany jako sprzężenie zwrotne ze wspólnym źródłem (CSF), (G. De Geronimo et al, "Front-End ASIC for a GEM Based Time Projection Chamber", IEEE Trans. Nucl. Sci Vol. 51, No. 4, August 2004 1313-1317) również generuje zwielokrotniony prąd upływowy czujnika, który jest przenoszony do kolejnych stopni i skutkuje przesunięciem linii bazowej, oraz także w ten sam sposób prąd polaryzujący sieci sprzężenia zwrotnego, znany także jako prąd spoczynkowy resetowania (RQI). Jednak w przypadku wzmacniacza CSA pokazanego na Fig. 3B, prąd RQI musi być wykorzystany biorąc pod uwagę to, że tranzystor  $M_{a5}$  jest także zwielokrotniany i przenoszony do kolejnych stopni, co prowadzi do jeszcze bardziej znacznych przesunięć linii bazowej. Tranzystory  $M_{a4}$  i  $M_{a3}$  pracują w nasyceniu, ale te tranzystory muszą być dokładnie dopasowane wliczając zapewnienie, że ich napięcia dren - źródło  $V_{DS}$  są równe,  $M_{a4}$  i  $M_{a3}$  są często realizowane jako złożone kaskody, co prowadzi do znacznego skomplikowania konstrukcji. Rozwiązanie CSF wymaga podwyższonego poziomu zgodności, zasadniczo będącej równością potencjałów w dwóch węzłach, między węzłem wejściowym i wyjściowym napięcia wzmacniacza CSA, ponieważ różnica między napięciami dren-źródło  $V_{DS}$  tranzystorów  $M_{a2}$  i  $M_{a3}$  zaburza

równoważenie biegun-zero. W odróżnieniu od architektury CGF, nie jest wymagane, aby wzmacniacz o dużym wzmocnieniu w pętli otwartej obniżał swój sygnał wyjściowy w kierunku szyny, dzięki czemu konstrukcja o niskim napięciu zasilania jest łatwiejsza do uzyskania w architekturze CSF. Z drugiej strony, wzmacniacz CSA z CSF może być niestabilny dla większych prądów upływowych czujnika. Konieczna jest zatem większa ostrożność przy kontrolowaniu szerokości pasma ścieżki sprzężenia zwrotnego, co obejmuje wyłączenie sprzężenia zwrotnego dla dużego prądu upływowego czujnika i sygnałów o dużej mocy.

**[0038]** Fig. 4A ilustruje przykład wykonania wzmacniacza CSA z wykorzystaniem techniki Krummenachera, który może pracować z dziurami, który zapewnia całkowanie sygnału ładunku wejściowego oraz jest skonfigurowany do kompensowania prądu upływowego  $I_{leak}$ , który wpływa do portu  $I_{IN}$ . Schemat Krummenachera pokazany na Fig. 4A (F. Krummenacher, „Pixel detectors with local intelligence: An IC designer point of view”, Nucl. Instrum. Methods Phys. Res., vol. A305, pp. 527-532, 1991) dla kompensacji  $I_{leak}$  jest wykorzystywany dla wzmacniaczy CSA w układach ASIC odczytu pikseli. Rezystancja sprzężenia zwrotnego wynika ze źródła prądowego sterowanego przez napięcie na jego własnych zaciskach, które jest definiowane przez napięcie na zaciskach elementu transkonduktancyjnego. Ten element transkonduktancyjny jest realizowany jako para różnicowa. Prąd końcowy tranzystora  $M_{a2}$  musi być zawsze większy niż prąd upływowy czujnika oraz wartość maksymalna prądu upływowego czujnika musi być uwzględniona w systemach wielokanałowych. Parametry szumu są więc pogorszone ze względu na dodatkowy szum równoległy. Rezystancja sprzężenia zwrotnego, która jest aktywną realizacją  $R_f$  równoległe z  $C_f$ , jest zapewniona przez transkonduktancję  $g_m$  tranzystorów  $M_{a11} - M_{a22}$  skonfigurowanych w parze różnicowej. Poziom napięcia  $V_{OUT}$  linii bazowej jest narzucony przez  $V_{REF}$  zgodnie z dokładnością przesunięcia napięcia progowego związanego z tranzystorami  $M_{a11} - M_{a22}$ , asymetrią obciążenia tranzystorów  $M_{a3} - M_{a4}$  i prądem upływowym czujnika  $I_{leak}$ , który wpływa do portu  $I_{IN}$ . Do działania wymagana jest duża wartość  $C_{int}$ , dochodząca nawet do 10 pF, co skutkuje zużyciem powierzchni w obszarze analogowego układu front-end (AFE) pikseli.

**[0039]** We wzmacniaczu CSA z techniką Krummenachera pokazanym na Fig. 4B, prąd upływowy czujnika  $I_{leak}$ , który wpływa do portu  $I_{IN}$ , po zwiększeniu powyżej określonych limitów, które mogą być na poziomie nanoamperów lub mikroamperów w zależności od tego, jak

wzmacniacz CSA jest zaprojektowany i do jakiej pojemności czujnika jest on dostosowany, powoduje utratę stabilności (Y. Hu, et al, „A low-noise, low-power CMOS SOI readout front-end for silicon detector leak current compression with capability,” in IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, vol. 48, no. 8, pp. 1022-1030, Aug. 2001). Ponadto technika Krummenachera nie zapewnia obwodów nadających się do realizacji równoważenia biegun-zero.

**[0040]** Fig 4B ilustruje przykład wykonania wzmacniacza CSA ujawnionego w niniejszym dokumencie, który jest zrealizowany z wykorzystaniem sieci obwodu SCFET (B. Pain, et al, “A Self-Cascoding CMOS Circuit for Low-Power Applications”, <http://ericfossum.com/Publications/Papers/Self%20Cascoded%20FET%20Unpublished.pdf>, oraz I. Fujimori, Low Voltage Self Cascode Current Mirror, patent USA nr 5,966,005) połączonej w ścieżce sprzężenia zwrotnego wzmacniacza o wysokim współczynniku wzmocnienia w pętli otwartej, który działa z sygnałem ładunku wejściowego dziur, zapewnia samodzielną zdolność całkowania sygnału ładunku wejściowego, nadaje się do kompensacji prądu upływowego  $I_{leak}$ , który wpływa do portu  $I_{IN}$  i może być dalej rozwijany w implementacji zawierającej konfigurację równoważenia biegun-zero. Napięcia  $v_{g1}$  i  $v_{g2}$  mogą być zwarte z masą lub połączone z alternatywnymi poziomami napięcia, wliczając połączenie odpowiednich węzłów ze źródłami tranzystorów, odpowiednio,  $M_2$  i  $M_1$ . Jednak to ostatnie rozwiązanie nie zapewnia optymalnej wydajności wzmacniacza CSA, ponieważ nieliniowe pojemności złączowe połączenia podłoża (podstawy) z drenem w tranzystorach  $M_1$  lub  $M_2$  są dodawane do preferencyjnie liniowej pojemności  $C_f$ . Tranzystory  $M_1$ - $M_3$  mogą być urządzeniami z niskim, średnim lub wysokim progiem napięć, o różnych grubościach bramek w celu zoptymalizowania wydajności elektrycznej.

**[0041]** Fig. 4B' ilustruje przykład wykonania wzmacniacza CSA, który pokazany jest również na Fig. 4B, wykorzystującego sieć obwodu SCFET połączoną w ścieżce sprzężenia zwrotnego wzmacniacza o wysokim współczynniku wzmocnienia w pętli otwartej, który działa z sygnałem ładunku wejściowego dziur, zapewnia samodzielną zdolność całkowania sygnału ładunku wejściowego, nadaje się do kompensacji prądu  $I_{leak}$ , który wpływa do portu  $I_{IN}$ , i może być dalej rozwijany w implementacji zawierającej konfigurację równoważenia biegun-zero

z napięciami między zaciskami zgodnie ze wskazaniem. Przyjmując brak wpływów podłoża w tranzystorach, pomijalny prąd upływowy czujnika, bardzo duże wzmocnienie w pętli otwartej wzmacniacza, utworzonego jako OpAmp lub OTA, parametry operacyjne wzmacniacza CSA można przedstawić jak pokazano poniżej:

$$V_{OUT} = V_{VG} - V_{DS1},$$

$$V_{DS2} = V_{GS2},$$

$$0 = V_{GS2} - V_{GS1} + V_{DS1};$$

$$V_{VG} = const.,$$

$$I_{LEAK} = 0,$$

a jeżeli nie jest obecny sygnał wejściowy, to wtedy

$$V_{GS1} = V_{GS2} \text{ oraz } V_{SCFET} = const.$$

ponieważ  $M_1$  i  $M_2$  przenoszą ten sam prąd  $I_{BIAS}$ ,

$$V_{OUT} = V_{VG} - V_{DS1} + V_{GS2} - V_{GS1} + V_{DS1} \rightarrow V_{OUT} = V_{VG}, \text{ oraz}$$

$$V_{DS1} = 0;$$

w rzeczywistych przypadkach

$$I_{LEAK} \neq 0 \text{ oraz } V_{GS1} \neq V_{GS2} \rightarrow V_{OUT} < V_{VG}, \text{ oraz } V_{DS1} > 0$$

ale tranzystor  $M_1$  jest spolaryzowany tak, żeby działał jako dioda, gwarantując szybką reakcję, gdy pojawia się sygnał ładunku, ale z równoważnym spadkiem napięcia ( $V_{DS1}$ ) zredukowanym do około 0 V w stanie ustalonym.

Wybór tranzystorów  $M_1$  i  $M_2$  powinien zapewniać

$$V_{THM1} \geq V_{THM2},$$

w przeciwnym przypadku sprzężenie zwrotne SCFET nie będzie działać optymalnie.

**[0042]** Kolejny przykład wykonania wzmacniacza CSA ujawniony w niniejszym dokumencie jest skonfigurowany do działania z sygnałami ładunku wejściowego elektronów i jest otrzymany przez przestawienie tranzystorów NMOS i PMOS na schematach pokazanych na Fig. 4B i 4B' oraz zmianę napięć zasilania i polaryzacji jak pokazano na Fig. 4C. Fig. 4C ilustruje przykład wykonania wzmacniacza CSA zrealizowanego z wykorzystaniem sieci obwodu SCFET połączonej w ścieżce sprzężenia zwrotnego wzmacniacza o wysokim współczynniku wzmocnienia w pętli otwartej, który działa z sygnałem ładunku wejściowego elektronów, zapewnia samodzielną zdolność całkowania sygnału ładunku wejściowego, nadaje się do kompensacji prądu  $I_{leak}$ , który wpływa do portu  $I_{IN}$ , i może być dalej rozwijany w implementacji zawierającej konfigurację równoważenia biegun-zero. Napięcia  $v_{g1}$  i  $v_{g2}$  mogą być połączone z dodatnimi szynami zasilającymi lub połączone z alternatywnymi poziomami napięcia, wliczając połączenie odpowiednich węzłów ze źródłami tranzystorów, odpowiednio,  $M_2$  i  $M_1$ . Jednak to ostatnie rozwiązanie nie zapewnia optymalnej wydajności wzmacniacza CSA, ponieważ nieliniowe pojemności złączowe połączenia podłoża (podstawy) z drenem w tranzystorach  $M_1$  lub  $M_2$  są dodawane do preferencyjnie liniowej pojemności  $C_f$ . Tranzystory  $M_1$ - $M_3$  mogą być urządzeniami z niskim, średnim lub wysokim progiem napięć, o różnych grubościach bramek w celu zoptymalizowania wydajności elektrycznej.

**[0043]** Fig. 4D ilustruje przykład wykonania operacyjnej konfiguracji sieci obwodów SCFET i sieci pojemnościowych, które działają z sygnałem ładunku wejściowego dziur, w którym sieci obwodów SCFET i sieci pojemnościowe są podzielone na sekcje, które mogą być włączane za pomocą przełączników we wzmacniaczu CSA, określając w ten sposób wartość współczynnika wzmocnienia zwielokrotnienia ładunku. Dodanie przełączników wyboru umożliwia dostosowanie wzmocnienia konwersji ładunek-napięcie, w przypadku stosowania w części całkowitej ładunek wzmacniacza CSA, przez wybranie całkowitej pojemności w ścieżce sprzężenia zwrotnego, oraz wzmocnienia zwielokrotnienia ładunku, w przypadku stosowania w części równoważenia biegun-zero wzmacniacza CSA, przez wybranie całkowitej pojemności i liczby ścieżek aktywnego sprzężenia zwrotnego wykorzystywanych równolegle.

[0044] Fig. 4E ilustruje przykład wykonania operacyjnej konfiguracji sieci obwodów SCFET i sieci pojemnościowych, który działa z sygnałem ładunku wejściowego elektronów, w którym sieci obwodów SCFET i sieci pojemnościowe są podzielone na sekcje, które mogą być włączane za pomocą przełączników w tym celu we wzmacniaczu CSA, określając w ten sposób wartość współczynnika wzmocnienia zwielokrotnienia ładunku. Dodanie przełączników wyboru umożliwia dostosowanie wzmocnienia konwersji ładunek-napięcie, w przypadku stosowania w części całkowitej ładunek wzmacniacza CSA, przez wybranie całkowitej pojemności w ścieżce sprzężenia zwrotnego, oraz wzmocnienia zwielokrotnienia ładunku, w przypadku stosowania w części równoważenia biegun-zero wzmacniacza CSA, przez wybranie całkowitej pojemności i liczby ścieżek aktywnego sprzężenia zwrotnego wykorzystywanych równolegle.

[0045] Ustawienie efektywnej liczby ścieżek aktywnego sprzężenia zwrotnego dla sieci obwodów pokazanych na Fig. 4D i Fig. 4E, które działają aktywnie, może być osiągnięte z wykorzystaniem dwóch różnych metod. Te dwie metody ze względów praktycznych są wykluczające, choć można je również mieszać stosując różne współczynniki powtarzania. W pierwszej metodzie każdy komponent mający parametr  $k$  w swojej nazwie, taki jak tranzystory  $M_{1,k}$  lub  $M_{2,k}$  lub odpowiednio przełączniki ze współczynnikiem zwielokrotnienia  $l$ , jest powtarzany  $k$  lub  $l$  razy i połączony równolegle ze złączonymi zaciskami, lub, w drugiej metodzie, grupy komponentów oznaczone linią przerywaną są powtarzane  $k$  lub  $l$  razy i grupy są połączone równolegle z zaciskami grup złączonymi ze sobą. Rozwiązanie mieszane może mieć komponenty wewnątrz grup oznaczonych liniami przerywanymi, oraz powtarzane z jednym współczynnikiem, a następnie grupa może być powtarzana z innym współczynnikiem lub zwielokrotnieniem.

[0046] Fig. 4F ilustruje przykład wykonania wzmacniacza CSA zrealizowanego z wykorzystaniem jednego kondensatora i dwóch sieci obwodów SCFET w ścieżce sprzężenia zwrotnego wzmacniacza o wysokim współczynniku wzmocnienia w pętli otwartej. Jedna sieć obwodu SCFET nadaje się do przetwarzania sygnału ładunku wejściowego dziur, a druga sieć obwodu SCFET nadaje się do przetwarzania sygnału ładunku wejściowego elektronów. Wzmacniacz CSA zapewnia samodzielną zdolność całkowania sygnału ładunku wejściowego wzmacniacza CSA. Każda sieć obwodu SCFET jest poprzedzona przełącznikami do kierowania sygnałów przez odpowiednią sieć obwodu SCFET. Wzmacniacz CSA według przykładu

wykonania pokazanego na Fig. 4F, przetwarza dwie polarnośći sygnałów ładunku zależnie od tego, która polarność sieci obwodu SCFET ma aktywowany swój przełącznik.

[0047] Fig. 4G ilustruje przykład wykonania wzmacniacza CSA wykorzystującego dwutranzystorową sieć obwodu SCFET połączoną w ścieżce sprzężenia zwrotnego wzmacniacza o wysokim współczynniku wzmocnienia w pętli otwartej, który działa z sygnałem ładunku wejściowego dziur, zapewnia samodzielną zdolność całkowania sygnału ładunku wejściowego, nadaje się do obsługi dużych sygnałów ze względu na wykorzystanie tranzystorów o różnych napięciach progowych w sieci obwodu SCFET, nadaje się do kompensacji prądu upływowego  $I_{\text{leak}}$ , który wpływa do portu  $I_{\text{N}}$ , i może być dalej rozwijany w implementacji zawierającej konfigurację równoważenia biegun-zero z napięciami między zaciskami zgodnie ze wskazaniem. Ten przykład wykonania wzmacniacza CSA skutecznie rozdziela łańcuch przetwarzania na ścieżki przetwarzania charakteryzujące się różnymi czułościami, takie jak ścieżka o wysokiej czułości (HSP) i ścieżka o niskiej czułości (LSP). Przykład wykonania wzmacniacza CSA pokazany na Fig. 4G stanowi rozwiązanie dla wzmacniacza CSA z częścią całkowania ładunku o małej pojemności i dużej rezystancji zastępczej, daną przez tranzystor  $M_1$ , połączoną w ścieżce sprzężenia zwrotnego dla pracy przy małym sygnale i unikającą wchodzenia w stan nasycenia dla pracy przy dużym sygnale, ponieważ dla dużych sygnałów rezystancja, tym razem zdominowana przez tranzystor  $M_1'$  połączony w ścieżce sprzężenia zwrotnego, jest zmniejszana ze względu na włączenie drugiego z kaskodowanych tranzystorów. Rezultat jest więc następujący:

$$\text{jeżeli } V_{TH_{M_1'}} > V_{TH_{M_1}} \text{ oraz } M_1' \text{ jest zaprojektowany z } \frac{W}{L}_{M_1'} > \frac{W}{L}_{M_1},$$

wtedy  $M_1$  pracuje do pewnego napięcia  $V_{OUT}$ ,

wtedy  $M_1'$  szybko się włącza z dodanym szumem (noise penalty) i kontynuuje pracę, zapobiegając w ten sposób nasyceniu.

[0048] Fig. 4H ilustruje przykład wykonania wzmacniacza CSA wykorzystującego dwutranzystorową sieć obwodu SCFET połączoną w ścieżce sprzężenia zwrotnego wzmacniacza

o wysokim współczynniku wzmocnienia w pętli otwartej, który działa z sygnałem ładunku wejściowego elektronów, zapewnia samodzielną zdolność całkowania sygnału ładunku wejściowego, nadaje się do obsługi dużych sygnałów ze względu na wykorzystanie tranzystorów o różnych napięciach progowych w sieci obwodu SCFET, nadaje się do kompensacji prądu upływowego  $I_{leak}$ , który wpływa do portu  $I_{IN}$ , i może być dalej rozwijany w implementacji zawierającej konfigurację równoważenia biegun-zero. Przykład wykonania pokazany na Fig. 4H jest otrzymany przez przestawienie tranzystorów NMOS i PMOS na schematach pokazanych na Fig. 4G, jak pokazano na Fig. 4H jako rezultat, oraz zmianę napięć zasilania i polaryzacji.

**[0049]** Fig. 5A ilustruje przykład wykonania wzmacniacza CSA zrealizowanego z wykorzystaniem sieci SCFET w części całkującej ładunek i w części równoważenia biegun-zero, który jest skonfigurowany do przetwarzania dziur i zapewnia mnożenie sygnału ładunku wejściowego przez współczynnik wzmocnienia  $n$ .

**[0050]** Fig. 5B ilustruje przykład wykonania wzmacniacza CSA ujawnionego w niniejszym dokumencie, zrealizowany z wykorzystaniem sieci SCFET w części całkującej ładunek i w części równoważenia biegun-zero, który jest skonfigurowany do przetwarzania elektronów, zapewniając mnożenie sygnału ładunku wejściowego przez współczynnik wzmocnienia  $n$ . Przykład wykonania pokazany na Fig. 5B jest otrzymany przez przestawienie tranzystorów NMOS i PMOS na schematach pokazanych na Fig. 4A, jak pokazano na Fig. 4B, oraz zmianę napięć zasilania i polaryzacji.

**[0051]** Ustawienie efektywnej liczby ścieżek sieci obwodów dla obwodów pokazanych na Fig. 5A, Fig. 5B, Fig. 6A, Fig. 7A, Fig. 7B, Fig. 8A, Fig. 8B, Fig. 8C i Fig. 8D, które działają aktywnie w części równoważenia biegun-zero wzmacniacza CSA, może być osiągnięte z wykorzystaniem dwóch różnych metod. Te dwie metody ze względów praktycznych są wykluczające, choć można je również mieszać stosując różne współczynniki powtarzania. W pierwszej metodzie każdy komponent mający parametr  $n$  pokazany obok swojego symbolu jest powtarzany  $n$  razy i połączony równolegle ze złączonymi zaciskami, lub, w drugiej metodzie, grupy komponentów oznaczone linią przerywaną z parametrem  $n$  pokazanym obok obszarów oznaczonych linią przerywaną, określających grupy, są powtarzane  $n$  razy oraz grupy są połączone

równolegle z zaciskami grup złączonymi ze sobą. Rozwiązanie mieszane może mieć komponenty wewnątrz grup oznaczonych liniami przerywanymi oraz powtarzane z jednym współczynnikiem innym niż lub równym współczynnikowi  $n$  oraz grupa może być powtarzana z innym współczynnikiem lub zwielokrotnieniem. Dla optymalnej pracy wzmacniacza CSA z równoważeniem biegun-zero preferowana jest druga metoda. Jednak w tym przykładzie wykonania, w którym konieczne jest zachowanie powierzchni układu scalonego, wybrana może być pierwsza metoda.

**[0052]** Schemat Krummenachera dla prądu upływowego  $I_{\text{leak}}$ , który wpływa do portu  $I_{\text{IN}}$  kompensacji wykorzystywany w układach ASIC odczytu pikseli nie spełnia kryteriów wykonalności biegun-zero. Wzmacniacz CSA ujawniony w niniejszym dokumencie realizuje  $n$ -krotne wzmocnienie ładunku. Wzmacniacz CSA wykorzystuje wstępne polaryzowanie sieci sprzężenia zwrotnego prądem spoczynkowym resetowania (RQI), ale ani ten prąd, ani zwielokrotniona wartość tego prądu nie są przenoszone do kolejnych stopni. Zamiast tego, tylko mała resztkowa wartość prądu wynikająca z niedopasowań może być przenoszona w zależności od obecności i stopnia tych niedopasowań. Zwielokrotniony prąd upływowy czujnika  $I_{\text{leak}}$ , który wpływa do portu  $I_{\text{IN}}$ , jest przenoszony do kolejnych stopni, co skutkuje pewnym przesunięciem linii bazowej, które jest korygowane razem z przesunięciem dyskryminatora z wykorzystaniem przetwornika DAC w trybie prądowym. Nie występuje napięcie odniesienia, takie jak  $V_{\text{RFB}}$  we wzmacniaczu CSA z CGF, do sterowania aktywnymi urządzeniami w ścieżce sprzężenia zwrotnego, a zatem w niepożądany sposób mogą następować przesłuchy wzmocnionych sygnałów i źródła tego napięcia odniesienia. Stałe czasowe bieguna i zera są kontrolowane za pomocą prądu RQI, który także zależy od wymiarów tranzystorów stosowanych w sieci obwodu SCFET i SCBJT, napięć progowych tych tranzystorów, a także od wewnętrznych parametrów tych tranzystorów. Tranzystory  $M_{a1}$ ,  $M_{b1}$ ,  $M_{a4}$  i  $M_{b4}$  pracują ze swoimi napięciami  $V_{\text{DS}}$  z wymuszonymi wyjątkowo małymi wartościami blisko ich napięć nasycenia przez tranzystory, odpowiednio,  $M_{a2}$ ,  $M_{b2}$ ,  $M_{a5}$  i  $M_{b5}$ . Ta cecha skutkuje minimalną różnicą napięcia (do kilkudziesięciu miliwoltów) między węzłami wejściowymi i wyjściowymi wzmacniacza o dużym wzmocnieniu w pętli otwartej, który może być wzmacniaczem operacyjnym (OpAmp) albo transkonduktancyjnym wzmacniaczem operacyjnym (OTA). To sprzyja symetrycznym wahaniom, które są zgodne ze stopniem typu opartego na inwerterze, z ponownym wykorzystaniem prądu polaryzacji,

wykorzystywanym jako wzmacniacz o dużym wzmocnieniu w pętli otwartej, w przeciwieństwie do buforowanej zagiętej kaskody (*folded-cascode*), która jest wykorzystywana w klasycznych i konwencjonalnych wzmacniaczach CSA. Te rozwiązania umożliwiają podwyższony poziom zgodności, który może być doprowadzony do równości, między napięciami węzła wejściowego i wyjściowego wzmacniacza CSA, ponieważ potencjały tych węzłów wynikają z różnic napięć bramka-źródło  $V_{GS}$  tranzystorów  $M_{a1}$ - $M_{b1}$ ,  $M_{a4}$ - $M_{b4}$  i  $M_{a2}$ - $M_{b2}$ ,  $M_{a5}$ - $M_{b5}$ , które są indywidualnie definiowane przez RQI. Istnieją dwie opcje realizacji części równoważenia biegun-zero. Pierwsza, która jest w rzeczywistości preferowana ze względu na uzyskanie dokładniejszej operacji zwielokrotnienia ładunku dla precyzji równoważenia biegun-zero, która obejmuje dodawanie w pełni odbitych lustrzanie części całkowitych ładunek wzmacniacza CSA połączonych równoległe z parametrem  $n$  jako współczynnikiem mnożnika połączenia równoległego, oraz druga, która zapewnia fizyczną realizację wzmacniacza CSA zajmującego mniej powierzchni układu scalonego, polegającą na dodaniu  $n$  pojedynczych tranzystorów połączonych równoległe z części całkowitej ładunek wzmacniacza CSA.

**[0053]** Przykład wykonania pokazany na Fig. 5A to wzmacniacz CSA, który realizuje  $n$ -krotne zwielokrotnienie ładunku, działa z sygnałem ładunku wejściowego dziur, kompensuje prąd upływowy  $I_{leak}$ , który wpływa do portu  $I_{IN}$ , i jest operacyjnie skonfigurowany z wykorzystaniem architektury równoważenia biegun-zero. Alternatywny przykład wykonania odpowiedni do pracy z elektronami jest otrzymany przez przestawienie tranzystorów NMOS i PMOS oraz zmianę napięć zasilania i polaryzacji, jak pokazano na Fig. 5B. Napięcia  $v_{g1}$  i/lub  $v_{g2}$  mogą być zwarte z masą, połączone z szyną zasilającą w przypadku przykładu wykonania przestawionego do obsługi sygnału ładunku wejściowego elektronów lub połączone z alternatywnym poziomem napięcia, wliczając połączenie odpowiednich węzłów w jednym lub obu tranzystorach ze źródłami tranzystorów, odpowiednio,  $M_{a2}$  -  $M_{a1}$  i  $M_{b2}$  -  $M_{b1}$ . Tranzystory  $M_{a1}$ - $M_{a3}$  i  $M_{b1}$ - $M_{b3}$  mogą być urządzeniami z niskim, średnim lub wysokim progiem napięcia, z różnymi grubościami bramki, w celu optymalizacji wydajności elektrycznej wzmacniacza CSA. Mogą być także wykorzystywane tranzystory mieszanych typów.

**[0054]** Fig. 6A ilustruje przykład wykonania wzmacniacza CSA zrealizowanego z wykorzystaniem sieci obwodu SCFET w części całkowitej ładunek i w części równoważenia

biegun-zero poprzedzonej przełącznikami, które wybierają do wykorzystania sieć obwodu SCFET odpowiednią dla dziur albo elektronów, który jest skonfigurowany do przetwarzania obu polarności sygnałów ładunku w zależności od tego, które przełączniki są zaprogramowane lub dynamicznie włączane, zapewniając w ten sposób mnożenie sygnału ładunku wejściowego przez współczynnik wzmocnienia  $n$ . Przetwarzanie polarności sygnału ładunku wejściowego jest zaprogramowane albo dynamicznie przełączane z wykorzystaniem przełączników polarności.

[0055] Fig. 6B ilustruje wzmacniacz OTA typu opartego na inwerterze CMOS (complementary metal-oxide semiconductor) z ponownym wykorzystaniem prądu polaryzacji i wzmocnieniem pętli otwartej zwiększonym przez aktywne kaskodowanie (A. Ballo, S. Pennisi, G. Scotti, “0.5 V CMOS Inverter-Based Transconductance Amplifier with Quiescent Current Control”, J. Low Power Electron. Appl. 2021, 11, 37; W. Bae, “CMOS Inverter as Analog Circuit: An Overview”, J. Low Power Electron. Appl. 2019, 9, 26). Tranzystory  $M_1$  i  $M_2$  są urządzeniami z grubą warstwą tlenku bremek, które minimalizują prądy upływowe bremek, które w innym przypadku byłyby nawet większe niż prąd upływowy czujnika  $I_{leak}$ , który wpływa do portu  $I_{IN}$ , w zależności od konkretnego procesu wytwarzania. Dodatkowe tranzystory są skonfigurowane do optymalizowania wahań i wzmocnienia pętli otwartej przez wykorzystanie przykładowo techniki zwiększenia wzmocnienia uzyskiwane przez wykorzystanie architektury aktywnej kaskody, co przekłada się na wysokie, przekraczające nawet 90 dB, wzmocnienie DC w pętli otwartej uzyskane ze wzmacniacza jednostopniowego, który jest także wewnętrznie stabilny. Nie występują żadne zakłócenia, które są zwykle wprowadzane przez wspólne połączenia, określające poziomy polaryzacji w klasycznym wzmacniaczu CSA opartym na topologii zagiętej kaskody (*folded cascode*). Wynika to z tego, że lokalne napięcie polaryzacji jest generowane dla stopni aktywnej kaskody, które są stosowane we wzmacniaczu OTA typu opartego na inwerterze CMOS wykorzystywanym we wzmacniaczu CSA ujawnionym w niniejszym dokumencie, a rzeczywisty prąd polaryzacji stopnia typu opartego na inwerterze jest określany przez zasilanie.

[0056] Jak pokazano na Fig. 7A, dwa lub większa liczba stopni może być kaskadowana w celu uzyskania większego zwielokrotnienia ładunku, w którym współczynnik wzmocnienia wynosi  $m \times n$  zapewniając zależność między prądem wyjściowym i prądem wejściowym  $I_{OUT} = m \times n \times I_{IN}$ . Każdy z kaskadowanych stopni stanowi indywidualny, w pełni funkcjonalny

wzmacniacz CSA z równoważeniem biegun-zero, zrealizowany z wykorzystaniem sieci obwodu SCFET w części całkującej ładunek i w części równoważenia biegun-zero obu stopni, która jest poprzedzona przełącznikami w obu stopniach. Ten przykład wykonania zapewnia więc dwustopniowy wzmacniacz ładunkowy nadający się do kompensacji prądu  $I_{leak}$ , który wpływa do portu  $I_N$ , operacyjnie skonfigurowany z wykorzystaniem architektury równoważenia biegun-zero, i zdolny do działania z dziurami albo elektronami. Napięcia  $v_{g1}$ ,  $v_{g2}$ ,  $v_{g3}$  i  $v_{g4}$  mogą być masą, szyną zasilającą lub innym poziomem napięcia, wliczając połączenie węzłów ze źródłami tranzystorów, odpowiednio,  $M_{a2} - M_{a1}$ ,  $M_{b2} - M_{b1}$  i  $M_{a5} - M_{a4}$ ,  $M_{b5} - M_{b4}$  i  $M_{c2} - M_{c1}$ ,  $M_{d2} - M_{d1}$  i  $M_{c5} - M_{c4}$ , i  $M_{d5} - M_{d4}$ , lub mieszanie rzeczywistych połączeń. Tranzystory  $M_{a1}-M_{a6}$ ,  $M_{b1}-M_{b6}$ ,  $M_{c1}-M_{c6}$  i  $M_{d1}-M_{d6}$  mogą być urządzeniami z niskim, średnim lub wysokim progiem napięcia, z różnymi grubościami bramek, w celu zoptymalizowania wydajności elektrycznej wzmacniacza CSA. Polarności kolejnych stopni są wybierane przez uwzględnienie charakteru każdego stopnia, rozpoczynając od polarności sygnału ładunku na wejściu kaskady. Wybór przetwarzanej polarności zależy od tego, które przełączniki są zaprogramowane lub dynamicznie włączone. Wzmacniacze ładunkowe zawierają także obwody do testowego wstrzykiwania ładunku po stronie wejścia, które ma być podłączone do kanału czujnika półprzewodnikowego.

**[0057]** Jak pokazano na Fig. 7B, łańcuch przetwarzania wzmacniacza CSA operacyjnie skonfigurowany w równoważeniu biegun-zero może być rozdzielony na ścieżki o różnych czułościach, jak pokazano na Fig. 7B, na ścieżkę o wysokiej czułości (HSP) oraz ścieżkę o niskiej czułości (LSP) oraz filtry kształtujące o różnych stałych czasowych kształtowania mogą być stosowane w rozdzielonych ścieżkach, nawet jeżeli charakteryzują się taką samą czułością. W ścieżce o wysokiej czułości dwa lub większa liczba stopni może być kaskadowana w celu uzyskania większego zwielokrotnienia ładunku, w którym to przypadku, jak pokazano na Fig. 7B, współczynnik wzmocnienia wynosi  $m \times n$ , zapewniając zależność między prądem wyjściowym i prądem wejściowym  $I_{OUT} = m \times n \times I_{IN}$ . W ścieżce o niskiej czułości może być wykorzystywany tylko jeden stopień w celu uzyskania mniejszego zwielokrotnienia ładunku, w którym to przypadku, jak pokazano na fig. 7B, współczynnik wzmocnienia wynosi  $p$ , zapewniając zależność między prądem wyjściowym i prądem wejściowym  $I_{OUT} = p \times I_{IN}$ . W przykładzie wykonania pokazanym na Fig. 7B, rozdzielenie na dwie ścieżki przetwarzania o różnych czułościach charakteryzuje się tym, że obie ścieżki są zrealizowane z wykorzystaniem sieci obwodów SCFET

w całkowaniu ładunku i równoważeniu biegun-zero obu ścieżek i obu stopni oraz sieć obwodu SCFET jest poprzedzona przełącznikami w obu ścieżkach i w obu stopniach, co jest odpowiednie do kompensowania prądu  $I_{leak}$ , który wpływa do portu  $I_{IN}$ . Przykład wykonania pokazany na Fig. 7B jest zdolny do działania z dziurami albo elektronami w zależności od tego, które przełączniki są zaprogramowane lub dynamicznie włączane i zapewnia mnożenie sygnału ładunku wejściowego przez współczynnik wzmocnienia  $n \times m$  dla ścieżki o wysokiej czułości oraz  $p$  dla ścieżki o niskiej czułości, wiedząc, że pierwszy stopień wzmacniacza CSA, realizujący całkowanie wejściowego sygnału ładunku, jest wspólny dla obu ścieżek o różnych czułościach. Przykład wykonania pokazany na Fig. 7B zawiera sieci obwodów SCFET, w których wykorzystywane są dwa kaskodowane tranzystory, aby możliwa była obsługa większych sygnałów wejściowych, pozwalając zwykle na objęcie dwóch rzędów wielkości poziomów sygnału ładunku wejściowego, np. od 2 keV do 200 keV w pojedynczym wzmacniaczu ładunkowym.

**[0058]** Fig. 8A ilustruje przykład wykonania wzmacniacza CSA zrealizowanego z wykorzystaniem sieci obwodu SCFET w części całkowującej ładunek i w części równoważenia biegun-zero, z pojedynczym źródłem prądowym zasilającym sieci obwodów SCFET w części całkowującej ładunek oraz połączonym równolegle w części realizującej równoważenie biegun-zero, zapewniającej mnożenie sygnału ładunku wejściowego przez współczynnik wzmocnienia  $n$ . Przykład wykonania pokazany na fig. 8A nadaje się do przetwarzania sygnału ładunku wejściowego dziur, a Fig. 8B ilustruje przykład wykonania wzmacniacza CSA z jednym źródłem prądowym dla przetwarzania sygnałów ładunku wejściowego elektronów.

**[0059]** Fig. 8C ilustruje przykład wykonania wzmacniacza CSA zrealizowanego z wykorzystaniem sieci obwodu z własnym kaskodowaniem w części całkowującej ładunek i w części równoważenia biegun-zero, który jest skonfigurowany do przetwarzania sygnału ładunku wejściowego elektronów, oraz jest zrealizowany z użyciem tranzystora bipolarnego (BJT) zamiast tranzystora polowego, i tworzącego sieć obwodu tranzystora bipolarnego z własnym kaskodowaniem (SCBJT), jako kaskodowany tranzystor w ścieżce sprzężenia zwrotnego do przetwarzania sygnału ładunku wejściowego dziur. Fig. 8D ilustruje przykład wykonania wzmacniacza CSA z tranzystorem BJT w ścieżce sprzężenia zwrotnego do przetwarzania sygnałów ładunku wejściowego elektronów. Sieć obwodu SCBJT różni się typem tranzystorów

BJT wymaganych do przetwarzania sygnałów ładunku wejściowego dziur i elektronów. Tranzystor NPN BJT oraz tranzystor PNP BJT wykorzystywany jest, odpowiednio, w pierwszym i drugim przypadku.

**[0060]** Realizacje przykładów wykonania wzmacniacza CSA pokazane na Fig. 8A-D zależą od cech procesu wytwarzania, które obejmują parametry tranzystorów MOSFET (metal oxide semiconductor field effect), takie napięcie progowe, grubość warstwy tlenku bramki i typ tranzystora złączowego, lub parametry tranzystorów bipolarnych (BJT) i heterozłączowych tranzystorów bipolarnych (HBT). Dwie konfiguracje, z jednym źródłem prądowym dla przetwarzania sygnałów ładunku wejściowego dziur lub elektronów, są zależne zwłaszcza od dopasowania napięcia progowego tranzystorów  $M_{a1}$ - $M_{b1}$  i  $M_{a4}$ - $M_{b4}$ , co stanowi trudność w procesach CMOS. Trudność związana z dopasowaniem napięcia progowego nie występuje w realizacjach BJT, a zatem zastąpienie tranzystorów  $M_{a1}$ - $M_{b1}$  i  $M_{a4}$ - $M_{b4}$  tranzystorami  $Q_{a1}$ - $Q_{b1}$  i  $Q_{a4}$ - $Q_{b4}$  zwiększa dokładność równoważenia biegun-zero. Dodatkowo, przykłady wykonania z tranzystorami  $Q_{a1}$ - $Q_{b1}$  i  $Q_{a4}$ - $Q_{b4}$  mogą mieć skonfigurowane jedno źródło prądowe, jak pokazano dla ich odpowiedników FET.

**[0061]** Fig. 9A-B przedstawiają przykłady wykonania filtru kształtującego 3. i 5. rzędu z jednym rzeczywistym biegunem i jedną, w przypadku filtru 3. rzędu, oraz dwiema, w przypadku filtru 5. rzędu, parami sprzężonych biegunów zespolonych w funkcji transmitancji operatorowej, mającego semi-gaussowską odpowiedź impulsową w dziedzinie czasu z możliwością regulacji linii bazowej uzyskanej za pomocą przetwornika cyfrowo-analogowego z wyjściem prądowym, który wprowadza zaprogramowany prąd do wewnętrznego węzła obwodu stanowiącego filtr kształtujący. Fig. 9A ilustruje zwłaszcza semi-gaussowski filtr kształtujący trzeciego rzędu z jednym rzeczywistym biegunem i jedną parą sprzężonych biegunów zespolonych. Pojemność  $C_c$  jest pojemnością sprzężenia dla końcowego stopnia wzmacniacza CSA, który nie jest pokazany na Fig. 9A. Typowe wartości komponentów i prądu powiązane z filtrem kształtującym przedstawiono poniżej.

$$R_{pr} = 571,6 \text{ k}\Omega$$

$$C_{pr} = 304 \text{ fF}$$

$$R_{pc11} = 183,2 \text{ k}\Omega / 7 = 26,17 \text{ k}\Omega$$

$$C_{pc11} = 4,52 \text{ pF}$$

$$R_{pc12} = 183,2 \text{ k}\Omega$$

$$C_{pc12} = 304 \text{ pF} / 2 = 152 \text{ pF}$$

$$R_{pc13} = 183,2 \text{ k}\Omega$$

Prąd przetwornika DAC = +250 nA (dla kontrolowania linii bazowej) + 1uA (dla przełączania linii bazowej w celu dostosowania do dodatniej lub ujemnej polarności wahań sygnału). Prąd przetwornika DAC jest wstrzykiwany do węzła d w celu uniknięcia dodatkowego szumu równoległego, który zostałby dodany, gdyby prąd przetwornika DAC został wstrzyknięty do węzła a. Wartości rezystorów i kondensatorów dają w rezultacie filtr kształtujący, którego odpowiedź impulsowa osiąga szczyt przy 300 ns.

**[0062]** Funkcja transmitancji operatorowej obwodu filtru kształtującego pokazanego na Fig. 9A jest przedstawiona za pomocą poniższego równania.

$$H_t(s) = \frac{1}{s} \frac{-sC_c R_{pr}}{sC_{pr}R_{pr} + 1} \frac{1}{s^2 C_{pc11} C_{pc12} R_{pc12} R_{pc13} + sC_{pc12} R_{pc12} \left(1 + \frac{R_{pc13}}{R_{pc11}} + \frac{R_{pc13}}{R_{pc12}}\right) + 1}$$

$$= \frac{-sC_c R_{pr}}{sC_{pr}R_{pr} + 1} \frac{-A_v}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{s}{\omega_0 Q} + 1}$$

**[0063]** Fig. 9B ilustruje semi-gaussowski filtr kształtujący piątego rzędu z jednym rzeczywistym biegunem i dwiema parami sprzężonych biegunów zespolonych. Prąd przetwornika DAC jest wstrzykiwany do węzła d w celu uniknięcia dodatkowego szumu równoległego, który zostałby dodany, gdyby prąd przetwornika DAC został wstrzyknięty do węzła a. Względnie duża wartość  $R_{pc12}$  umożliwi wydajne przesunięcia napięcia linii bazowej z wykorzystaniem małego prądu przez przetwornik DAC w celu zminimalizowania zużycia energii.

**[0064]** Fig. 10 przedstawia 8-bitowy przetwornik cyfrowo-analogowy DAC z wyjściem prądowym dostarczający prąd do regulacji linii bazowej filtru kształtującego z 8 bitami sterowania i zachodzącymi na siebie 4-bitowymi sekcjami, oraz przesuwał linię bazową o 1 dodatkowy

bit blisko szyny dodatniej albo blisko szyny ujemnej, aby uwzględnić ujemne lub dodatnie wahania sygnałów wyjściowych filtru kształtującego. Przetwornik DAC zapewnia efektywną regulację o 7,5-bitowej dokładności prądu wyjściowego dla zmniejszania progu dyskryminatora oraz 1-bitową regulację znacznego skoku, równą pełnemu zakresowi wahań sygnału, dla wyboru polarności przetwarzanego sygnału. Występują dwa bloki DAC z sekcjami:  $1/9 I_{IN}$ ,  $2/9 I_{IN}$ ,  $4/9 I_{IN}$ ,  $8/9 I_{IN}$  oraz  $3/2 I_{IN}$ ,  $6/2 I_{IN}$ ,  $12/2 I_{IN}$ ,  $24/2 I_{IN}$  dla całkowitego zakresu przedstawionego poniżej.

$$I_{OUT} \in (0 \times I_{IN}, 24,16 \times I_{IN})$$

Dwie sekcje zachodzą na siebie, aby zapewnić brak odstępu między kodami  $> 1,5 \text{ LSB}$  ( $1/6 \times I_{IN}$ ), co skutkuje 0,5-bitowym zachodzeniem sekcji, prowadząc do tego, że nie dochodzi do nagłych skoków przy wystąpieniu niedopasowania.  $I_{OUT}$  jest podzielony przez cztery przed doprowadzeniem do filtru kształtującego dla obniżenia linii bazowej. Tranzystory z grubą warstwą tlenku bramki są wykorzystywane dla luster prądowych dla małych prądów upływowych, a tranzystory z cienką warstwą tlenku bramki są wykorzystywane dla przełączników w celu uniknięcia konieczności translacji poziomów logicznych bitów sterujących, ponieważ tranzystory z grubą warstwą tlenku bramki wymagają dużych napięć sterujących. W stanie wyłączenia następuje jednak powrót prądów przetwornika DAC do masy lub szyn zasilania, zatem przełączniki są utrzymywane w granicach napięć znamionowych odpowiednich dla pracy tranzystorów z grubą warstwą tlenku bramki. Przetwornik DAC zapewnia dwa ustawienia przez wybranie włączenia lub wyłączenia z wykorzystaniem jednego bitu w celu umożliwienia znacznych przesunięć linii bazowej, która znajdują się blisko masy lub szyn zasilania, aby zmaksymalizować margines napięcia dla dodatnich i ujemnych wahań sygnału wyjściowego filtru kształtującego przez dodanie lub odjęcie  $I_{OUTPOL}$ .  $I_{OUTPOL}$  to  $I_{INPOL}$  podzielony przez cztery, oraz w celu uzyskania symetrii przesunięcia,  $I_{INPOL}$  jest większy dla ustawienia dodatniej polarności niż dla ujemnej polarności.

**[0065]** Fig. 11A przedstawia obwód testowy do wstrzykiwania ładunku, zrealizowany w oparciu o przełączanie pojemności wstrzykiwania ładunku między dwoma regulowanymi napięciami. Obwód testowy do wstrzykiwania ładunku obejmuje pojemność wstrzykiwania ładunku z jedną elektrodą połączoną z węzłem wzmacniacza CSA i drugą elektrodą przełączaną

między dwoma potencjałami. Jeden zacisk pojemności wstrzykiwania ładunku jest połączony z wejściem wzmacniacza CSA, a druga elektroda jest przełączana między dwiema liniami (P. Gryboś, et al., “RX64DTH – a fully integrated 64-channel ASIC for a digital X-ray imaging system with energy window selection“, IEEE Trans. Nucl. Sci vol. 52, no.4, 2005, p. 839-846) lub węzłami na różnych potencjałach (jeden może stanowić masa lub zasilanie). Alternatywnie, oba mogą być generowane za pomocą rezystora, który przenosi prąd (R. Szczygieł, et al., “A prototype pixel readout IC for high count rate X-ray imaging systems in 90 nm CMOS technology“, IEEE Trans. Nucl. Sci vol. 57, no.3, 2010, p. 1164-1174). Wada tego obwodu do wstrzykiwania ładunku polega na tym, że wstrzykiwane są zawsze dwie polarnośći, przy czym jedna polarność jest pożądana, a druga polarność jest niepożądana, powodując często nasycenie wzmacniacza CSA podczas powrotu do stanu początkowego.

**[0066]** Fig. 11B przedstawia alternatywny obwód do wstrzykiwania ładunku z wykorzystaniem potencjału DC wirtualnej masy wzmacniacza CSA jako jednego poziomu napięcia oraz jednego regulowanego poziomu napięcia dla wstrzykiwania ładunku w zakresie pojemności wstrzykiwania. W alternatywnym obwodzie do wstrzykiwania ładunku, tylko jedna linia polaryzacji jest poprowadzona z generatora polaryzacji, a drugi potencjał jest definiowany przez potencjał wirtualnej masy ( $V_G$ ) wejścia wzmacniacza CSA, zmniejszając w ten sposób ryzyko interferencji i przesłuchów. Wstrzykiwany jest ładunek o tylko jednej polarnośći. Polarność jest dodatnia, gdy  $V_{inj} > V_{VG}$ , oraz ujemna, gdy  $V_{inj} < V_{VG}$ . Ponowne ustawienie (re-arming) skutkuje nieznacznym wstrzykiwaniem ładunku kanału, które nie jest kompensowane w bramce transmisyjnej.

**[0067]** Fig. 12 ilustruje obwód dyskryminatora z wyborem polarnośći przetwarzanego sygnału skutkujący unipolarnym wyjściem dyskryminatora. Dyskryminator jest zrealizowany z wykorzystaniem pojedynczej pary różnicowej w celu uniknięcia dwóch przesunięć, tj. jednego przesunięcia dla sekcji n i jednego przesunięcia dla sekcji p pary różnicowej, które w przeciwnym przypadku by wystąpiły, gdyby wykorzystano komplementarną strukturę pary różnicowej. Pojedyncza para różnicowa może być stosowana, ponieważ zasilanie filtru kształtującego wynosi nominalnie 1,5 V, zaś zasilanie dyskryminatora oraz zasilanie detektora ekstremum wynoszą nominalnie 2,0 V. Kombinacja dwóch bloków, tj. dyskryminatora i detektora czasu wystąpienia

ekstremum (*time-of-extremum detector*), wykorzystuje około  $15 \mu\text{A}$  przy  $2,0 \text{ V}$  oraz nieznaczny prąd przy  $1,2 \text{ V}$ .

**[0068]** Na Fig. 12,  $v_{\text{dda}} = 2,0 \text{ V}$ ,  $v_{\text{dda}_1.2\text{V}} = 1,2 \text{ V}$ , a filtr kształtujący jest zasilany napięciem  $1,5 \text{ V}$ . Różnicowa para tranzystorów  $M_{a1}$ - $M_{a2}$  z tranzystorami kaskodowymi  $M_{a3}$ - $M_{a4}$  i asymetrycznym obciążeniem, z wykorzystaniem tranzystorów kaskodowych  $M_{a6}$ - $M_{a7}$  i  $M_{a8}$ - $M_{a9}$ , tworzą wejściowy stopień dyskryminatora. Bramki tranzystorów  $M_{a3}$ - $M_{a4}$  są dynamicznie polaryzowane z wykorzystaniem tranzystora  $M_{a5}$  połączonego w diodę w celu uniknięcia spadku napięć dren-źródło tranzystorów  $M_{a1}$ - $M_{a2}$ , tj. wychodzenia tranzystorów  $M_{a1}$ - $M_{a2}$  ze stanu nasycenia, dla małego wspólnego sygnału  $(V_n+V_p)/2$  i w celu maksymalizowania wahań wyjściowych stopnia różnicowego. Szybkość dyskryminatora jest uzyskiwana z wykorzystaniem dwustopniowej konstrukcji, która zapobiega nasyceniu węzła wyjściowego stopnia różnicowego za pomocą dwóch ograniczeń napięciowych (*voltage clamps*), które obejmują zapobieganie, z wykorzystaniem tranzystora  $M_{a10}$ , osiągnięciu zbyt wysokiej wartości przez dyskryminator, co spowodowałoby przejście tranzystora  $M_{a4}$  w zakres liniowy oraz zapobieganie, za pomocą tranzystorów  $M_{a14}$ - $M_{a15}$  i rezystora  $R_1$ , osiągnięciu zbyt niskiej wartości przez dyskryminator, co spowodowałoby przejście tranzystorów  $M_{a8}$ - $M_{a9}$  w stan wyłączenia. Drugi stopień, który obejmuje tranzystory  $M_{a17}$ - $M_{c3}$ - $M_{a16}$ , jest zaprojektowany do maksymalizowania szybkości przejścia, gdy sygnał wejściowy wzrasta ponad próg.  $V_{\text{OUT}}$  stanowi stan wysoki (tzn. ograniczony do  $1,2 \text{ V}$  z wykorzystaniem tranzystora  $M_{a16}$ ) i obniża się do stanu niskiego przez włączenie tranzystora  $M_{a17}$ . Prąd tranzystora  $M_{a17}$  może być wielokrotnie większy niż stały prąd tranzystora  $M_{c3}$ . Inwerter  $M_{a18}$ - $M_{a19}$  generuje sygnał wyjściowy o jakości cyfrowej. Wybór polarności sygnału wejściowego pozwala na optymalną pracę dyskryminatora przy pracy z narastającym zboczem. Dyskryminator jest optymalizowany w szczególności w celu uzyskania najszybszego przejścia dla jednego kierunku przekroczenia progu przez sygnał wejściowy. Odpowiedź dyskryminatora jest unipolarna niezależnie od wybranej polarności, co sprawia, że obwody występujące za dyskryminatorem są niewrażliwe na rzeczywistą polarność wejściowego sygnału ładunku doprowadzanego do wzmacniacza CSA.

**[0069]** Fig. 13A ilustruje detektor czasu wystąpienia ekstremum (*time-of-extremum detector*) (ToED) obejmujący wybór polarności przetwarzanego sygnału, który dostarcza

unipolarny strobujący sygnał wyjściowy, który jest wyprowadzany, gdy przetwarzany sygnał osiąga swoje ekstremum, tzn. odpowiednio swoje minimum lub maksimum. Detektor czasu wystąpienia ekstremum (*time-of-extremum detector*) zawiera pojedynczą parę różnicową w celu uniknięcia dwóch przesunięć, tj. jednego dla sekcji n i jednego dla sekcji p, jak w przypadku dyskryminatora przy zastosowaniu dwóch par różnicowych. Detektor ToED jako swoje wejście wykorzystuje wyjście filtra kształtującego. Detektor ToED pracuje w trybie asymetrycznym (single-ended). Początkowo detektor ToED jest w trybie śledzenia, działając w konfiguracji podążającej za wyjściem filtra kształtującego, a następnie detektor ToED przełącza się między trybami śledzenia i wykrywania ekstremum przez dyskryminator, gdy ten ostatni zostanie wyzwolony. Na Fig. 13A,  $v_{dda} = 2,0 \text{ V}$ ,  $v_{dda\_1.2V} = 1,2 \text{ V}$ , a filtr kształtujący jest zasilany napięciem 1,5 V. Detektor ToED obejmuje (1) transkonduktancyjny wzmacniacz operacyjny (OTA) z przełączalnym dodatnim sprzężeniem zwrotnym i drugi stopień, który umożliwia śledzenie sygnału wejściowego w obu kierunkach oraz w jednym kierunku po uruchomieniu detektora ToED przez dyskryminator, oraz (2) zatrask wyjściowy, który zachowuje rezultat znalezienia ekstremum sygnału po wykryciu przekroczenia progu przez dyskryminator. Wyjście dyskryminatora jest zapamiętywane („zatraskiwane”), gdy zbocze narastające sygnału wyjściowego układu kształtującego przekracza próg i ten zapamiętany stan dyskryminatora (LATCH) jest wykorzystywany do przełączania detektora ToED z trybu pełnego śledzenia sygnału wyjściowego z filtra kształtującego do trybu, w którym śledzenie może być uzyskane tylko w jednym kierunku, którym jest narastanie lub opadanie w zależności od wybranej polarności.

**[0070]** Detektor ToED jest dwustopniowym wzmacniaczem OTA, który jest połączony w konfiguracji nadążającej, w której źródła prądowe, zawierające tranzystory  $M_{17}$ ,  $M_{18}$ ,  $M_{19}$ , są wykorzystywane dla dodatniej polarności, a tranzystory  $M_{110}$ ,  $M_{111}$ ,  $M_{112}$  są wykorzystywane dla ujemnej polarności, umożliwiając początkowe śledzenie sygnału wejściowego przez sygnał wyjściowy. Te tranzystory są wyłączane po wykryciu przez dyskryminator przekroczenia progu przez sygnał filtra kształtującego, co prowadzi do tego, że stopień różnicowy detektora ToED przełącza się do komparatora, który porównuje napięcie na pojemności  $M_{ii}$  MOS z sygnałem wyjściowym z filtra kształtującego i w konsekwencji aktywuje flagę znalezienia ekstremum (EXT/EXTB).

[0071] Wzmacniacz OTA jest realizowany z wykorzystaniem różnicowej pary tranzystorów  $M_{d1}$ - $M_{d2}$ , asymetrycznych tranzystorów obciążeniowych  $M_{f1}$ - $M_{f2}$  i tranzystora końcowego źródła prądowego,  $M_{c1}$ . Tranzystory 1,2 V (cienka warstwa tlenku bramki)  $M_{d1}$ - $M_{d2}$  w parze różnicowej są chronione przed narażeniem na warunki nadmiernego napięcia, a dren tranzystora  $M_{d1}$  jest chroniony przez tranzystor  $M_{l7}$ , który jest częścią zatrzasku, zatem dren tranzystora  $M_{d1}$  nie może dryfować do masy, gdy znalezione zostanie ekstremum, zaś dren tranzystora  $M_{d2}$  jest chroniony automatycznie przez tranzystor  $M_{f10}$ , który działa również jako kaskoda, kierując sygnał do drugiego stopnia detektora ToED. Tranzystor  $M_{p1}$  działa w sposób ciągły, a tranzystor  $M_{l7}$  stanowi część zatrzasku. Ponieważ strona pary różnicowej, która zawiera tranzystor  $M_{d1}$  nie może ulec nasyceniu ze względu na obciążenie połączone jako dioda, strona tranzystora  $M_{d2}$  jest chroniona przed nasyceniem przez tranzystor ograniczający  $M_{p1}$ , który włącza się, gdy dren tranzystora  $M_{d2}$  przekracza próg napięcia. Tranzystor  $M_{p1}$  jest jednym z kilku tranzystorów, które są oznaczone na Fig. 12A jako „hvt”, co oznacza, że ich napięcie progowe jest wyższe niż innych tranzystorów, które są tranzystorami o normalnym progu, znanymi także jako tranzystory o nominalnym napięciu progowym i tranzystory o niskim napięciu progowym.

[0072] Wybranie dodatniej lub ujemnej polarności umożliwia wykrywanie, odpowiednio, maksimum albo minimum sygnału wejściowego. W przypadku wyboru dodatniej polarności, pojemność MOS  $M_{ii}$  jest ładowana bezpośrednio przez tranzystor  $M_{t1}$ , natomiast kierunek przepływu prądu jest odwracany przez lustro prądowe  $M_{t5}$ - $M_{t6}$  w przypadku wyboru ujemnej polarności i wtedy prąd rozładowuje pojemność MOS  $M_{ii}$ . Detekcja ekstremum sygnału uruchamia obwody próbująco-pamiętające, które próbują wyjście prądowe filtru kształtującego w pikselu centralnym i wyjścia filtrów kształtujących z sąsiadów, jeżeli detektor ToED jest skonfigurowany w trybie, który przetwarza sąsiadów. Jeżeli nie, to próbkowane jest tylko wyjście filtru kształtującego z piksela centralnego. Próbkowany sygnał jest zachowywany dla późniejszego dostępu i odczytu. Piksel centralny określany jest jako piksel, z którego wzmacniacz CSA jest połączony z dyskriminatorem i detektorem ToED, oraz z którego dyskriminator wyzwala detektor ToED w celu przełączenia z trybu śledzenia na tryb wykrywania ekstremum. Sąsiednie piksele dostarczają sygnał wyjściowy swoich układów kształtujących w celu próbkowania, a następnie detektor ToED z pikseli centralnych wykrywa maksimum lub minimum w zależności od ustawienia polarności.

**[0073]** Gdy sygnał wyjściowy filtra kształtującego osiągnie swoje ekstremum, którym jest maksimum lub minimum w zależności od wyboru polarności, napięcie po stronie drenu tranzystora  $M_{d2}$  zaczyna rosnąć, co prowadzi do odcięcia kaskody  $M_{f10}$  i zmniejszenia prądu płynącego przez tranzystor  $M_{t1}$ . Ten proces jest przyspieszany przez dodatnie sprzężenie zwrotne, które włącza się, gdy napięcie drenu tranzystora  $M_{d2}$  wzrośnie powyżej progu.

**[0074]** Tranzystory  $M_{f7}$ ,  $M_{f8}$  i  $M_{f9}$ , które są tranzystorami z napięciami progowymi  $V_{TH}$ , które są odpowiednio niskim napięciem progowym, wysokim napięciem progowym i wysokim napięciem progowym, z grubą warstwą tlenku bramki, zapewniają dodatnie sprzężenie zwrotne, gdy tranzystor  $M_{f3}$  jest włączony, co następuje, gdy dyskryminator przekracza próg. Tranzystor  $M_{f7}$  jest połączony szeregowo z tranzystorem  $M_{f1}$  połączonym jako dioda, który jest tranzystorem o wysokim napięciu progowym, w celu dostrojenia poziomu, przy którym włącza się dodatnie sprzężenie zwrotne. Siła dodatniego sprzężenia zwrotnego i poziom, przy którym włącza się dodatnie sprzężenie zwrotne są wybierane z wykorzystaniem tranzystorów przełączających  $M_{f4}$ ,  $M_{f5}$ ,  $M_{f6}$ , które reprezentują odpowiednio bity  $f1$ ,  $f2$ ,  $f3$ , w połączeniu z tranzystorami  $M_{c6}$  i  $M_{c7}$ , które reprezentują odpowiednio bity  $f4b$  i  $f5b$ . Włączanie tranzystorów  $M_{c6}$  i  $M_{c7}$  skutkuje wprowadzeniem dodatkowego prądu z tranzystorów  $M_{c4}$  i  $M_{c5}$  do prądu znamionowego tranzystora  $M_{c3}$  źródła prądowego, co skutkuje obniżeniem potencjału źródła tranzystora  $M_{f10}$ , a zatem przesunięciem punktu, w którym włącza się dodatnie sprzężenie zwrotne i umożliwieniem kontroli tego punktu z wykorzystaniem kombinacji bitów  $f1$ ,  $f2$ ,  $f3$ ,  $f4b$  i  $f5b$ .

**[0075]** Stabilność detektora ToED jest zapewniona przez tranzystor  $M_{cc}$ , który jest skonfigurowany jako kondensator MOS. Ten tranzystor  $M_{cc}$  wspomaga również szybkość detektora ToED po tym, jak włączy się dodatnie sprzężenie zwrotne, podając skokowy sygnał do przodu. Ponadto rezystor  $R1$ , który jest połączony szeregowo z pojemnością MOS  $M_{ii}$ , jest wykorzystywany do poprawy odpowiedzi częstotliwościowej detektora ToED przez tworzenie zera z pojemnością MOS  $M_{ii}$  w funkcji transmitancji operatorowej detektora ToED.

**[0076]** Detektor ToED obejmuje zatrask mający dwa stopnie odwracające wzajemnie połączone parą różnicową. Pierwszy inwerter w zatrasku, który zawiera tranzystory  $M_{12}$ - $M_{13}$ , nie jest aktywny i jego wyjście ma wymuszony wysoki stan logiczny do momentu, aż dyskryminator

wykryje przekroczenie poziomu progowego przez sygnał wyjściowy układu kształtującego. Tranzystory przełączające  $M_{14}$  i  $M_{11}$  następnie aktywują inwerter. Drugi inwerter w zatrasku, który zawiera tranzystory  $M_{15}$ - $M_{16}$ , generuje sygnał wyjściowy o jakości cyfrowej detektora ToED i wyłącza tranzystor  $M_{17}$ , co powoduje spadek drenu tranzystora  $M_{f1}$  do masy. To dodatkowo przyspiesza odpowiedź detektora ToED i blokuje stan detektora ToED do momentu zresetowania zablokowanego dyskryminatora.

**[0077]** Fig. 13B przedstawia obwód logiczny dla detektora ToED, który poleca obwodowi próbująco-pamiętającemu, gdy osiągnięte zostanie ekstremum przetwarzanego sygnału (sygnał wyjściowy filtru kształtującego), aby go próbował i zachował tę próbkę sygnału, oraz łączy się z systemem odczytu, sygnalizując, kiedy próbkowany sygnał jest gotowy do pobrania przez układ odczytu. Obwód logiczny dla detektora ToED zapewnia współdziałanie między domenami zasilania,  $v_{dd} = 2,0\text{ V}$  i  $v_{dd\_1.2V} = 1,2\text{ V}$ . Sygnały cyfrowe, zawierające bity konfiguracyjne, są wykorzystywane w domenie  $1,2\text{ V}$  do redukcji zasobów obwodowych. Detektor ToED łączy się z obwodem próbująco-pamiętającym (S/H) i układem odczytu, realizując w ten sposób protokół odczytu. W tym celu wykorzystywana jest logika wewnątrzpixelowa (*in-pixel logic*), której nie pokazano, która łączy się z tym układem realizującym protokół odczytu. Detektor ToED ustawia flagę, która jest dostarczana jako żądanie odczytu do systemu odczytu przez logikę wewnątrzpixelową po wykryciu przez detektor ToED maksimum lub minimum sygnału.

**[0078]** Zablokowana flaga dyskryminatora (nie pokazano zatrasku, który realizuje blokowanie („zatraskiwanie”) flagi dyskryminatora), która oznacza, że sygnał wyjściowy z filtru kształtującego jest powyżej progu, jest dostarczana jako sygnał EXT\_RES / EXT\_RESB do logiki detektora ToED, gdzie podlega przesunięciu poziomemu i jest wykorzystywana do aktywacji znajdowania minimum albo maksimum sygnału wyjściowego układu kształtującego, w oparciu o wybór polarności kierowany przez multiplexer jako część logiki detektora ToED. W zależności od wybranej polarności, EXT\_RES albo EXT\_RESB przełącza detektor ToED z trybu śledzenia na tryb znajdowania ekstremum. W tym samym czasie, zablokowana flaga dyskryminatora jest dostarczana bezpośrednio do detektora ToED w celu nastawienia jego wyjściowego zatrasku, powodując, że detektor ToED czeka, aż znalezione zostanie ekstremum. Wyjście detektora ToED EXT / EXTB ma podniesiony poziom, aby umożliwić współpracę z obwodem S/H, który

wykorzystuje tranzystory z grubą warstwą tlenku bramki w celu zmniejszenia upływu, który powoduje opadanie próbkowanych sygnałów. Przesunięty poziom sygnału wyjściowego detektora ToED powoduje próbkowanie sygnałów wyjściowych filtru kształtującego z pikseli centralnych i sąsiednich i zachowywanie próbek, gdy detektor ToED zdecyduje, że osiągnięto ekstremum. Ponadto, wyjście detektora ToED jest wykorzystywane jako flaga i aktywowane po fladze dyskryminatora w celu wskazania, że nowe wartości próbkowanych sygnałów są dostępne do odczytu. Detektor ToED powraca do trybu śledzenia po zakończeniu odczytu przez układ realizujący protokół odczytu. To przełączanie trybów pracy nie jest wykonywane, gdy dyskryminator znajduje się w stanie wskazującym przekroczenie progu przez sygnał wyjściowy filtru kształtującego, aby zapobiec zakłóceniu kolejności sekwencji, co oznacza, że dyskryminator pierwszy wykrywa wystąpienie sygnału przekraczającego próg, a następnie znajdujący jest punkt ekstremum tego sygnału.

**[0079]** Przykłady wykonania wzmacniacza CSA z obwodem sprzężenia zwrotnego z własnym kaskodowaniem (SCFET lub SCBJT) ujawnione w niniejszym dokumencie zapewniają istotne zalety względem obwodu sprzężenia zwrotnego Krummenachera. Obwód sprzężenia zwrotnego Krummenachera w szczególności wykazuje ograniczenie w zakresie kompensacji prądu upływowego, ponieważ prąd upływowy może być kompensowany tylko wtedy, gdy jest mniejszy niż ciągły prąd polaryzacji w obwodzie Krummenachera, który jest prądem końcowym pary różnicowej. Ponieważ rzeczywisty prąd upływowy jest nieznan, wymagane jest utrzymywanie prądu polaryzacji obwodu Krummenachera na podwyższonym poziomie w zakresie nawet kilku mikroamperów w celu kompensowania maksymalnej oczekiwanej wartości prądu upływowego, co zwiększa szum ze względu na udział szumu równoległego. Jednak przykłady wykonania wzmacniacza CSA z siecią obwodu SCFET lub SCBJT, włączające te sieci obwodów do kompensacji biegun-zero, nie wykazują żadnego z tych problemów. Mimo że nie jest znana żadna metoda operacyjnej konfiguracji obwodu sprzężenia zwrotnego Krummenachera umożliwiająca uzyskanie równoważenia biegun-zero, wzmacniacz CSA wykorzystujący sieci obwodów SCFET i SCBJT może działać jako samodzielny obwód kompensacji prądu upływowego i jest także konfigurowalny w systemie równoważenia biegun-zero. Obwód Krummenachera wymaga ponadto kondensatora, który zajmuje niepomijalny obszar krzemu, co jest krytyczne dla odczytowych układów ASIC dedykowanych dla detektorów pikselowych

o małym skoku pikseli, które wymagają stabilności pracy, ponieważ przy wysokich wartościach prądu upływowego i małych wartościach pojemności wzmacniacze CSA z obwodami sprzężenia zwrotnego Krummenachera mogą stać się niestabilne. Zazwyczaj, jeżeli pojemność stabilizacyjna jest mniejsza niż 1 pF, nawet prąd upływowy o wartości kilku nanoamperów może prowadzić do niestabilności wzmacniacza CSA zrealizowanego z obwodem Krummenachera w ścieżce sprzężenia zwrotnego. W odróżnieniu od powyższego, przykłady wykonania wzmacniacza CSA wykorzystujące sieci obwodów SCFET i SCBJT w kompensacji biegun-zero ujawnione w niniejszym dokumencie nie wymagają kondensatora i są stabilne podczas pracy.

**[0080]** Jeden lub większa liczba przykładów wykonania ujawnionych w niniejszym dokumencie lub jego części może wykorzystywać oprogramowanie uruchomione na komputerze lub stacji roboczej. Jedynie jako przykład i bez ograniczania, Fig. 14 przedstawia schemat blokowy przykładu wykonania maszyny w postaci systemu obliczeniowego 900, w którym znajduje się zestaw instrukcji 902, które podczas wykonywania powodują, że maszyna wykonuje jedną lub większą liczbę metodologii zgodnych z przykładami wykonania ujawnionymi w niniejszym dokumencie. W jednym lub większej liczbie przykładów wykonania maszyna pracuje jako samodzielne urządzenie; w jednym lub większej liczbie innych przykładów wykonania, maszyna jest połączona (np. za pośrednictwem sieci 922) z innymi maszynami. W realizacji sieciowej, maszyna pracuje w charakterze serwera urządzenia klienckiego użytkownika w środowisku sieciowym klient-serwer. Przykładowe realizacje maszyny przewidzianej przez przykłady wykonania ujawnione w niniejszym dokumencie obejmują, ale w sposób nieograniczający, komputer serwerowy, komputer kliencki użytkownika, komputer osobisty (PC), tablet PC, osobistego asystenta cyfrowego (PDA), telefon komórkowy, urządzenie mobilne, komputer typu palmtop, komputer typu laptop, komputer stacjonarny, urządzenie komunikacyjne, zaufane urządzenie osobiste, urządzenie internetowe, router sieciowy, przełącznik lub most, lub dowolną maszynę zdolną do wykonywania zestawu instrukcji (sekwencyjnych lub innych), które określają działania do wykonania przez tę maszynę.

**[0081]** System obliczeniowy 900 zawiera urządzenie (urządzenia) przetwarzające 904 (np. centralną jednostkę przetwarzającą (CPU), jednostkę przetwarzania grafiki (GPU) lub obie), urządzenie (urządzenia) pamięci programu 906 i urządzenie (urządzenia) pamięci danych 908,

które komunikują się ze sobą za pośrednictwem magistrali 910. System obliczeniowy 900 zawiera ponadto urządzenie (urządzenia) wyświetlające 912 (np. wyświetlacz ciekłokrystaliczny (LCD), płaski panel, wyświetlacz półprzewodnikowy lub kineskop (CRT)). System obliczeniowy 900 zawiera urządzenie (urządzenia) wejściowe 914 (np. klawiaturę), urządzenie (urządzenia) sterujące kursorem 916 (np. mysz), jednostkę (jednostki) napędu dyskowego 918, urządzenie (urządzenia) generujące sygnał 920 (np. głośnik lub zdalne sterowanie) oraz urządzenie (urządzenia) interfejsu sieciowego 924, operacyjnie połączone ze sobą i/lub z innymi blokami funkcjonalnymi za pośrednictwem magistrali 910.

**[0082]** Jednostka (jednostki) napędu dyskowego 918 zawiera nośnik (nośniki) odczytywalny komputerowo 926, na którym jest zapisany jeden lub większa liczba zestawów instrukcji 902 (np. oprogramowanie) realizujących jedną lub większą liczbę metodologii lub funkcji opisanych w niniejszym dokumencie, włącznie z metodami zilustrowanymi w niniejszym dokumencie. Instrukcje 902 mogą także znajdować się, całkowicie lub co najmniej częściowo, w urządzeniu (urządzeniach) pamięci programu 906, urządzeniu (urządzeniach) pamięci danych 908, i/lub urządzeniu (urządzeniach) przetwarzających 904 podczas ich wykonywania przez system obliczeniowy 900. Urządzenie (urządzenia) pamięci programu 906 i urządzenie (urządzenia) przetwarzające 904 stanowią także nośniki odczytywalne maszynowo. Dedykowane realizacje sprzętowe takie jak, ale bez ograniczania, układy ASIC, programowalne macierze logiczne i inne urządzenia sprzętowe mogą być również skonstruowane do realizacji metod opisanych w niniejszym dokumencie. Zastosowania, które obejmują urządzenia i systemy różnych przykładów wykonania obejmują szeroką gamę systemów elektronicznych i komputerowych. Niektóre przykłady wykonania realizują funkcje w dwóch lub większej liczbie określonych, wzajemnie połączonych sprzętowych modułów lub urządzeń z powiązаныmi sygnałami sterowania i danych przesyłanymi między modułami i przez nie, lub jako części układu ASIC. Przykładowy system może być zatem stosowany w oprogramowaniu, oprogramowaniu układowym i/lub realizacjach sprzętowych.

**[0083]** Termin „urządzenie przetwarzające” stosowany w niniejszym dokumencie ma obejmować dowolny procesor, taki jak na przykład taki, który zawiera CPU (centralną jednostkę przetwarzającą) i/lub inne postacie obwodów przetwarzających. Ponadto termin „urządzenie

przetwarzające” może odnosić się do więcej niż jednego indywidualnego procesora. Termin „pamięć” ma obejmować pamięć związaną z procesorem lub CPU, taką jak na przykład RAM (random access memory), ROM (read only memory), urządzenie pamięci stałej (na przykład dysk twardy), urządzenie pamięci wymiennej (na przykład dyskietka), pamięć flash i tym podobne. Dodatkowo urządzenie (urządzenia) wyświetlające 912, urządzenie (urządzenia) wejściowe 914, urządzenie (urządzenia) sterujące kursorem 916, urządzenie (urządzenia) generujące sygnał 920, i tym podobne mogą być zbiorczo określane jako „interfejs wejścia/wyjścia” i mają obejmować jeden lub większą liczbę mechanizmów do wprowadzania danych do urządzenia (urządzeń) przetwarzających 904 oraz jeden lub większą liczbę mechanizmów do dostarczania wyników związanych z urządzeniem przetwarzającym (urządzeniami przetwarzającymi). Urządzenia wejścia/wyjścia lub WE/WY (w tym, ale bez ograniczania, klawiatury (np. alfanumeryczne urządzenie (urządzenia) wejściowe 914, urządzenie (urządzenia) wyświetlające 912 i tym podobne) mogą być podłączone do systemu bezpośrednio (np. za pośrednictwem magistrali 910) albo przez pośredniczące kontrolery wejścia/wyjścia (pominięto dla przejrzystości).

**[0084]** W realizacji w układzie scalonym jednego lub większej liczby przykładów wykonania, na powierzchni płytki półprzewodnikowej zwykle wytwarza się wiele identycznych matryc w powtarzalnym wzorze. Każda taka matryca może zawierać urządzenie opisane w niniejszym dokumencie i może zawierać inne struktury i/lub obwody. Poszczególne matryce są wycinane lub wydzielane z płytki, a następnie pakietowane jako układy scalone. Znamca z dziedziny wiedziałby, jak ciąć płytki i pakietować matrycę, aby wytworzyć układy scalone. Dowolne z przykładowych obwodów lub metod zilustrowanych na załączonych figurach, lub ich części, mogą być częścią układu scalonego. Układy scalone wytworzone w ten sposób uznaje się za część ujawnionych przykładów wykonania.

**[0085]** Zgodnie z różnymi przykładami wykonania, metody, funkcje lub logika opisane w niniejszym dokumencie są realizowane jako jeden lub większa liczba programów komputerowych uruchamianych na procesorze komputerze. Dedykowane realizacje sprzętowe obejmują, ale w sposób nieograniczający, specjalizowane układy scalone, programowalne macierze logiczne i inne urządzenia sprzętowe, które mogą być również skonstruowane do realizacji metod opisanych w niniejszym dokumencie. Ponadto, alternatywne realizacje

w oprogramowaniu obejmują, ale bez ograniczania, przetwarzanie rozproszone lub przetwarzanie rozproszone komponentów/obiektów, przetwarzanie równoległe lub przetwarzanie maszyn wirtualnych, które może także wykonać w celu realizacji metod, funkcji lub logiki opisanych w niniejszym dokumencie.

**[0086]** Przykład wykonania uwzględnia nośnik odczytywalny komputerowo lub nośnik odczytywalny komputerowo zawierający instrukcje 902, lub taki, który odbiera i wykonuje instrukcje 902 z propagowanego sygnału, tak że urządzenie połączone ze środowiskiem sieci 922 może wysyłać lub odbierać głos, wideo lub dane, oraz komunikować się za pośrednictwem sieci 922 z wykorzystaniem instrukcji 902. Instrukcje 902 są ponadto przesyłane lub odbierane za pośrednictwem sieci 922 za pomocą urządzenia (urządzeń) interfejsu sieciowego 924. Nośnik odczytywalny komputerowo zawiera również strukturę danych do przechowywania danych użytecznych do zapewniania funkcjonalnej zależności między danymi i maszyną lub komputerem w ilustracyjnym przykładzie wykonania systemów i metod w niniejszym dokumencie.

**[0087]** Mimo że nośnik odczytywalny komputerowo 902 jest pokazany w przykładowym wykonaniu jako pojedynczy nośnik, należy przyjąć, że termin „nośnik odczytywalny komputerowo” obejmuje pojedynczy nośnik lub wiele nośników (np. scentralizowana lub rozproszona baza danych i/lub powiązane pamięci wewnętrzne i serwery), które przechowują jeden lub większą liczbę zestawów instrukcji. Należy także przyjąć, że termin „nośnik odczytywalny komputerowo” obejmuje dowolny nośnik, który jest zdolny do przechowywania, zakodowania lub przenoszenia zestawu instrukcji do wykonania przez maszynę, oraz które powodują, że maszyna realizuje dowolną jedną lub większą liczbę metodologii przykładu wykonania. Należy stosownie przyjąć, że termin „nośnik odczytywalny komputerowo” obejmuje, ale bez ograniczania: pamięć półprzewodnikową (np. dysk półprzewodnikowy (SSD), pamięć flash, itp.); pamięć tylko do odczytu (ROM), lub pamięć nieulotną; pamięć o dostępie swobodnym (RAM) lub inną pamięć wielokrotnego zapisu (ulotną); nośnik magneto-optyczny lub optyczny, taki jak dysk lub taśma; oraz/lub cyfrowy plik dołączony do wiadomości lub inne samodzielne archiwum informacji lub zestaw archiwów uznaje się za nośnik dystrybucyjny równoważny materialnemu nośnikowi pamięci. W związku z powyższym uznaje się, że przykład wykonania obejmuje dowolny jeden lub większą liczbę spośród materialnego nośnika odczytywalnego

komputerowo lub materialnego nośnika dystrybucyjnego, jak wyliczono w niniejszym dokumencie oraz włącznie z ekwiwalentami znanymi w dziedzinie i nośnikami następczymi, w których przechowywane są implementacje oprogramowania zawarte w niniejszym dokumencie.

**[0088]** Należy również zauważyć, że oprogramowanie, które realizuje metody, funkcje i/lub logikę opisane w niniejszym dokumencie, jest opcjonalnie przechowywane na materialnym nośniku pamięci, takim jak: nośnik magnetyczny, taki jak dysk lub taśma; nośnik magneto-optyczny lub optyczny, taki jak dysk; lub nośnik półprzewodnikowy, taki jak pamięć samochodowa lub inny pakiet, który zawiera jeden lub większą liczbę pamięci tylko do odczytu (nieulotnych), pamięci o dostępie swobodnym lub innych wielokrotnie zapisywalnych (ulotnych) pamięci. Plik cyfrowy załączony do wiadomości e-mail lub inne samodzielne archiwum informacji lub zestaw archiwów uznaje się za nośnik dystrybucyjny równoważny materialnemu nośnikowi pamięci. W związku z powyższym uznaje się, że ujawnienie obejmuje materialny nośnik pamięci lub nośnik dystrybucyjny jak wyliczono w niniejszym dokumencie oraz inne ekwiwalenty i nośniki następcze, na których zapisane są implementacje oprogramowania opisane w niniejszym dokumencie.

**[0089]** Mimo że zgłoszenie opisuje komponenty i funkcje implementowane w przykładach wykonania w odniesieniu do konkretnych standardów i protokołów, przykłady wykonania nie są ograniczone do takich standardów i protokołów.

**[0090]** Ilustracje przykładów wykonania opisanych w niniejszym dokumencie mają zapewnić ogólne zrozumienie struktury różnych przykładów wykonania i nie mają one służyć jako pełen opis wszystkich elementów i cech urządzeń i systemów, które mogą wykorzystywać struktury opisane w niniejszym dokumencie. Wiele innych przykładów wykonania będzie widocznych dla znawców z dziedziny po zapoznaniu się z powyższym opisem. Wykorzystuje się i wywodzi się z nich inne przykłady wykonania, tak że strukturalne i logiczne podstawienia i zmiany są dokonywane bez odchodzenia od zakresu ujawnienia. Figury są także jedynie poglądowe i nie są przedstawione w skali. Niektóre ich proporcje są wyolbrzymione, zaś inne zmniejszone. Zgodnie z powyższym, opis i rysunki należy traktować jako ilustracyjne, a nie ograniczające.

**[0091]** Takie przykłady wykonania są określone w niniejszym dokumencie, indywidualnie i/lub zbiorczo, terminem „przykład wykonania” jedynie dla wygody i bez zamiaru dobrowolnego ograniczania zakresu niniejszego zgłoszenia do któregośkolwiek pojedynczego przykładu wykonania lub koncepcji wynalazczej, jeżeli w rzeczywistości pokazano więcej niż jeden. Dlatego, mimo że w niniejszym dokumencie zilustrowano i opisano szczególne przykłady wykonania, to należy zauważyć, że dowolne układy obliczone dla osiągnięcia tego samego celu zastępują pokazane szczególne przykłady wykonania. Niniejsze ujawnienie ma na celu objęcie wszelkich adaptacji lub odmian różnych przykładów wykonania. Kombinacje powyższych przykładów wykonania oraz inne przykłady wykonania, których nie opisano w szczególności w niniejszym dokumencie, będą widoczne dla znawców z dziedziny po zapoznaniu się z powyższym opisem.

**[0092]** W powyższym opisie przykładów wykonania różne cechy zgrupowano w jednym przykładzie wykonania w celu uproszczenia ujawnienia. Tego sposobu ujawnienia nie należy interpretować jako odzwierciedlającego fakt, że zastrzeżone postacie wykonania mają więcej cech niż wyraźnie wskazano w każdym zastrzeżeniu. Zamiast tego, jak wynika z poniższych zastrzeżeń, przedmiot wynalazku nie obejmuje wszystkich cech pojedynczego przykładu wykonania. Zatem poniższe zastrzeżenia są niniejszym włączone do szczegółowego opisu, przy czym każde zastrzeżenie stanowi odrębny przykład wykonania.

**[0093]** Zapewniony jest skrót zgodnie z 37 C.F.R. § 1.72(b), który wymaga, aby skrót umożliwił czytelnikowi szybkie zapoznanie się z charakterem technicznego ujawnienia. Jest on złożony zgodnie z takim rozumieniem, że nie będzie on wykorzystywany do interpretowania lub ograniczania zakresu lub znaczenia zastrzeżeń. Dodatkowo, w powyższym szczegółowym opisie można zauważyć, że różne cechy są zgrupowane w pojedynczym przykładzie wykonania w celu optymalizacji ujawnienia. Tego sposobu ujawnienia nie należy interpretować jako odzwierciedlenia zamiaru, że zastrzegane postacie wykonania wymagają więcej cech niż wyraźnie wskazano w każdym zastrzeżeniu. Zamiast tego, jak odzwierciedlono w poniższych zastrzeżeniach, przedmiot wynalazku nie obejmuje wszystkich cech pojedynczego przykładu wykonania. Zatem poniższe zastrzeżenia są niniejszym włączone do szczegółowego opisu, przy czym każde zastrzeżenie stanowi samodzielnie odrębnie zastrzeżony przedmiot.

[0094] Mimo że opisane zostały konkretne przykłady wykonania, oczywiste będzie, że w tych przykładach wykonania można wprowadzić różne modyfikacje i zmiany bez odchodzenia od szerszego zakresu przedmiotu wynalazku opisanego w niniejszym dokumencie. Zgodnie z powyższym, opis i rysunki należy przyjąć jako ilustracyjne, a nie ograniczające. Dołączone rysunki, które tworzą część niniejszego dokumentu, przedstawiają w charakterze ilustracji, i bez ograniczania, konkretne przykłady wykonania, w ramach których przedmiot wynalazku jest realizowany. Zilustrowane przykłady wykonania są opisane na tyle szczegółowo, aby umożliwić znawcom z dziedziny wdrożenie rozwiązań opisanych w niniejszym dokumencie. Wykorzystuje się i wywodzi się z nich inne przykłady wykonania, tak że strukturalne i logiczne podstawienia i zmiany są dokonywane bez odchodzenia od zakresu ujawnienia. Tego szczegółowego opisu nie należy zatem przyjmować w charakterze ograniczenia, a zakres różnych przykładów wykonania jest definiowany jedynie przez dołączone zastrzeżenia, wraz z pełnym zakresem ekwiwalentów, do których takie zastrzeżenia są uprawnione.

[0095] Biorąc pod uwagę wyjaśnienia zawarte w niniejszym dokumencie, przeciętny znawca z dziedziny będzie w stanie rozważyć inne realizacje i zastosowania technik ujawnionych przykładów wykonania. Mimo że ilustracyjne przykłady wykonania opisano w niniejszym dokumencie w odniesieniu do dołączonych rysunków, należy rozumieć, że te przykłady wykonania nie są ograniczone do ujawnionych przykładów wykonania, oraz że znawca z dziedziny wprowadzi w nich różne inne zmiany i modyfikacje bez odchodzenia od zakresu dołączonych zastrzeżeń.

### **Zastrzeżenia patentowe**

**1.** Wzmacniacz ładunkowy skonfigurowany do odbierania sygnału ładunku wejściowego z czujnika promieniowania, przy czym wzmacniacz ładunkowy zawiera:

stopień wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej zawierający co najmniej jeden spośród wzmacniacza operacyjnego i/lub transkonduktancyjnego wzmacniacza operacyjnego;

sieć pojemnościową połączoną elektrycznie między wejściem i wyjściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej, przy czym sieć pojemnościowa zapewnia całkowanie sygnału ładunku wejściowego i konwersję sygnału ładunku wejściowego na napięcie dostępne na wyjściu wzmacniacza ładunkowego, przy czym sieć pojemnościowa zawiera wiele połączonych elektrycznie kondensatorów o stałej wartości i kondensatorów o zmiennej wartości; oraz

sieć obwodu aktywnego sprzężenia zwrotnego połączoną elektrycznie między wejściem i wyjściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej, przy czym sieć obwodu aktywnego sprzężenia zwrotnego zapewnia ścieżkę niskiej częstotliwości dla prądu upływowego czujnika i resetuje wcześniejsze sygnały całkowane przez sieć pojemnościową, przy czym sieć obwodu aktywnego sprzężenia zwrotnego zawiera pierwszy tranzystor, drugi tranzystor i wiele tranzystorów tworzących źródło prądowe, przy czym źródło lub emiter pierwszego tranzystora jest połączone elektrycznie z wyjściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej, bramka lub baza pierwszego tranzystora jest połączona elektrycznie z bramką lub bazą drugiego tranzystora, z drenem lub kolektorem drugiego tranzystora i ze źródłem prądowym, dren lub kolektor pierwszego tranzystora jest połączony elektrycznie z wejściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej i ze źródłem lub emiterem drugiego tranzystora, przy czym źródło prądowe dostarcza prąd polaryzacji płynący przez tranzystory pierwszy i drugi do wyjścia stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej.

**2.** Wzmacniacz ładunkowy według zastrzeżenia 1, w którym sieć obwodu aktywnego sprzężenia zwrotnego połączona elektrycznie między wejściem i wyjściem stopnia wzmocnienia o wysokim

współczynnika wzmocnienia napięcia w pętli otwartej zawiera tranzystory polowe z kanałem typu n (NFET) jako tranzystory pierwszy i drugi, źródło prądowe stanowi źródło (source) prądu polaryzacji do przetwarzania dziur jako sygnału ładunku wejściowego i do przenoszenia prądu dziurowego jako prądu upływowego czujnika.

**3.** Wzmacniacz ładunkowy według zastrzeżenia 1, w którym sieć obwodu aktywnego sprzężenia zwrotnego połączona elektrycznie między wejściem i wyjściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynnikiem wzmocnienia napięcia w pętli otwartej zawiera tranzystory polowe z kanałem typu p (PFET) jako tranzystory pierwszy i drugi, źródło prądowe stanowi ujście (sink) prądu polaryzacji do przetwarzania elektronów jako sygnału ładunku wejściowego i do przenoszenia prądu elektronowego jako prądu upływowego czujnika.

**4.** Wzmacniacz ładunkowy według zastrzeżenia 1, w którym sieć obwodu aktywnego sprzężenia zwrotnego połączona elektrycznie między wejściem i wyjściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynnikiem wzmocnienia napięcia w pętli otwartej zawiera tranzystor bipolarny NPN typu n (NPN BJT) jako pierwszy tranzystor sieci obwodu aktywnego sprzężenia zwrotnego, przy czym źródło prądowe jest źródłem (source) prądu polaryzacji do przetwarzania dziur jako sygnału ładunku wejściowego i do przenoszenia prądu dziurowego jako prądu upływowego czujnika.

**5.** Wzmacniacz ładunkowy według zastrzeżenia 1, w którym sieć obwodu aktywnego sprzężenia zwrotnego połączona elektrycznie między wejściem i wyjściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynnikiem wzmocnienia napięcia w pętli otwartej zawiera tranzystor bipolarny PNP typu p (PNP BJT) jako pierwszy tranzystor sieci obwodu aktywnego sprzężenia zwrotnego, a źródło prądowe jest ujściem (sink) prądu polaryzacji do przetwarzania elektronów jako sygnału ładunku wejściowego i do przenoszenia prądu elektronowego jako prądu upływowego czujnika.

**6.** Wzmacniacz ładunkowy według zastrzeżenia 1, zawierający ponadto:

wiele przełączników elektrycznie skonfigurowanych między wejściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynnikiem wzmocnienia napięcia w pętli otwartej a siecią obwodu aktywnego sprzężenia zwrotnego w celu zapewnienia selektywnego wyłączania sieci obwodu aktywnego sprzężenia zwrotnego; oraz

wiele przełączników elektrycznie skonfigurowanych między wejściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej a wieloma sieciami obwodów o charakterze pojemnościowym w celu zapewnienia selektywnego wyłączenia sieci obwodu o charakterze pojemnościowym i określania wzmocnienia konwersji ładunek-napięcie wzmacniacza ładunkowego, przy czym przełącznik zawiera wiele tranzystorów zapewniających ścieżkę przewodzenia lub odłączających ścieżkę przewodzenia dla sygnału ładunku wejściowego i prądu upływowego czujnika do sieci obwodu aktywnego sprzężenia zwrotnego lub sieci obwodu o charakterze pojemnościowym.

**7. Wzmacniacz ładunkowy według zastrzeżenia 6, zawierający ponadto:**

wiele sieci obwodów aktywnego sprzężenia zwrotnego do przetwarzania dodatniej polarności dziur wejściowych sygnałów ładunku; oraz

wiele sieci obwodów aktywnego sprzężenia zwrotnego do przetwarzania ujemnej polarności elektronów wejściowych sygnałów ładunku, przy czym sygnały elektrycznie sprzęgające wejście i wyjście stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej są sprzęgane przez wiele przełączników, przy czym wiele sieci obwodów aktywnego sprzężenia zwrotnego jest operacyjnie skonfigurowanych z wykorzystaniem wielu przełączników do alternatywnego przetwarzania przeciwnych polarności dziur lub elektronów wejściowych sygnałów ładunku i do przenoszenia przeciwnych polarności dziur i elektronów prądu upływowego czujnika.

**8. Wzmacniacz ładunkowy według zastrzeżenia 6, zawierający ponadto transkonduktancyjny wzmacniacz operacyjny typu opartego na inwerterze, z ponownym wykorzystaniem prądu polaryzacji, jako stopień wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej, przy czym transkonduktancyjny wzmacniacz operacyjny typu opartego na inwerterze, z ponownym wykorzystaniem prądu polaryzacji, zawiera wiele tranzystorów obejmujących pierwszy tranzystor, drugi tranzystor, trzeci tranzystor, czwarty tranzystor, piąty tranzystor, szósty tranzystor, siódmy tranzystor i ósmy tranzystor, przy czym bramka pierwszego tranzystora jest połączona elektrycznie z bramką drugiego tranzystora i połączona operacyjnie z portem wejściowym transkonduktancyjnego wzmacniacza operacyjnego typu opartego na inwerterze, z ponownym wykorzystaniem prądu polaryzacji, dren pierwszego tranzystora jest połączony**

elektrycznie ze źródłem trzeciego tranzystora, dren drugiego tranzystora jest połączony elektrycznie ze źródłem czwartego tranzystora, dren trzeciego tranzystora jest połączony elektrycznie i połączony operacyjnie z portem wyjściowym transkonduktancyjnego wzmacniacza operacyjnego typu opartego na inwerterze, z ponownym wykorzystaniem prądu polaryzacji, źródła tranzystorów pierwszego i drugiego są połączone elektrycznie z węzłem zasilania o niskim potencjale i węzłem zasilania o wysokim potencjale, pary tranzystorów zawierające piąty i ósmy tranzystor oraz szósty i siódmy tranzystor tworzą kaskody zwiększające wzmocnienie, które zwiększają wzmocnienie pętli otwartej stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej, bramka piątego tranzystora jest połączona elektrycznie z węzłem łączącym elektrycznie dren pierwszego tranzystora i źródło trzeciego tranzystora, dren piątego tranzystora jest połączony elektrycznie z drenem ósmego tranzystora i bramką trzeciego tranzystora, źródła tranzystorów piątego i ósmego są połączone elektrycznie z węzłem zasilania o niskim potencjale i z węzłem zasilania o wysokim potencjale, bramka ósmego tranzystora jest operacyjnie połączona z portem wejściowym polaryzacji kaskody typu p transkonduktancyjnego wzmacniacza operacyjnego typu opartego na inwerterze, z ponownym wykorzystaniem prądu polaryzacji, bramka szóstego tranzystora jest połączona elektrycznie z węzłem łączącym elektrycznie dren drugiego tranzystora i źródło czwartego tranzystora, dren szóstego tranzystora jest połączony elektrycznie z drenem siódmego tranzystora i bramką czwartego tranzystora, źródła szóstego i siódmego tranzystora są połączone elektrycznie z węzłem zasilania o wysokim potencjale i węzłem zasilania o niskim potencjale, bramka siódmego tranzystora jest operacyjnie połączona z portem wejściowym polaryzacji kaskody typu n transkonduktancyjnego wzmacniacza operacyjnego.

**9.** Wzmacniacz ładunkowy według zastrzeżenia 1, zawierający ponadto sieć równoważenia biegun-zero połączoną elektrycznie między wyjściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej a wejściem stopnia przetwarzania sygnału występującego za wzmacniaczem ładunkowym do konwersji napięcia sygnału na wyjściu wzmacniacza ładunkowego na impuls ładunkowy, przy czym sieć równoważenia biegun-zero zawiera wiele sieci pojemnościowych i sieci obwodów aktywnego sprzężenia zwrotnego połączonych elektrycznie równolegle, z jednakowymi liczbami sieci pojemnościowych i sieci obwodów aktywnego sprzężenia zwrotnego, i połączonych elektrycznie między wyjściem stopnia

wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej a wejściem stopnia przetwarzania sygnału występującego za wzmacniaczem ładunkowym w sposób lustrzany z węzłami wielu sieci pojemnościowych i sieci obwodów aktywnego sprzężenia zwrotnego połączonymi elektrycznie z wejściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej i połączonymi elektrycznie z wejściem stopnia przetwarzania sygnału występującego za wzmacniaczem ładunkowym do dostarczania wielkości ładunku przenoszonego do stopnia występującego za wzmacniaczem ładunkowym pomnożonego przez współczynnik wzmocnienia w oparciu o ładunek sygnału wejściowego, przy czym współczynnik wzmocnienia jest równy liczbie równolegle połączonych sieci pojemnościowych i sieci obwodów aktywnego sprzężenia zwrotnego.

**10.** Wzmacniacz ładunkowy według zastrzeżenia 2, zawierający ponadto sieć równoważenia biegun-zero połączoną elektrycznie między wyjściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej a wejściem stopnia przetwarzania sygnału występującego za wzmacniaczem ładunkowym do konwersji napięcia sygnału dostępnego na wyjściu wzmacniacza ładunkowego na impuls ładunkowy, przy czym sieć równoważenia biegun-zero zawiera wiele sieci pojemnościowych i sieci obwodów aktywnego sprzężenia zwrotnego zawierających tranzystory polowe z kanałem typu n (NFET) jako tranzystory pierwszy i drugi sieci obwodu aktywnego sprzężenia zwrotnego i źródło prądowe będące źródłem (source) prądu polaryzacji, połączonych elektrycznie równolegle w jednakowych liczbach między wyjściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej a wejściem stopnia przetwarzania sygnału występującego za wzmacniaczem ładunkowym w sposób lustrzany z węzłami sieci pojemnościowej i sieci obwodu aktywnego sprzężenia zwrotnego połączonymi elektrycznie z wejściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej i połączonymi elektrycznie z wejściem stopnia przetwarzania sygnału występującego za wzmacniaczem ładunkowym do dostarczania wielkości ładunku przenoszonego do stopnia występującego za wzmacniaczem ładunkowym pomnożonego przez współczynnik wzmocnienia w odniesieniu do ładunku wejściowego, przy czym współczynnik wzmocnienia jest równy liczbie równolegle połączonych sieci obwodów o charakterze pojemnościowym i sieci obwodów aktywnego sprzężenia zwrotnego.

**11.** Wzmacniacz ładunkowy według zastrzeżenia 3, zawierający ponadto sieć równoważenia biegun-zero połączoną elektrycznie między wyjściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej a wejściem stopnia przetwarzania sygnału występującego za wzmacniaczem ładunkowym do konwersji napięcia dostępnego na wyjściu wzmacniacza ładunkowego na impuls ładunkowy, przy czym sieć równoważenia biegun-zero zawiera wiele sieci obwodów o charakterze pojemnościowym i sieci obwodów aktywnego sprzężenia zwrotnego zawierających tranzystory polowe z kanałem typu p (PFET) jako tranzystory pierwszy i drugi sieci obwodu aktywnego sprzężenia zwrotnego, źródło prądowe będące ujściem (sink) prądu polaryzacji źródłem prądu polaryzacji i połączonych elektrycznie w jednakowych liczbach równolegle między wyjściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej a wejściem stopnia przetwarzania sygnału występującego za wzmacniaczem ładunkowym w sposób lustrzany z węzłami sieci pojemnościowej i sieci obwodu aktywnego sprzężenia zwrotnego połączonymi elektrycznie z wejściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej i połączonymi elektrycznie z wejściem stopnia przetwarzania sygnału występującego za wzmacniaczem ładunkowym do dostarczania wielkości ładunku przenoszonego do stopnia występującego za wzmacniaczem ładunkowym pomnożonego przez współczynnik wzmocnienia w odniesieniu do ładunku wejściowego, przy czym współczynnik wzmocnienia jest równy liczbie równolegle połączonych sieci pojemnościowych i sieci obwodów aktywnego sprzężenia zwrotnego.

**12.** Wzmacniacz ładunkowy według zastrzeżenia 4, zawierający ponadto sieć równoważenia biegun-zero połączoną elektrycznie między wyjściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej a wejściem stopnia przetwarzania sygnału występującego za wzmacniaczem ładunkowym do konwersji napięcia dostępnego na wyjściu wzmacniacza ładunkowego na impuls ładunkowy, przy czym sieć równoważenia biegun-zero zawiera wiele powieleń sieci obwodów o charakterze pojemnościowym i sieci obwodów aktywnego sprzężenia zwrotnego, zawierających tranzystory bipolarne NPN typu p typu n (NPN BJT) jako pierwszy tranzystor sieci obwodu aktywnego sprzężenia zwrotnego, źródło prądowe będące źródłem (source) prądu polaryzacji, oraz połączonych elektrycznie równolegle w jednakowych liczbach między wyjściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej a wejściem stopnia przetwarzania sygnału występującego

za wzmacniaczem ładunkowym w sposób lustrzany z węzłami sieci pojemnościowej, przy czym sieć obwodu aktywnego sprzężenia zwrotnego jest sprzężona pojemnościowo z wejściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej i połączona elektrycznie z wejściem stopnia przetwarzania sygnału występującego za wzmacniaczem ładunkowym do dostarczania wielkości ładunku przenoszonego do stopnia występującego za wzmacniaczem ładunkowym zwiększonego o współczynnik wzmocnienia w odniesieniu do ładunku wejściowego, przy czym współczynnik wzmocnienia jest równy liczbie równolegle połączonych sieci pojemnościowych i sieci obwodów aktywnego sprzężenia zwrotnego.

**13.** Wzmacniacz ładunkowy według zastrzeżenia 5, zawierający ponadto sieć równoważenia biegun-zero połączoną elektrycznie między wyjściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej a wejściem stopnia przetwarzania sygnału występującego za wzmacniaczem ładunkowym do konwersji napięcia dostępnego na wyjściu wzmacniacza ładunkowego na impuls ładunkowy, przy czym sieć równoważenia biegun-zero zawiera wiele powieleń sieci obwodów o charakterze pojemnościowym i sieci obwodów aktywnego sprzężenia zwrotnego zawierających tranzystor bipolarny PNP typu p (PNPBJT) jako pierwszy tranzystor sieci obwodu aktywnego sprzężenia zwrotnego i źródło prądowe będące ujściem (sink) prądu polaryzacji źródłem prądu polaryzacji, połączonych elektrycznie w jednakowych liczbach w połączeniu równoległym i połączonych elektrycznie między wyjściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej a wejściem stopnia przetwarzania sygnału występującego za wzmacniaczem ładunkowym w sposób lustrzany z węzłami sieci obwodu o charakterze pojemnościowym i sieci obwodu aktywnego sprzężenia zwrotnego połączonymi elektrycznie z wejściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej i połączonymi elektrycznie z wejściem stopnia przetwarzania sygnału występującego za wzmacniaczem ładunkowym do dostarczania wielkości ładunku przenoszonego do stopnia występującego za wzmacniaczem ładunkowym pomnożonego przez współczynnik wzmocnienia w odniesieniu do ładunku wejściowego, przy czym współczynnik wzmocnienia jest równy liczbie równolegle połączonych sieci obwodów o charakterze pojemnościowym i sieci obwodów aktywnego sprzężenia zwrotnego.

**14.** Wzmacniacz ładunkowy według zastrzeżenia 6, zawierający ponadto sieć równoważenia biegun-zero zawierającą przełącznik połączony elektrycznie między wyjściem stopnia

wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej a wejściem stopnia przetwarzania sygnału występującego za wzmacniaczem ładunkowym do konwersji napięcia dostępnego na wyjściu wzmacniacza ładunkowego na impuls ładunkowy, przy czym sieć równoważenia biegun-zero zawiera wiele sieci pojemnościowych i sieci obwodów aktywnego sprzężenia zwrotnego z przełącznikami i połączonych elektrycznie w jednakowych liczbach równolegle między wyjściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej a wejściem stopnia przetwarzania sygnału występującego za wzmacniaczem ładunkowym w sposób lustrzany z węzłami sieci obwodu o charakterze pojemnościowym i sieci obwodu aktywnego sprzężenia zwrotnego sprzężonymi pojemnościowo z wejściem stopnia wzmocnienia o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia w pętli otwartej z połączeniem elektrycznym poprzez przełącznik z wejściem stopnia przetwarzania sygnału występującego za wzmacniaczem ładunkowym do dostarczania wielkości ładunku przenoszonego do stopnia występującego za wzmacniaczem ładunkowym zwiększonego o współczynnik wzmocnienia w odniesieniu do ładunku wejściowego, przy czym współczynnik wzmocnienia jest równy liczbie równolegle połączonych sieci pojemnościowych i sieci obwodów aktywnego sprzężenia zwrotnego, przy czym przełącznik zawiera wiele tranzystorów zapewniających ścieżkę przewodzenia lub odłączających ścieżkę przewodzenia dla wielu sieci obwodów aktywnego sprzężenia zwrotnego w sieci równoważenia biegun-zero od stopnia przetwarzania sygnału występującego za wzmacniaczem ładunkowym w celu zapewnienia selektywnego wyłączania sieci równoważenia biegun-zero.

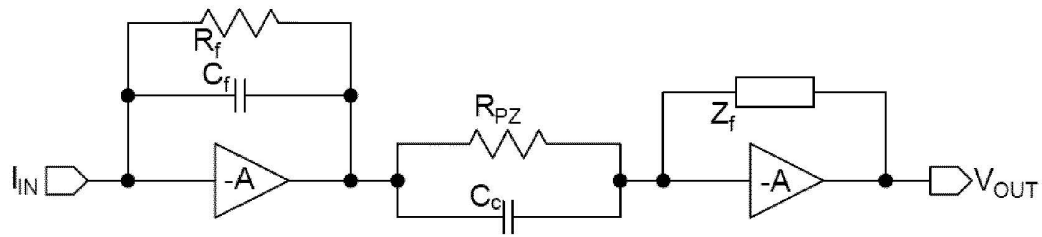


FIG. 1

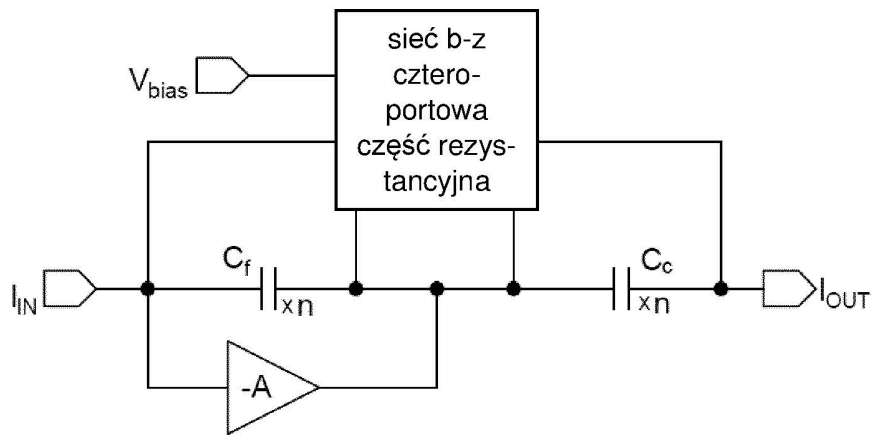


FIG. 2A

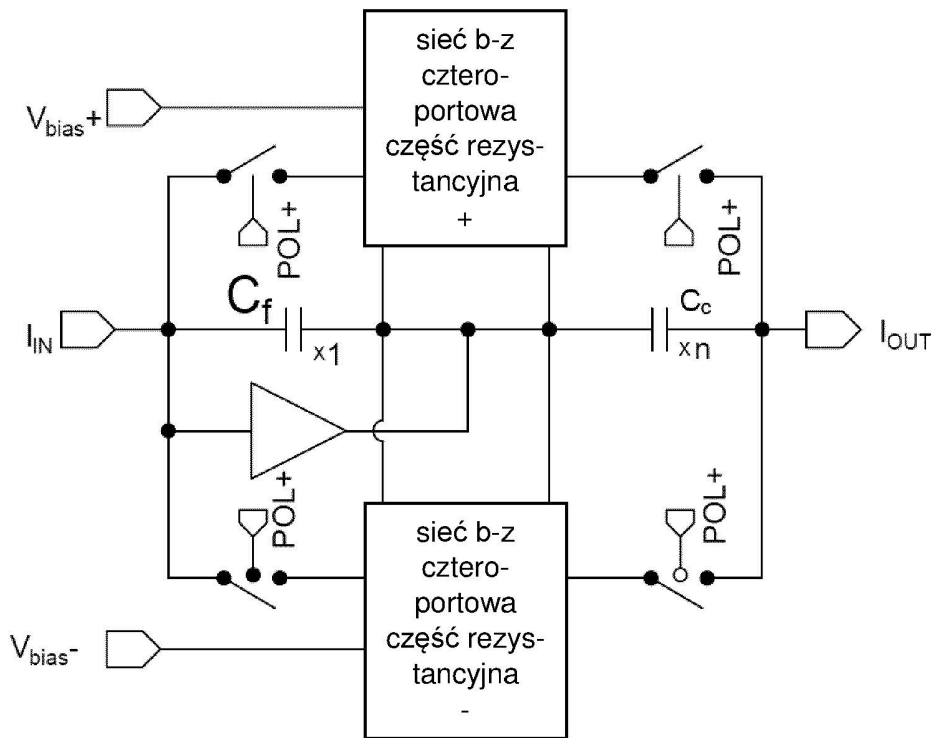


FIG. 2B

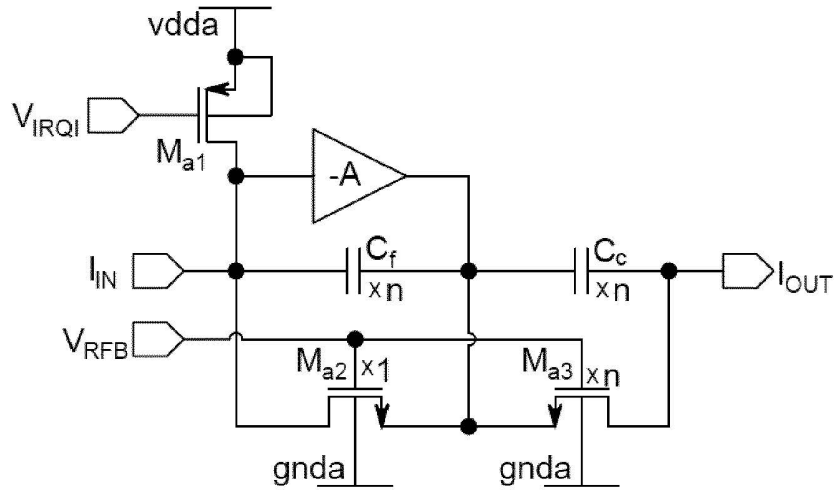


FIG. 3A

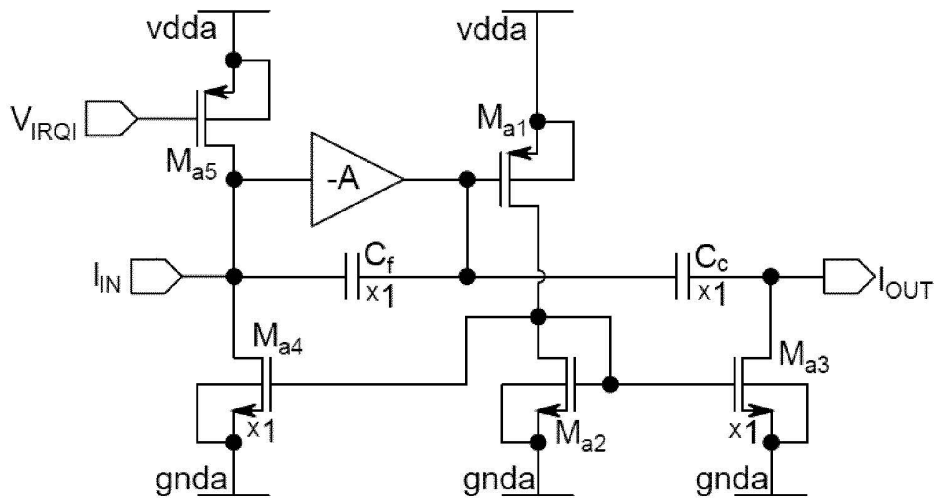


FIG. 3B

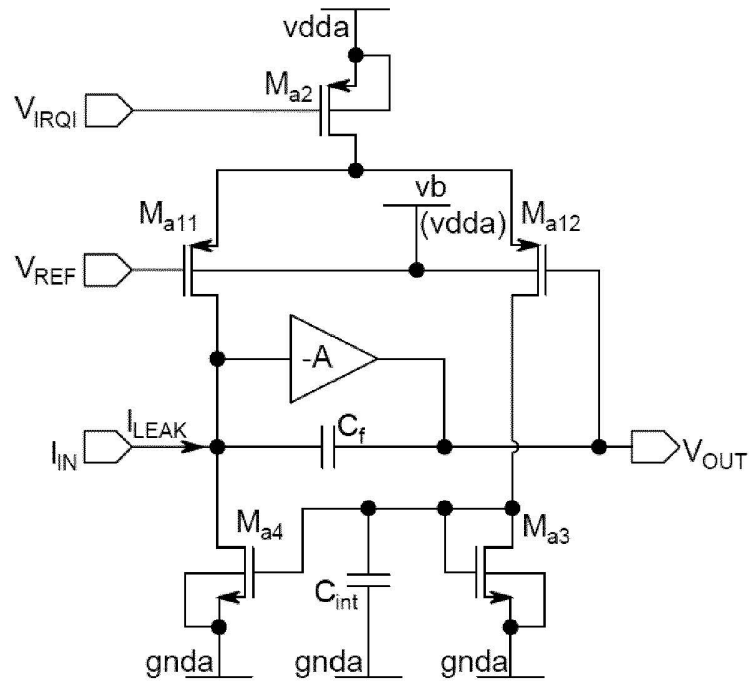


FIG. 4A

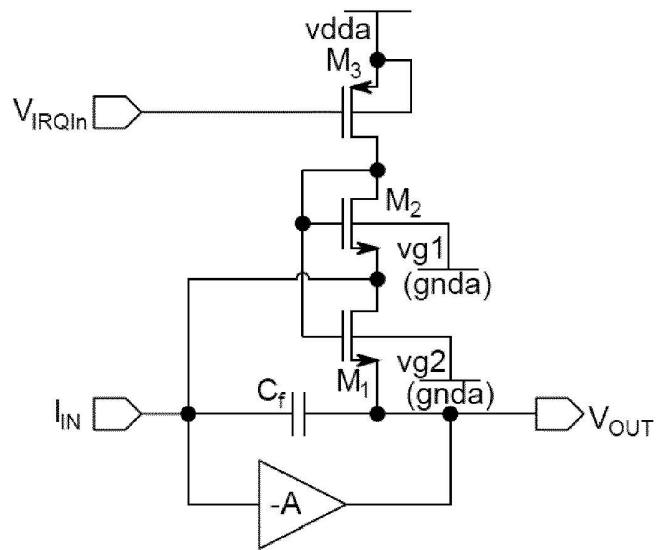


FIG. 4B

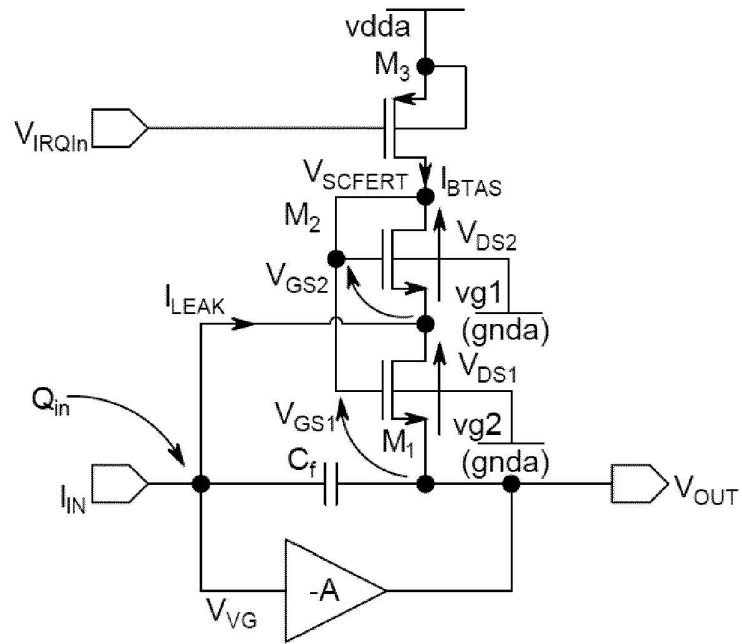


FIG. 4B'

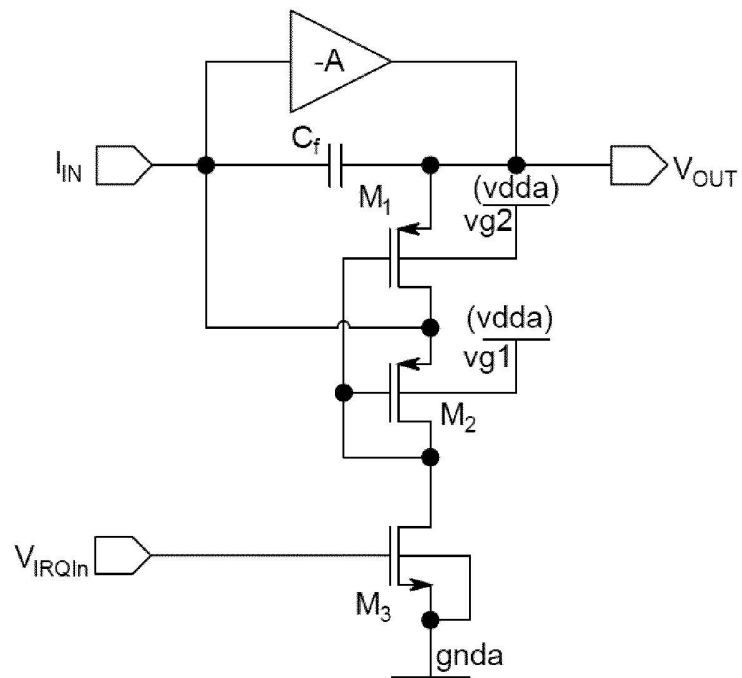


FIG. 4C

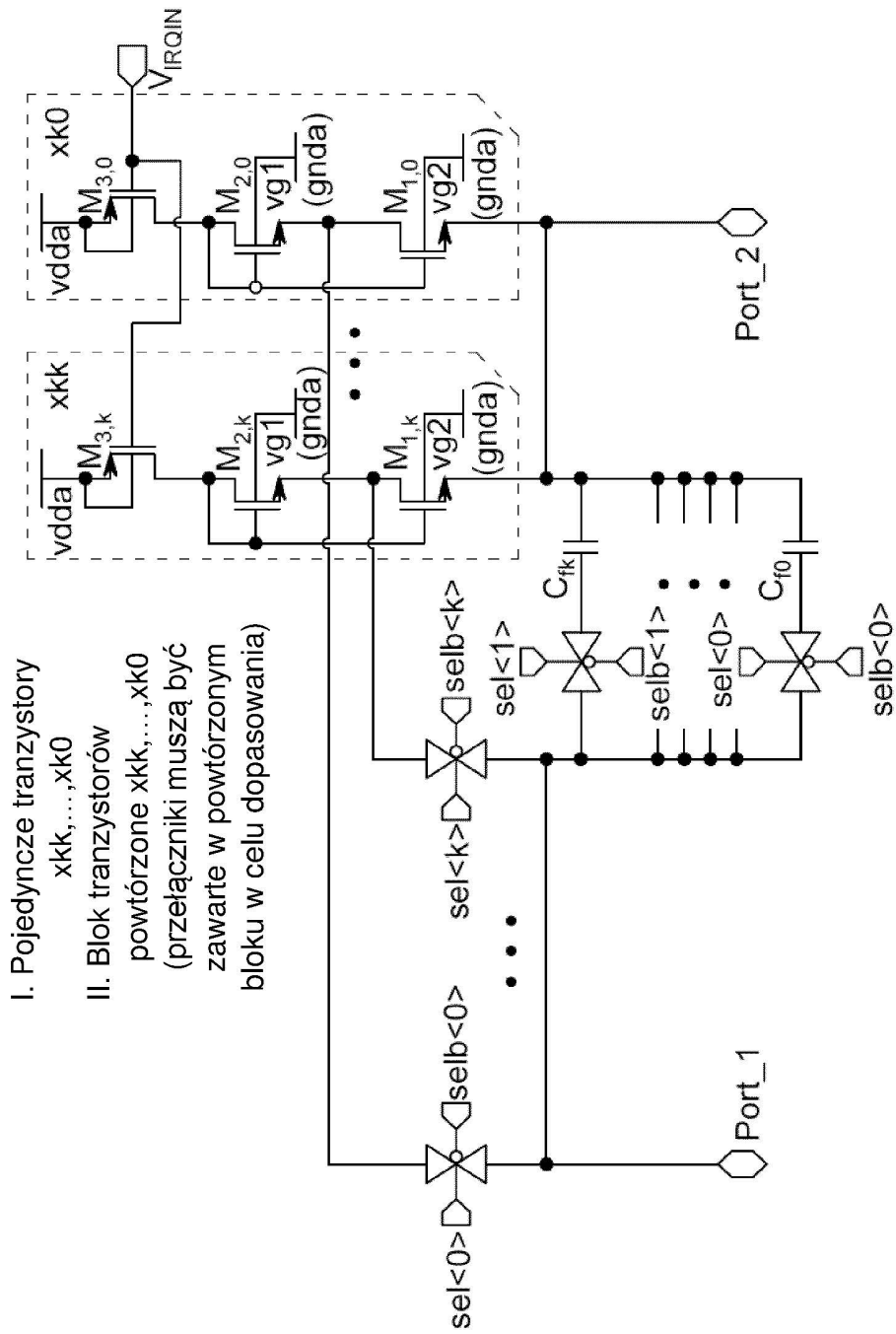
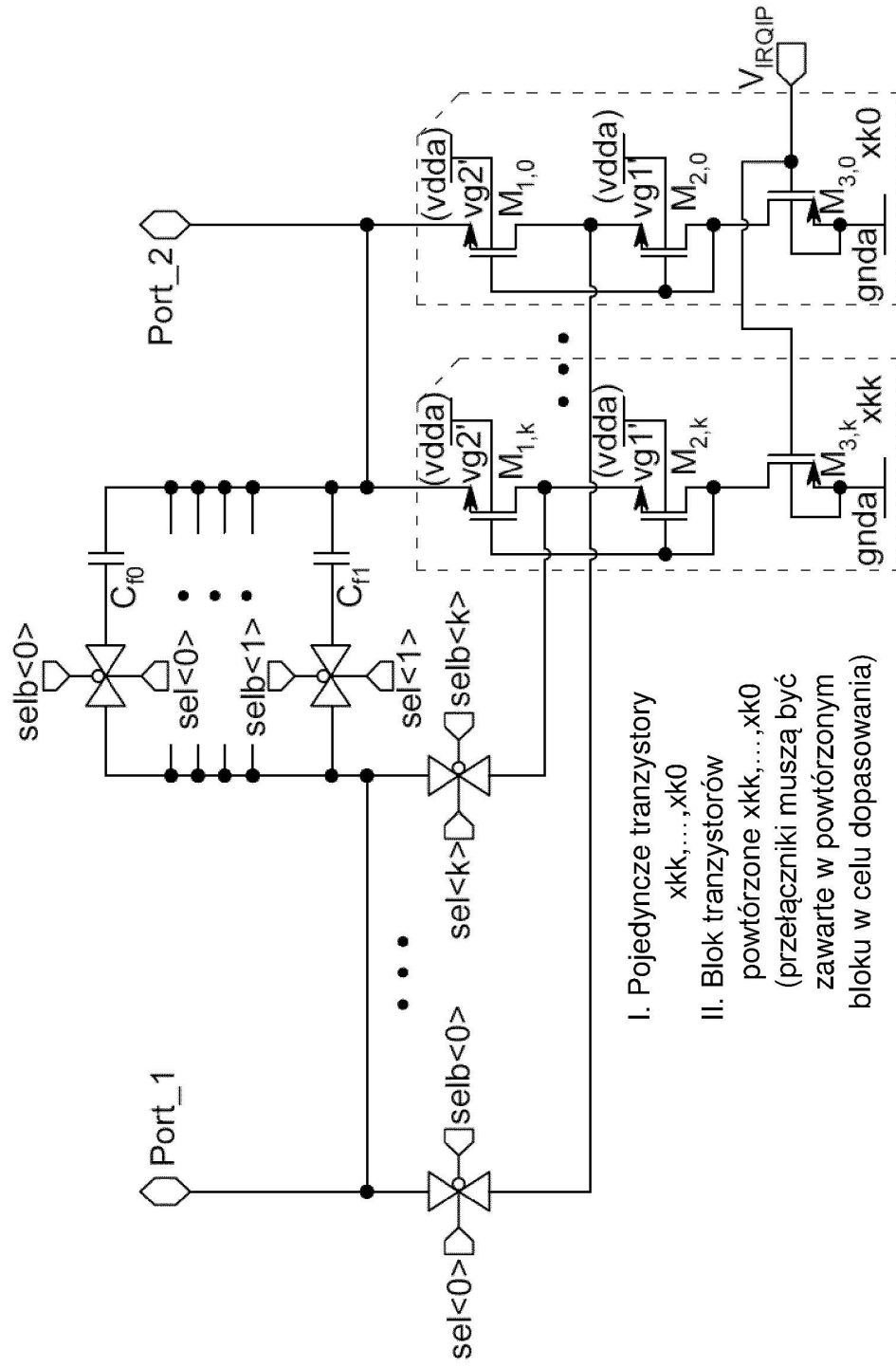


FIG.4D



- I. Pojedyncze tranzystory  $xkk, \dots, xk0$
- II. Blok tranzystorów powtórzone  $xkk, \dots, xk0$  (przełączniki muszą być zawarte w powtórzonem bloku w celu dopasowania)

FIG.4E

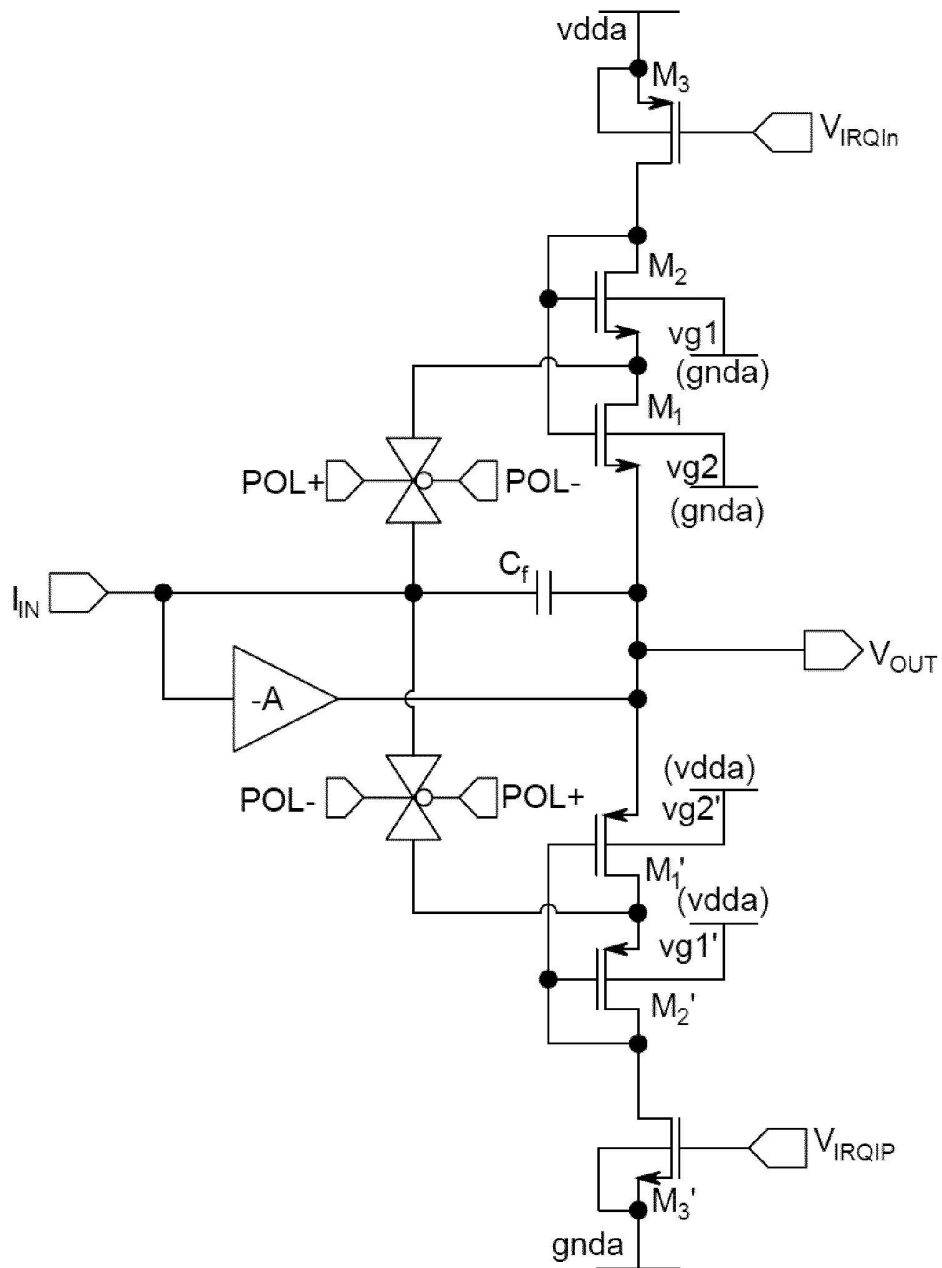


FIG.4F

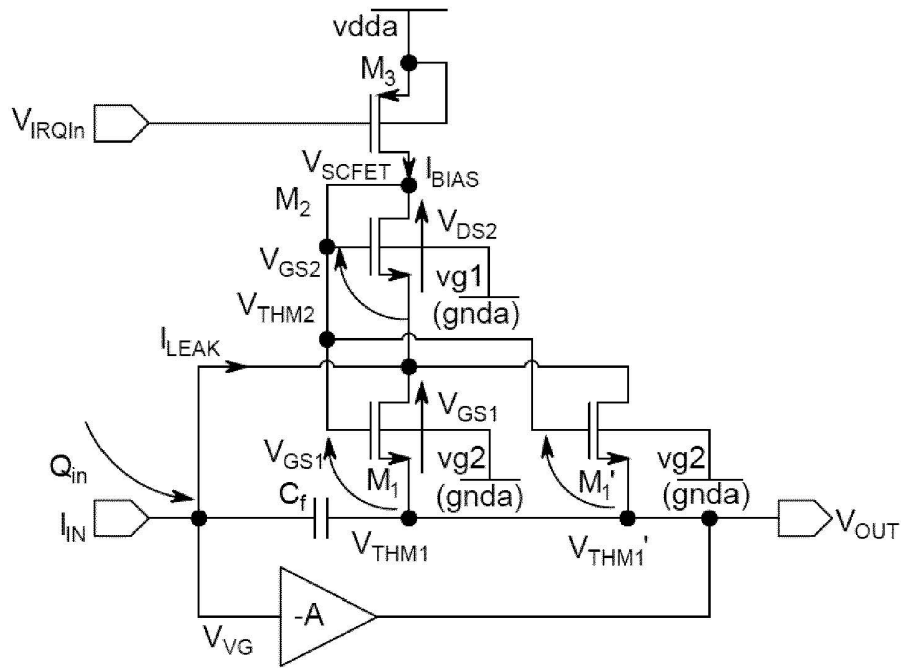


FIG.4G

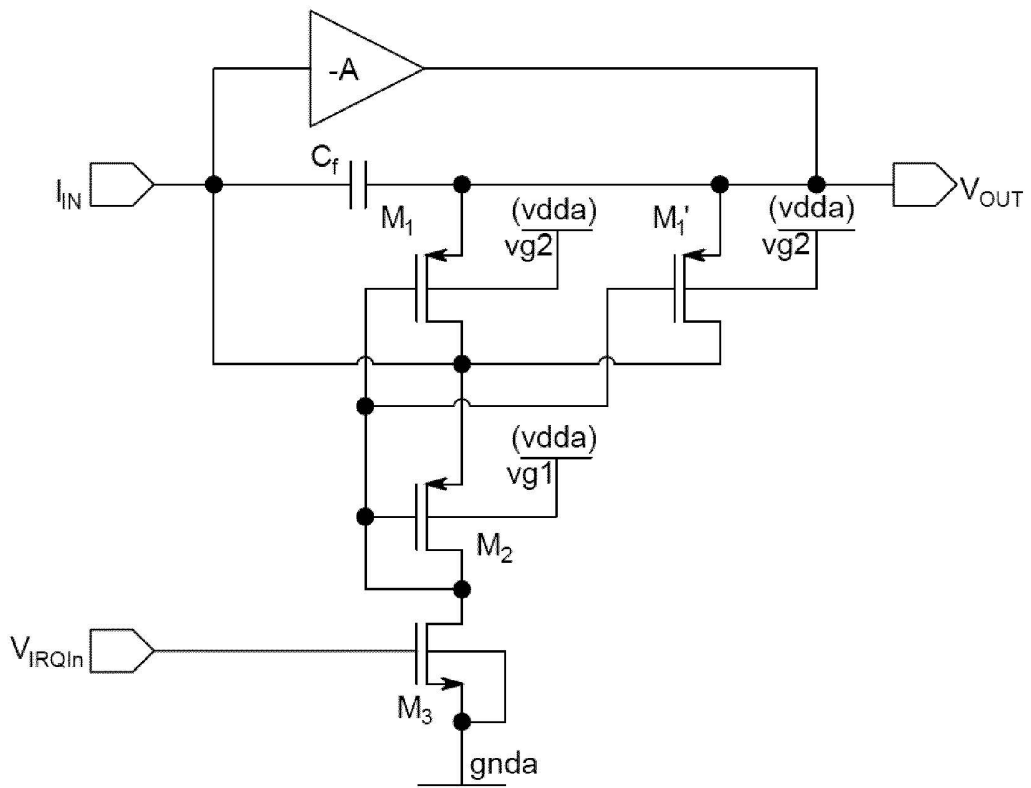


FIG.4H

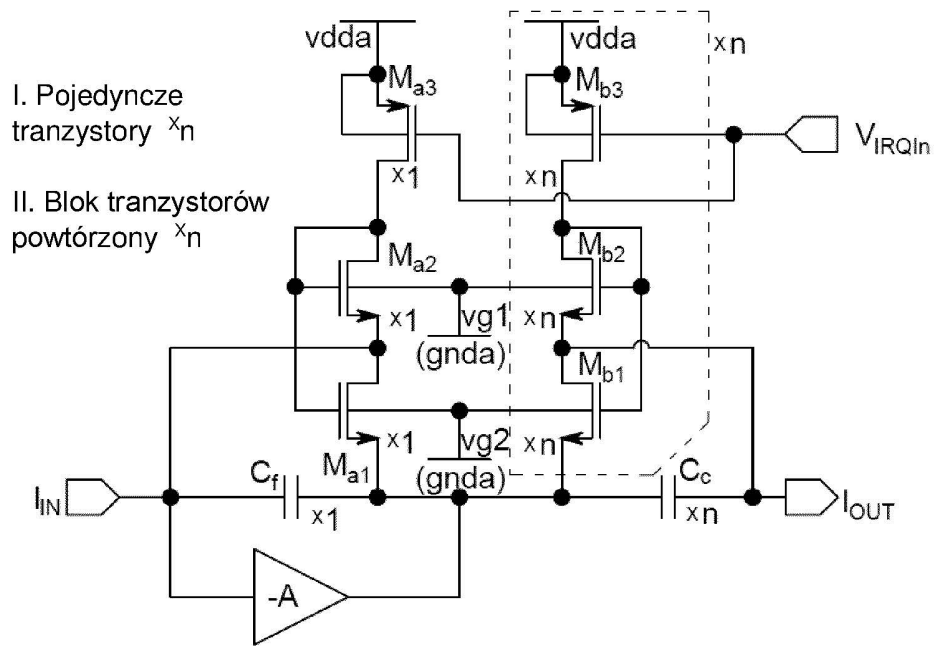


FIG. 5A

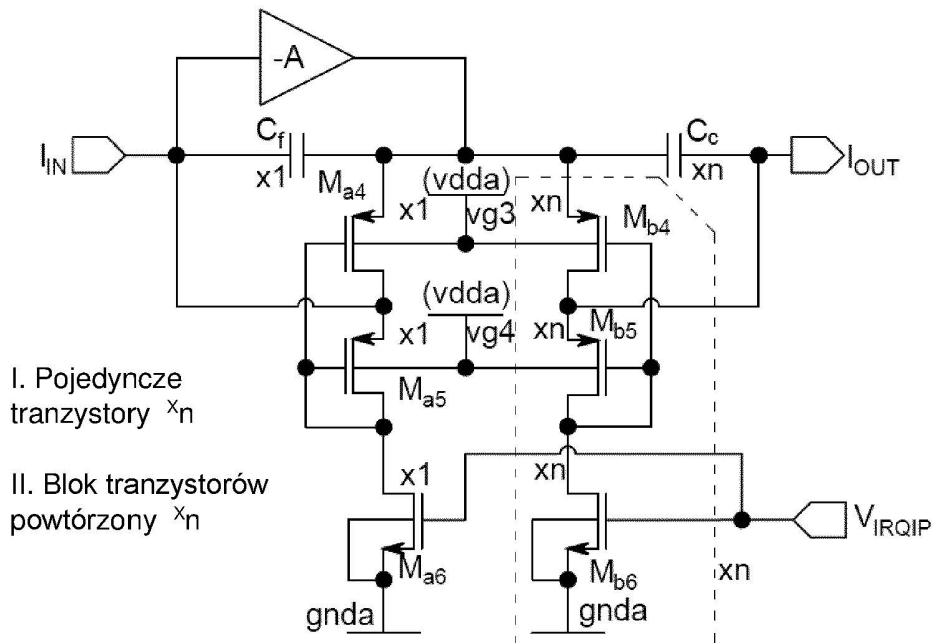


FIG. 5B

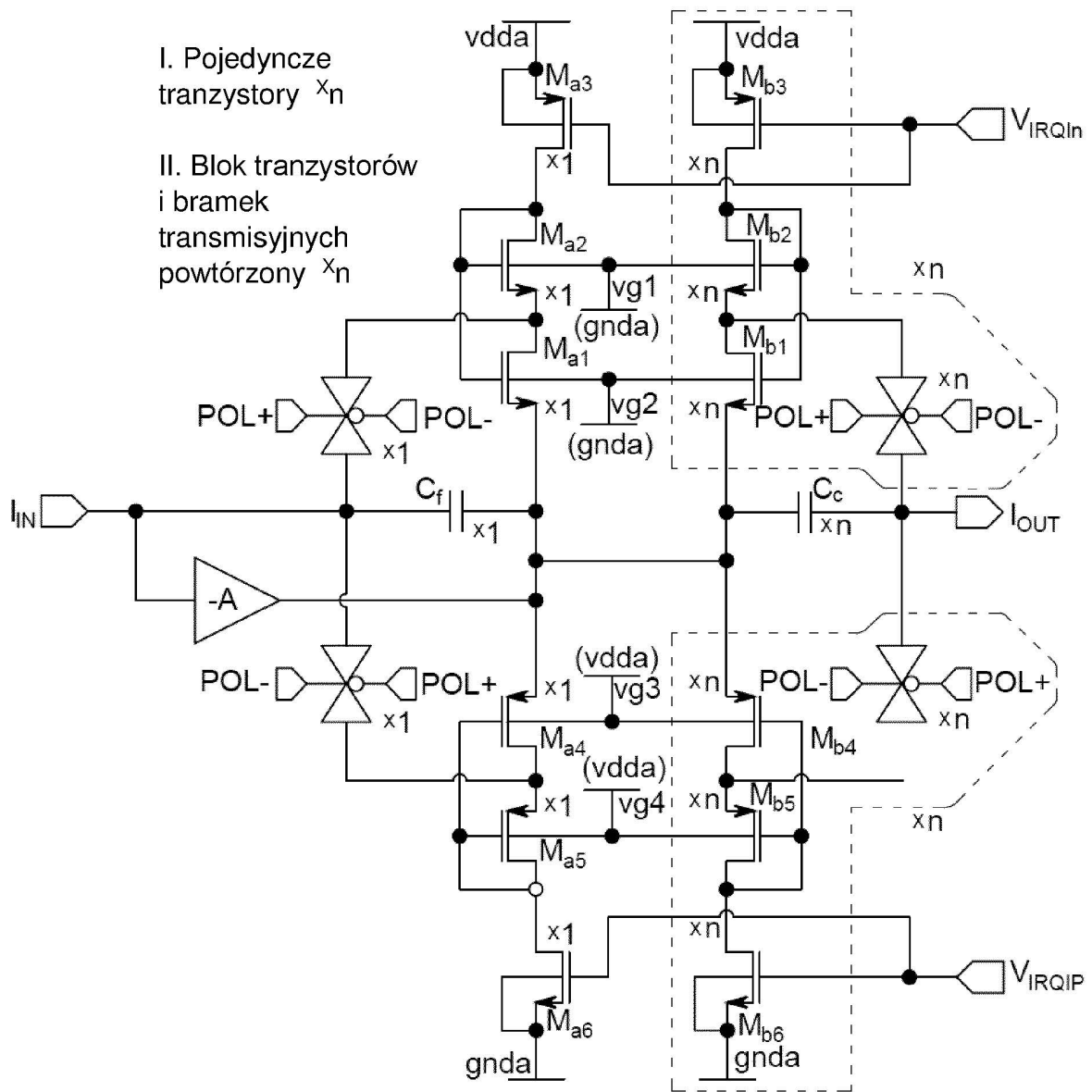


FIG. 6A

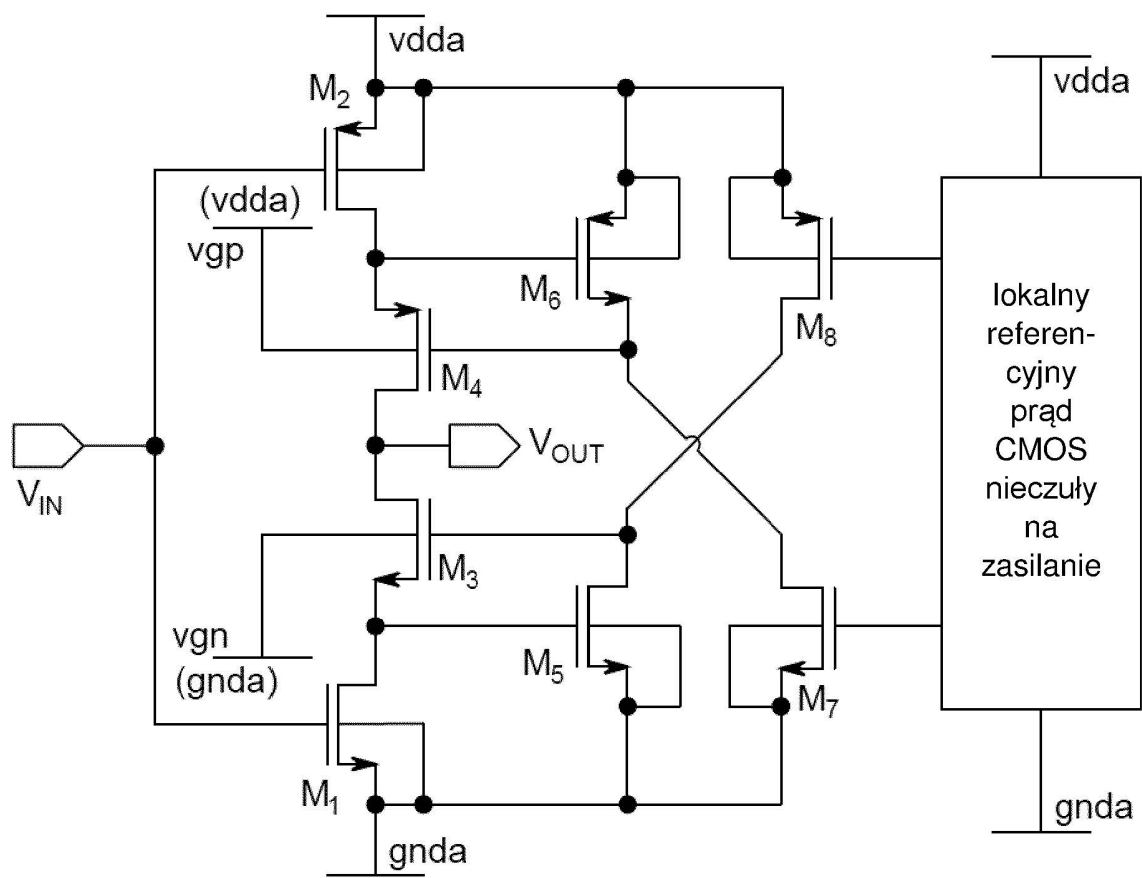


FIG. 6B





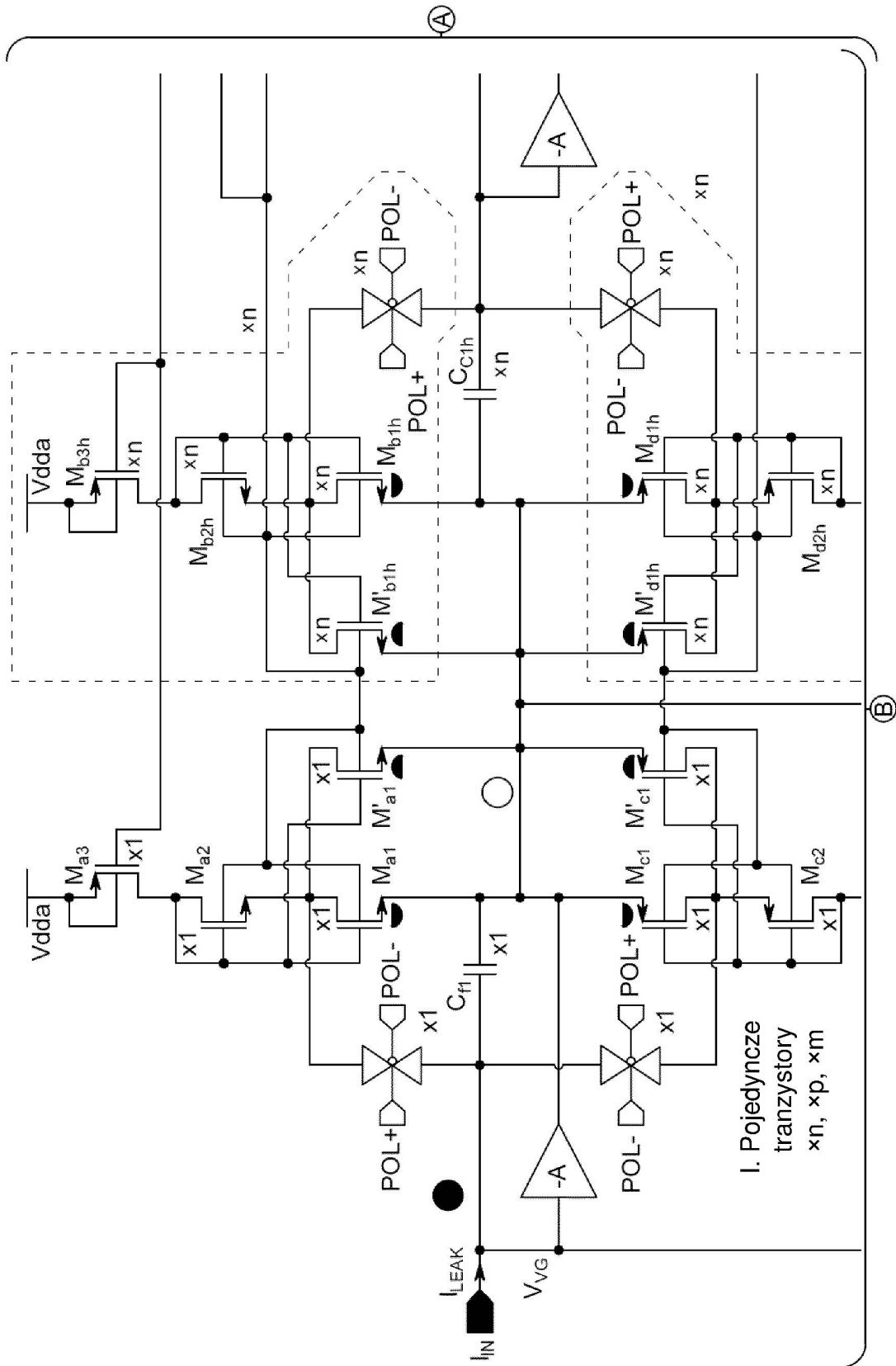


FIG. 7B

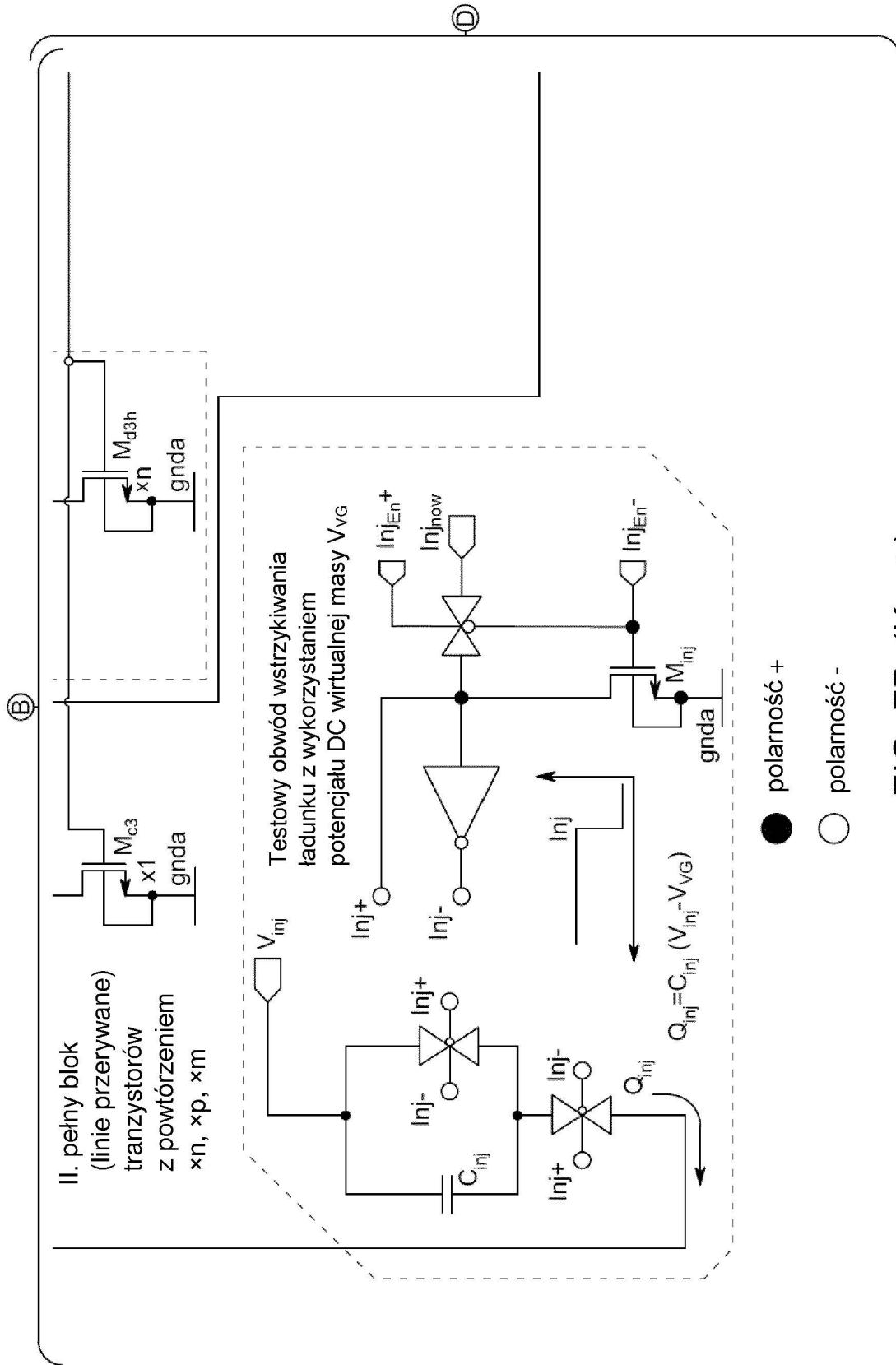


FIG. 7B (Kont.)

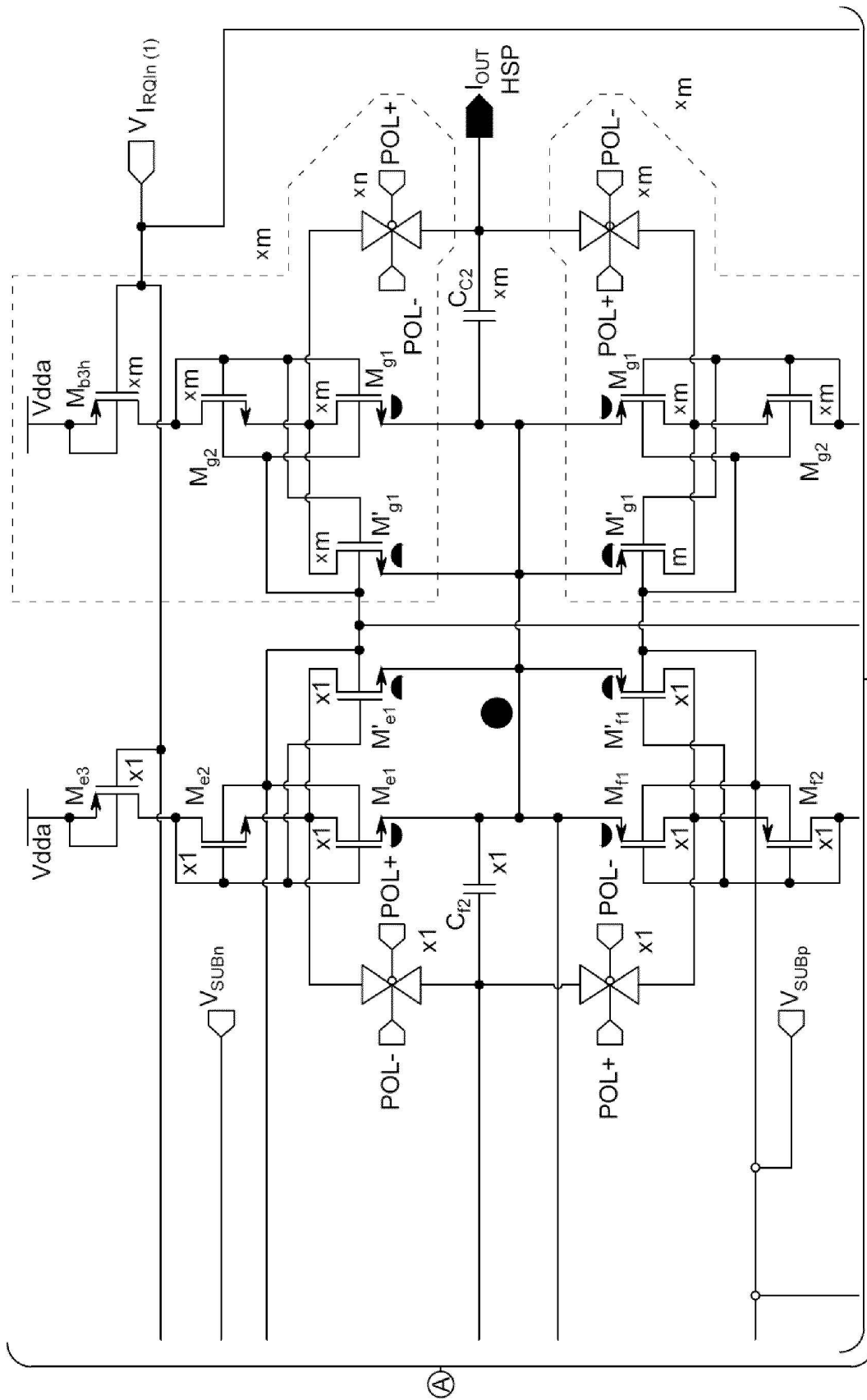


FIG. 7B (Kont.)

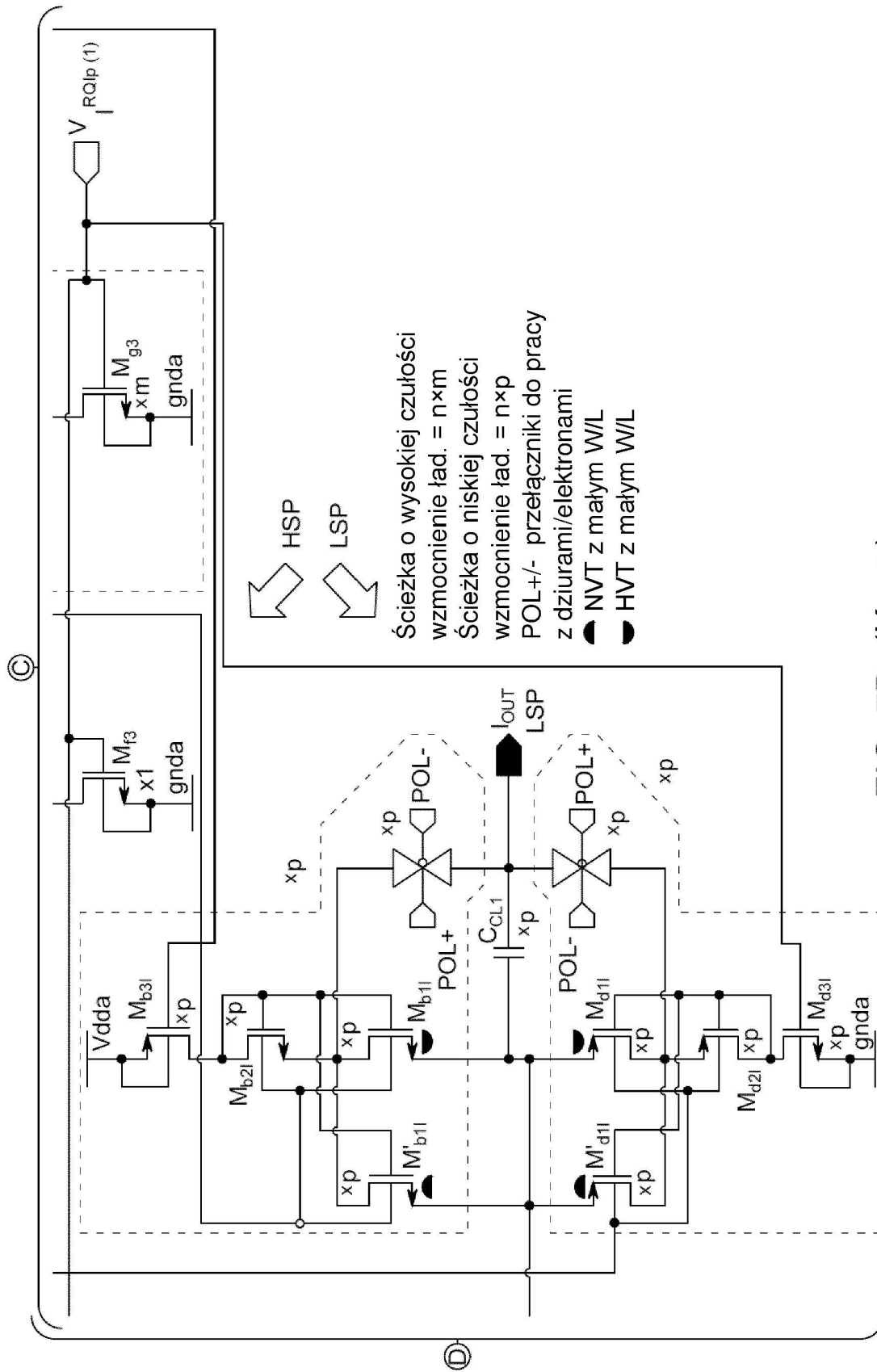


FIG. 7B (Kont.)

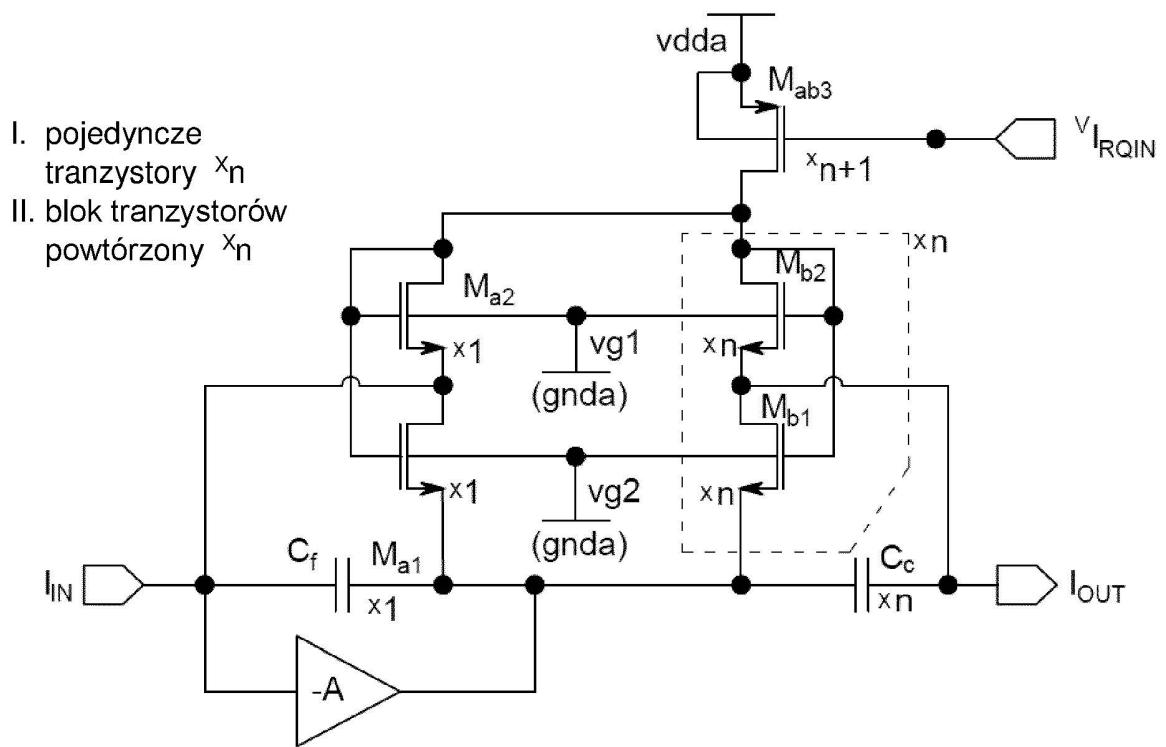


FIG. 8A

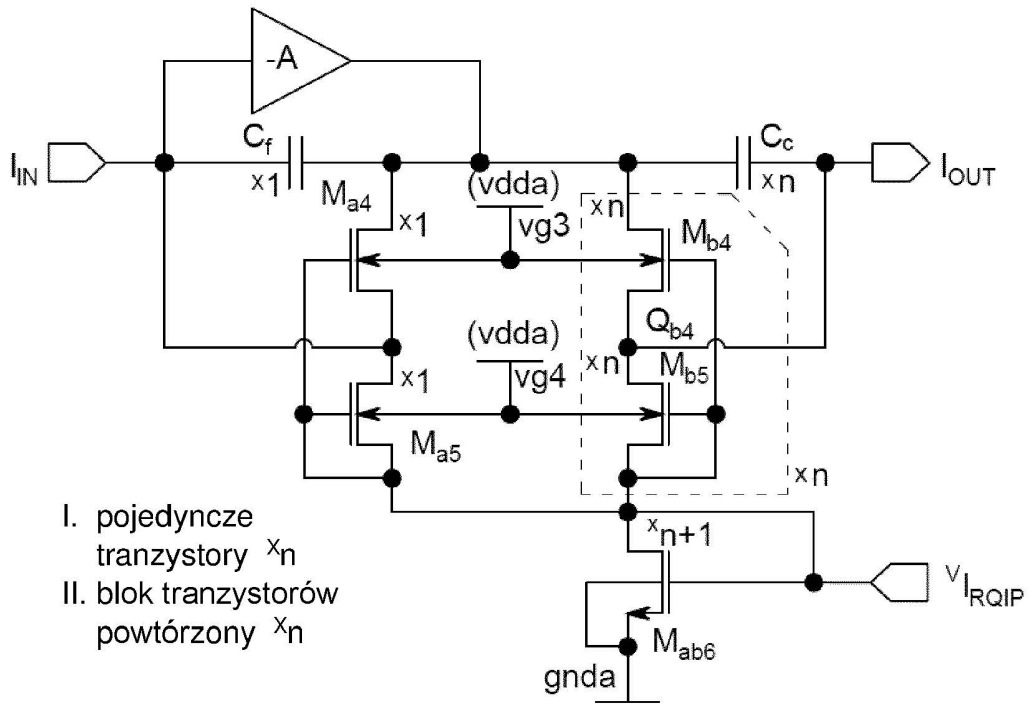


FIG. 8B

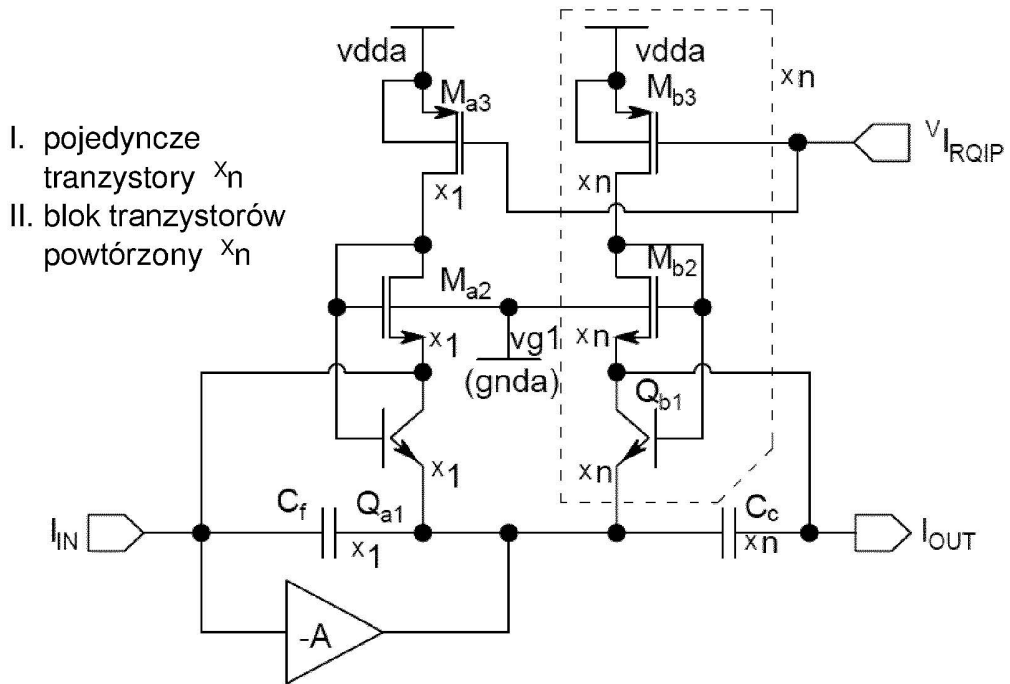


FIG. 8C

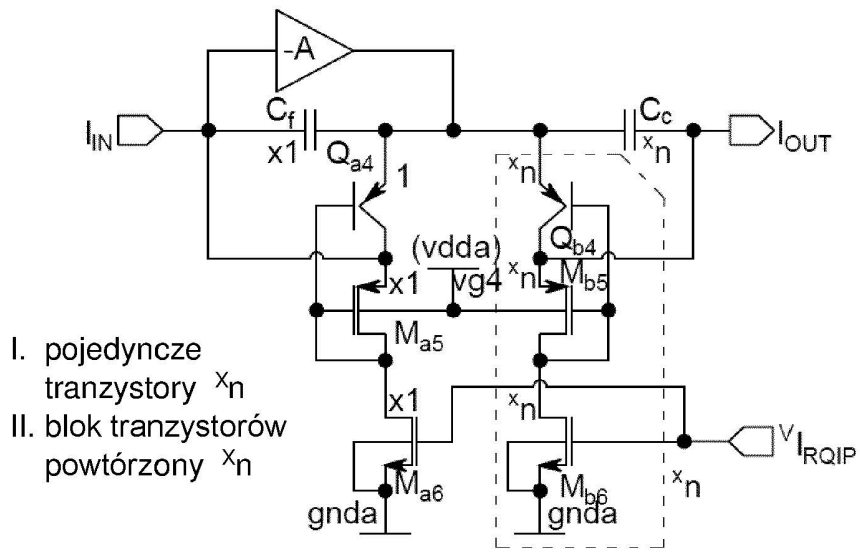


FIG. 8D

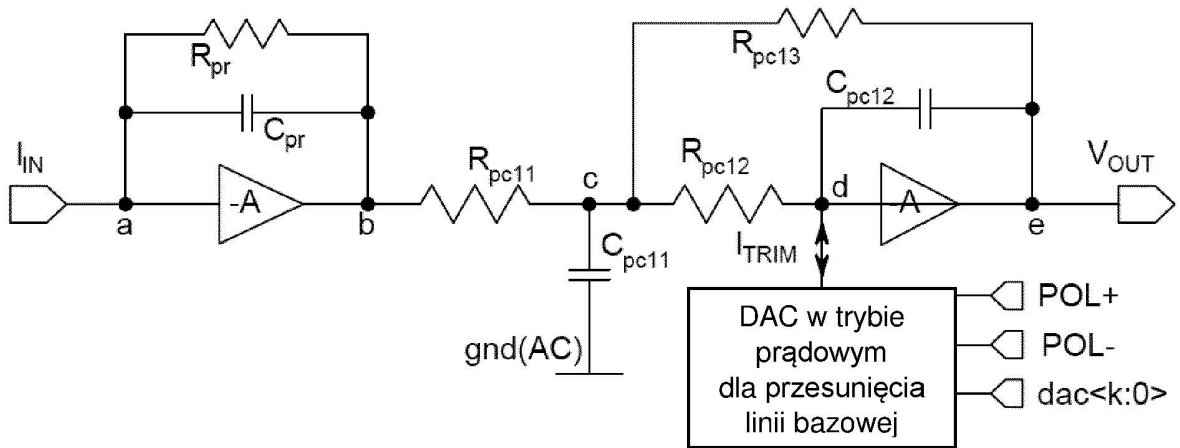
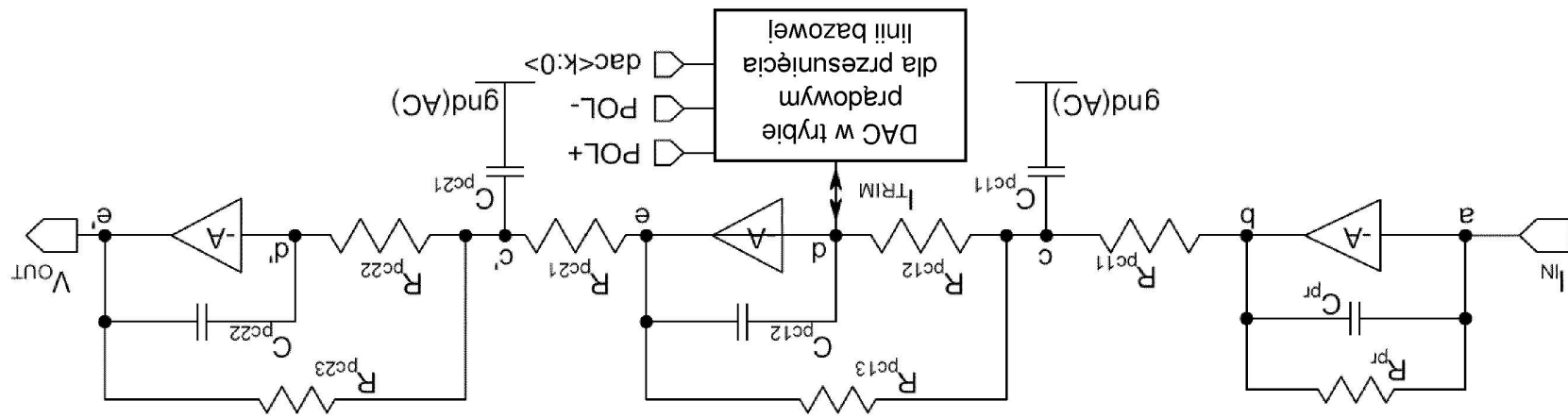


FIG. 9A

FIG. 9B



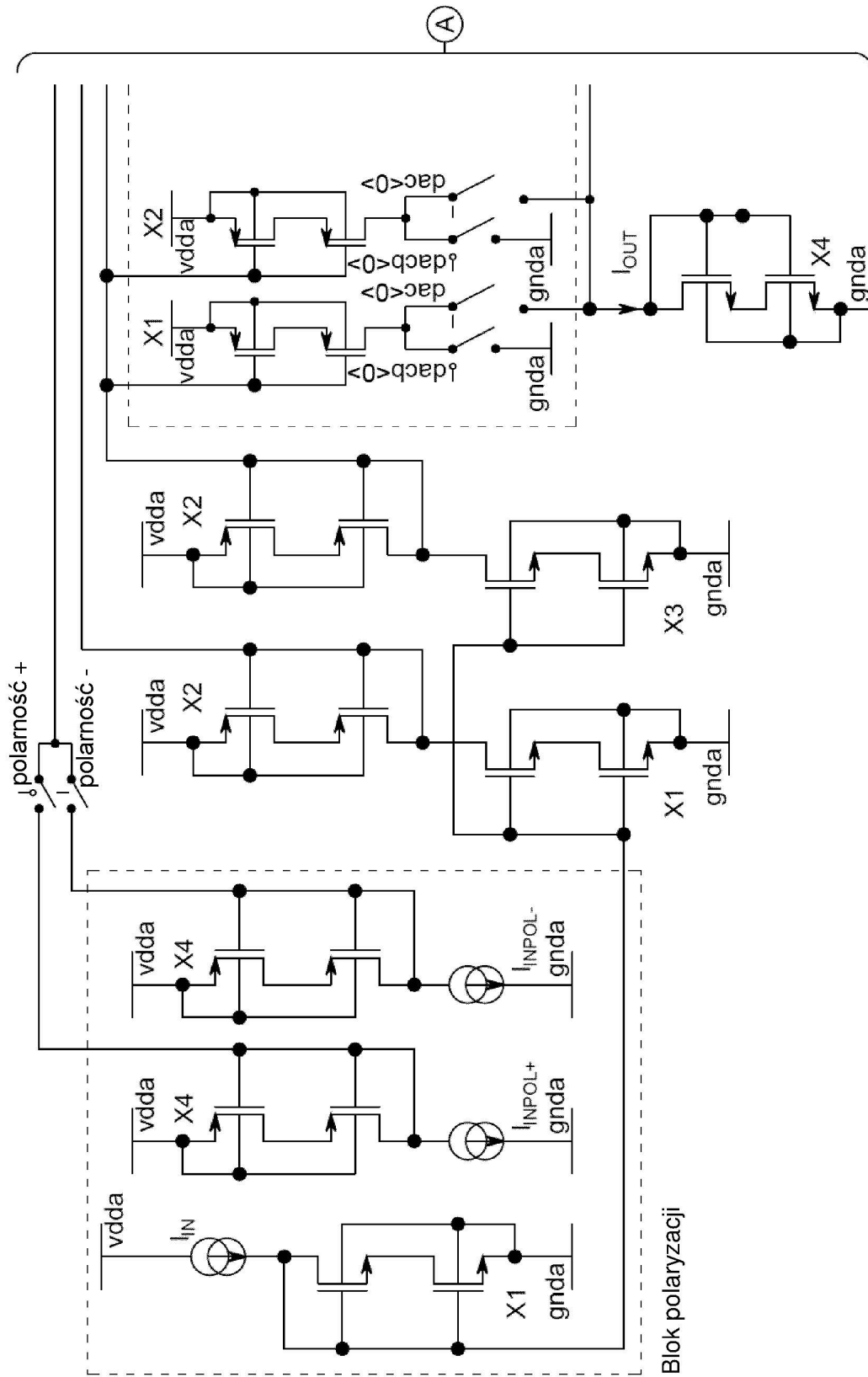


FIG. 10

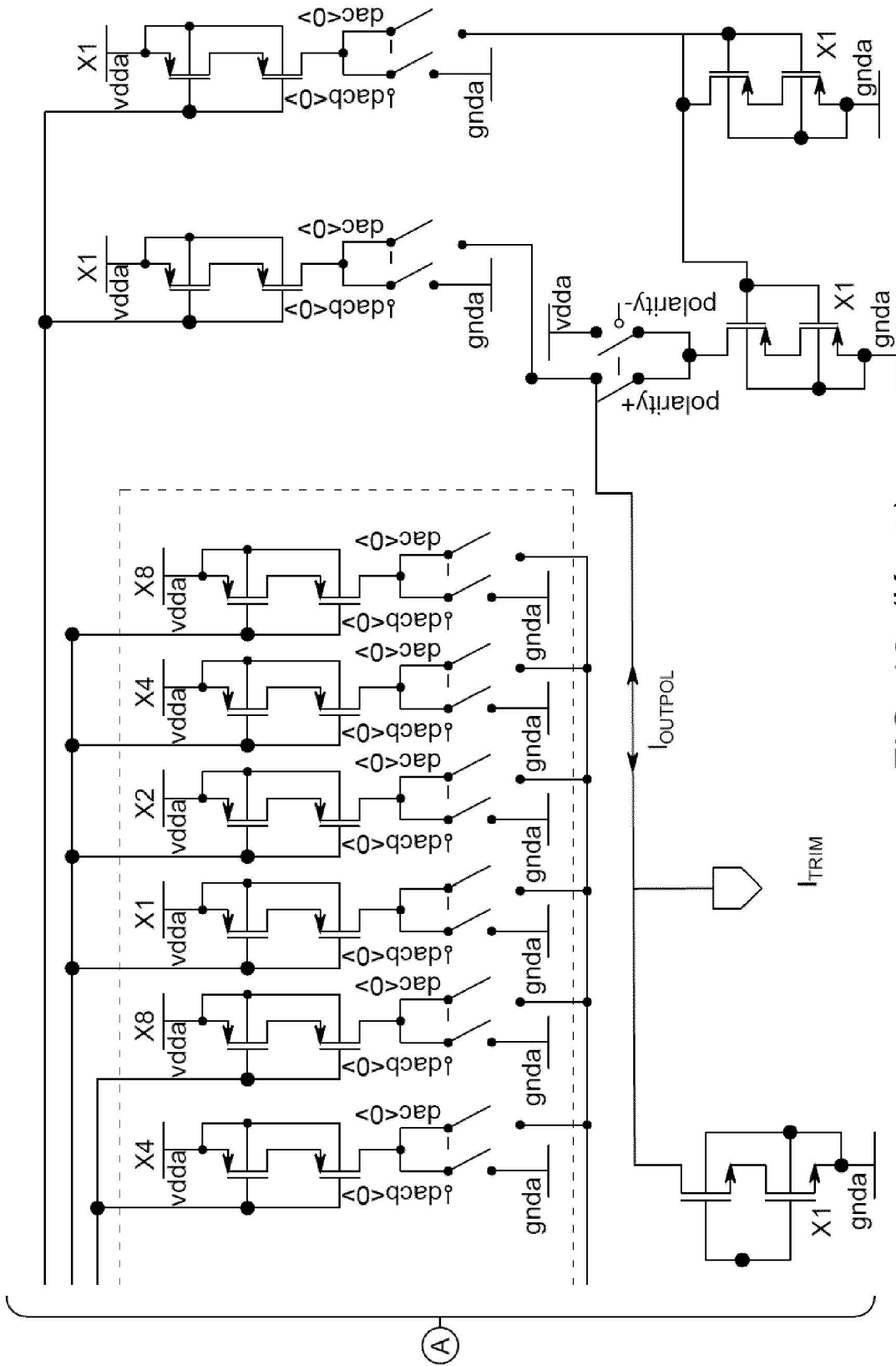


FIG. 10 (Kont.)



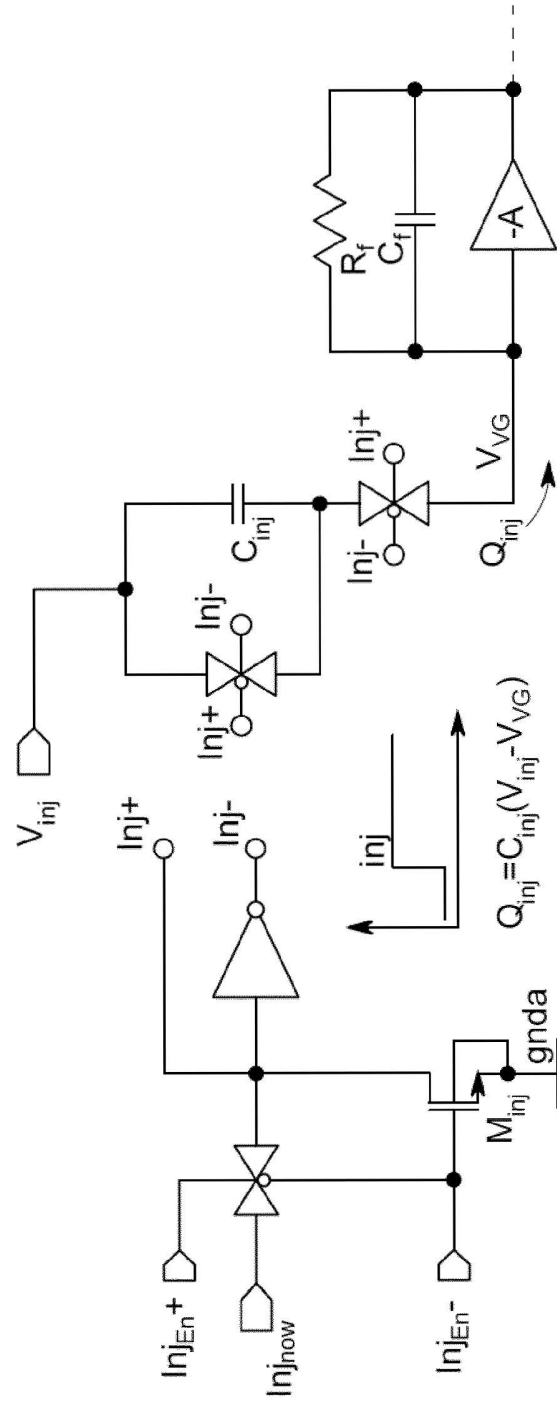


FIG. 11B

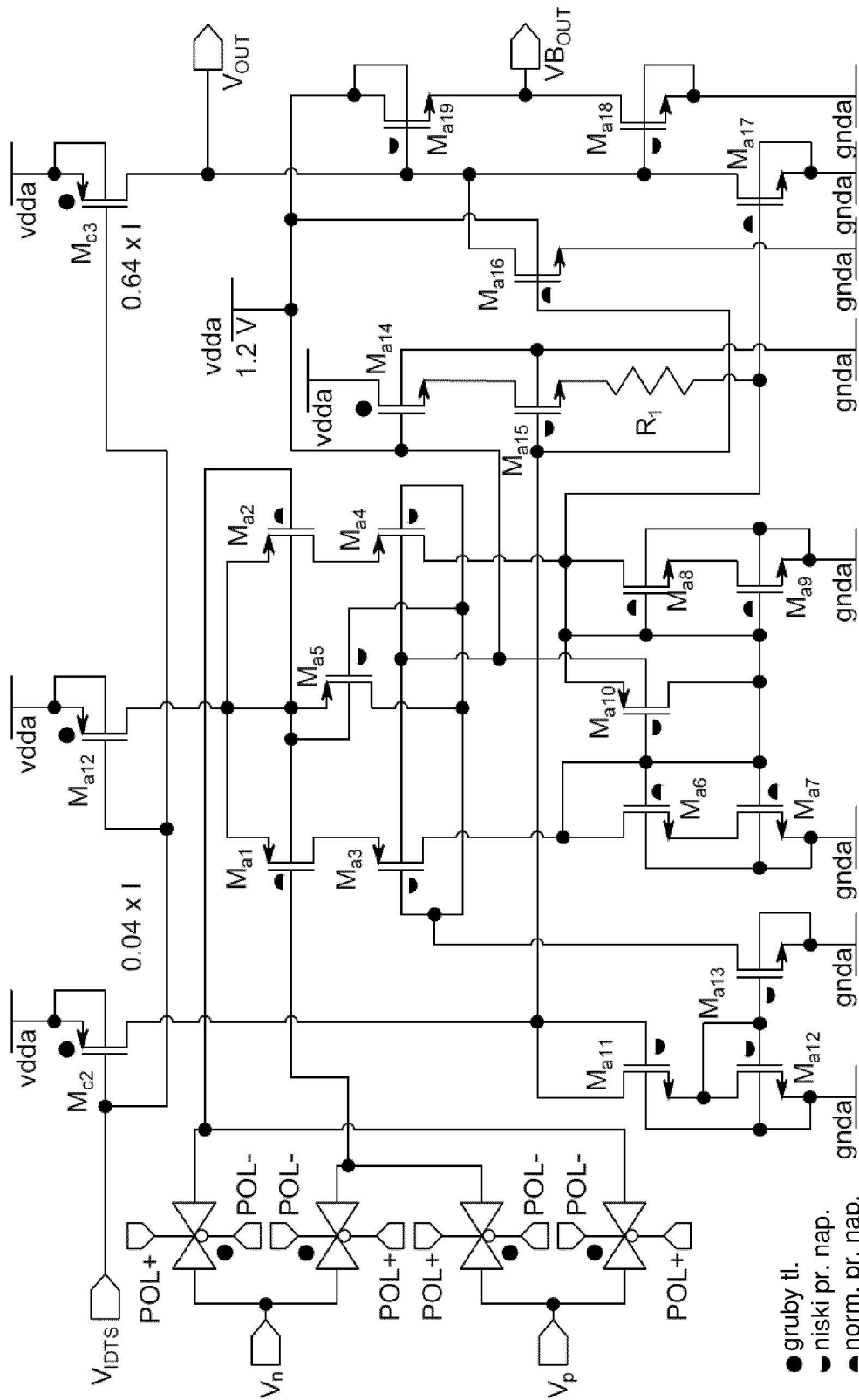


FIG. 12







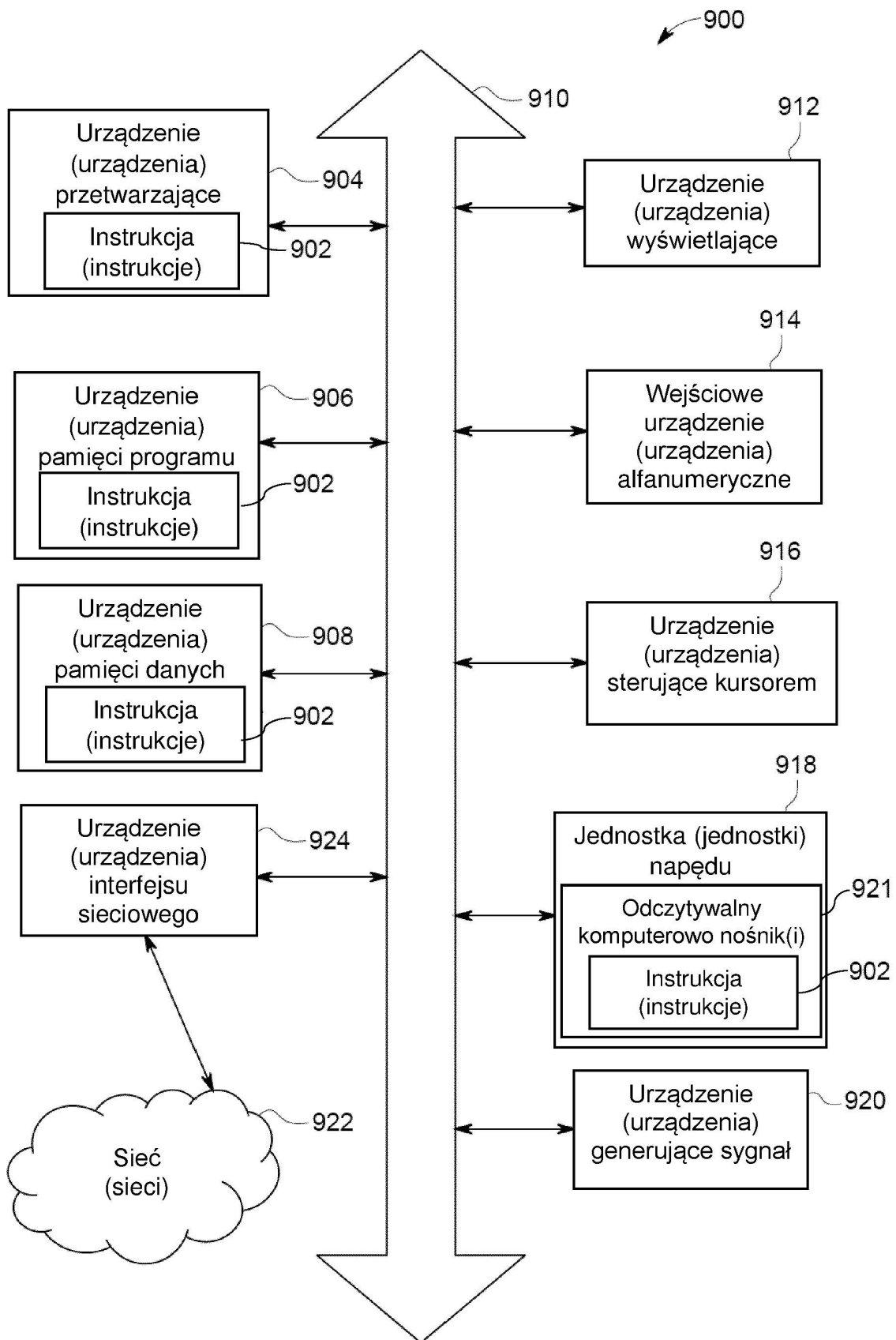


FIG. 14


**SPRAWOZDANIE O STANIE TECHNIKI DO ZGŁOSZENIA NR P.451924**

Klasyfikacja zgłoszenia: H03F 3/00, H03F 3/08, H03F 3/16, H03F 3/21, H03G 3/10, H03F 3/70		
Podklasy w których prowadzono poszukiwania: H03F H03G		
Bazy komputerowe w których prowadzono poszukiwania: Bazy EPO AbS bazy UPRP		
Kategoria dokumentu	Dokumenty - z podaną identyfikacją	Odniesienie do zastrz.
A	US6998913 B (DeGeronimo i in.) 14-02-2006	1 - 14
A	US5793254 A1 (O'Connor,P) 11-08-1998	1 - 14
A	US20220345100 A1 (Oxford Instr Tech OY, FI) 27-10-2022	1 - 14
A	US20100019842 A1 (Doorenbos, J L) 28-01-2010	1 - 14
A	EP0813338 A (Rockwell International Corp, US) 17-12-1997	1 - 14
<input checked="" type="checkbox"/> Dalszy ciąg wykazu dokumentów na następnej stronie		
<p>A – dokument określający ogólny stan techniki, który nie jest uważany za posiadający szczególne znaczenie,          E – dokument stanowiący wcześniejsze zgłoszenie lub patent, ale opublikowany w lub po dacie zgłoszenia,          L – dokument, który może poddawać w wątpliwość zastrzegane pierwszeństwo(-wa), lub przytoczony w celu ustalenia daty publikacji innego cytowanego dokumentu lub z innego szczególnego powodu,          O – dokument odnoszący się do ujawnienia ustnego przez zastosowanie, wystawienie lub ujawnienie w inny sposób,          P – dokument opublikowany przed datą zgłoszenia, ale później niż zastrzegana data pierwszeństwa,          T – dokument późniejszy, opublikowany po dacie zgłoszenia lub w dacie pierwszeństwa i niebędący w konflikcie ze zgłoszeniem, ale cytowany w celu zrozumienia zasad lub teorii leżących u podstaw wynalazku,          X – dokument o szczególnym znaczeniu; zastrzegany wynalazek nie może być uważany za nowy lub nie może być uważany za posiadający poziom wynalazczy, jeżeli ten dokument brany jest pod uwagę samodzielnie,          Y – dokument o szczególnym znaczeniu; zastrzegany wynalazek nie może być uważany za posiadający poziom wynalazczy, jeżeli ten dokument zostanie połączony z jednym lub kilkoma tego typu dokumentami, a takie połączenie będzie oczywiste dla znawcy,          &amp; – dokument należący do tej samej rodziny patentowej.</p>		

Sprawozdanie wykonał/-a:

 Ireneusz Słomka  
 Ekspert

Data:

06.08.2025

Podpis:

 /podpisano kwalifikowanym podpisem elektronicznym/  
 Pismo wydane w formie dokumentu elektronicznego

**Uwagi do zgłoszenia**

Sprawozdanie zostało wykonane w oparciu o zastrzeżenia z dnia 14.04.2025 r.

