



Akademia Górniczo-Hutnicza
imienia Stanisława Staszica w Krakowie

Wydział Elektrotechniki, Automatyki i Elektroniki
Katedra Elektroniki

Marek GAŚSIOR

Kierunek: Elektronika i Telekomunikacja
Specjalność: Aparatura Elektroniczna
Nr albumu: 80050

Praca magisterska na temat:

Szumowy model zastępczy
krzemowych detektorów paskowych
opracowany na podstawie
Detektora Śladowego eksperymentu DELPHI

Promotor: dr inż. Wojciech KUCEWICZ

Streszczenie

Celem pracy jest stworzenie modelu krzemowych detektorów paskowych i stowarzyszonych z nimi wzmacniaczami odczytu, które mogłyby być symulowane symulatorem obwodów elektronicznych SPICE. Umożliwi to badania krytycznych w zastosowaniach własności szumowych kanału detektor-wzmacniacz. Bazą do tych rozważań jest krzemowy detektor śladowy eksperymentu DELPHI w Europejskim Centrum Badań Jądrowych (CERN).

W pracy autor podaje najpierw krótki rys historyczny detektorów paskowych wraz z ich cechami. Następnie na gruncie teorii złącza p-n badane są podstawowe własności detektorów paskowych ze szczególnym uwzględnieniem problemów ich wykonania. Dalej proponowany jest fizyczny model krzemowych detektorów paskowych, który nadawałby się do symulowania różnych ich typów. Potem autor zajmuje się elektroniką odczytu: układami kształtującymi i wzmacniaczem ładunkowym. Wprowadzana jest metoda autora modelowania wzmacniaczy odczytu na wysokim poziomie abstrakcji, która do stworzenia ich modelu wymaga niewielu, zazwyczaj dobrze znanych parametrów. Za jej pomocą budowane są modele wzmacniaczy stosowanych w eksperymencie DELPHI. Następnie autor prezentuje program generujący sieci elektryczne w formacie symulatora SPICE, odpowiadające modelowi detektora zaproponowanego wcześniej. Za pomocą tego programu autor generuje sieci odpowiadające detektorom o typowych parametrach. Wraz ze wzmacniaczami odczytu są one symulowane w celu zbadania wrażliwości stosunku sygnału do szumu na wyjściu toru na zmiany poszczególnych parametrów detektora. Następnie autor porównuje wyniki uzyskane z symulacji modeli poszczególnych części krzemowego detektora śladowego eksperymentu DELPHI z danymi pomiarowymi.

Uzyskane wyniki mogą pomóc określić hierarchię wpływu poszczególnych parametrów detektora na jego własności szumowe. Metody i program opracowany przez autora mogą być używane do badań własności szumowych detektorów jeszcze w fazie ich projektowania. Może to znacznie przyspieszyć proces produkcji detektorów i obniżyć jego koszty. Badania przeprowadzone przez autora w niniejszej pracy mogą być w przyszłości rozszerzone na detektory pikselowe i padowe.

Abstract

The aim of this project is to create a model of silicon microstrip detectors and their associated readout amplifiers that could be simulated by means of SPICE – a simulator of electronic circuits. This will allow studying the noise performance of the channel detector-amplifier. The basis for these considerations is the silicon tracker detector of the DELPHI experiment in European Laboratory for Particle Physics (CERN).

In this paper first author presents an outline of microstrip detectors history together with their features. Then, on the ground of the p-n junction theory, some basics of microstrip detectors are studied, especially taking into consideration some problems of their manufacturing. Next a physical model of silicon microstrip detectors is proposed which would be suitable for simulating different detector types. Afterwards readout electronics is discussed: shaping filters and a charge amplifier. An author's method of readout amplifiers simulating on the high abstract level is introduced. It requires only a few usually well known parameters. By means of the method are built models of amplifiers used in the DELPHI experiment. Next, author presents a program that generates electrical networks in SPICE simulator format, equivalent to the detector model proposed before. By means of this program author generates networks corresponding to detectors with typical parameters. Together with readout amplifiers they are simulated in order to investigate sensibility of the signal to noise ratio at the amplifier output to changes of individual detector parameters. Next, author compares simulations results of the models of DELPHI silicon tracker detector parts to measurement data.

Results obtained from simulations can help to determine a influence hierarchy of individual detector parameters on its noise performance. Methods and program worked out by the author can be used to study the noise performance of detectors already in a process of their designing. The author's studies done in this project can be expanded into pixel and pad detectors.

Podziękowania

Autor pragnie podziękować wszystkim, którzy mieli wpływ na kształt niniejszej pracy. W szczególności byli to Promotor, Pan dr inż. Wojciech Kucewicz, Pani prof. dr hab. Agnieszka Zalewska, Pan dr Henryk Pałka. Nie sposób także nie podziękować wszystkim uczącym autora, którzy ubogacali jego umysł i osobowość a tym samym w pewien sposób współtworzyli tę pracę.

Osobne podziękowania składa autor swoim Rodzicom za umożliwienie studiowania pasjonującej elektroniki oraz Żonie – za wyrozumiałość i cierpliwość podczas tworzenia tej pracy.

Spis treści

1. Wprowadzenie i cel pracy	1
2. Krzemowe detektory paskowe	5
2.1. Zalety i wady krzemowych detektorów paskowych.....	5
2.2. Budowa i rodzaje krzemowych detektorów paskowych	7
2.3. Złącze p-n jako detektor	10
2.3.1. Podstawy działania złącza p-n.....	10
2.3.2. Prądy upływu wstecznie spolaryzowanego złącza p-n.....	15
2.4. Indukowanie prądu w detektorze przez punktowy ładunek	18
2.5. Model detektora paskowego.....	22
2.5.1. Uniwersalny model detektora paskowego.....	22
2.5.2. Modelowanie detektora z dwoma warstwami metalu	25
3. Elektronika odczytu	28
3.1. Rola elektroniki odczytu.....	28
3.2. Układy kształtujące.....	30
3.3. Wzmacniacz ładunkowy.....	35
3.3.1. Wzmocnienie wzmacniacza ładunkowego.....	35
3.3.2. Równoważny ładunek szumów	38
3.3.3. Modelowanie szumów wzmacniacza ładunkowego.....	39
3.4. Modele wzmacniaczy używanych w eksperymencie DELPHI.....	48
3.4.1. Parametry wzmacniaczy MX6 i TRIPLEX.....	48
3.4.2. Modele wzmacniaczy MX6 i TRIPLEX	49
4. Symulacje	56
4.1. Generacja opisu sieci modelu detektora.....	56
4.1.1. Program det_net.exe generujący sieć modelu detektora	57
4.1.2. Wejściowy plik konfiguracyjny programu det_net.exe.....	58
4.1.3. Zbiór wyjściowy generowany przez program det_net.exe.....	61
4.2. Ilość symulowanych sekcji i pasków	65
4.3. Badanie wrażliwości SNR na zmiany parametrów detektora	67
4.4. Porównanie SNR detektorów paskowych z pomiarów i symulacji.....	75
4.4.1. Budowa systemu detektora śladowego eksperymentu DELPHI.....	75
4.4.2. Wyniki pomiarów SNR poszczególnych części detektora śladowego.....	77
4.4.3. Symulacja detektorów paskowych eksperymentu DELPHI.....	78
4.4.4. Wnioski na podstawie porównania wyników pomiarowych i symulacji	94
5. Podsumowanie	96
Bibliografia	98

1. Wprowadzenie i cel pracy

Za początek historii rozwoju krzemowych detektorów paskowych można uważać rok 1951, kiedy to po raz pierwszy zaobserwowano, że diody germanowej można używać do detekcji cząstek α [23]. Zapoczątkowało to badania nad przyrządami półprzewodnikowymi, które mogłyby być używane jako detektory promieniowania jądowego i elektromagnetycznego przede wszystkim w eksperymentach fizyki.

Najlepszym rozwiązaniem okazała się dioda półprzewodnikowa spolaryzowana w kierunku zaporowym. Cząstka (lub kwant γ) przechodząc przez jej strukturę generuje pary elektron-dziura. Zarówno elektrony jak i dziury, poruszając się w przeciwnych kierunkach w polu elektrycznym wstecznie spolaryzowanego złącza, zostają rozdzielone, aby w końcu osiągnąć elektrody przyrządu. Ruch ładunku elektrycznego w tym procesie jest rejestrowany w obwodzie zewnętrznym jako prąd. Może być on wzmocniony, co najczęściej ma miejsce za pomocą dedykowanego wzmacniacza odczytu. Jeśli teraz w obszarze mierzonym zostanie umieszczonych wiele takich struktur, będzie możliwe określenie w pobliżu której struktury cząstkę (kwant) zarejestrowano, a tym samym ich pozycyjna detekcja.

Pierwsze detektory stanowiły proste diody dyfuzyjne. Wykorzystywano także diody Schotky'ego ze złączem metal-półprzewodnik. W eksperymentach fizyki wysokich energii detektory te pojawiły się w latach siedemdziesiątych w CERN – Europejskim Centrum Badań Jądowych [12].

Gwałtowny rozwój technologii półprzewodnikowych nie ominął również detektorów półprzewodnikowych. W 1980 roku zastosowano technologię planarną do wytwarzania tego rodzaju detektorów, co na długie lata zapewniło im trwałe miejsce w eksperymentach fizyki wielkich energii i innych dziedzinach, wymagających detekcji cząstek lub promieniowania elektromagnetycznego. Wtedy to po raz pierwszy na jednej płytce krzemowej zostało wytworzonych wiele podłużnych, niezależnych złączy półprzewodnikowych, które utworzyły tzw. detektor paskowy [18]. Cząstka (kwant) przechodząc przez taki detektor generuje ładunek, który jest zbierany przez najbliższe paski, dzięki czemu wiadomo, w jakiej części detektora cząstkę (kwant) zarejestrowano. Odległość między paskami jest rzędu dziesiątków mikrometrów, co pozwala rejestrować cząstki z dokładnością pojedynczych mikrometrów, dzięki wagowemu obliczaniu pozycji przejścia cząstki między sąsiednimi paskami.

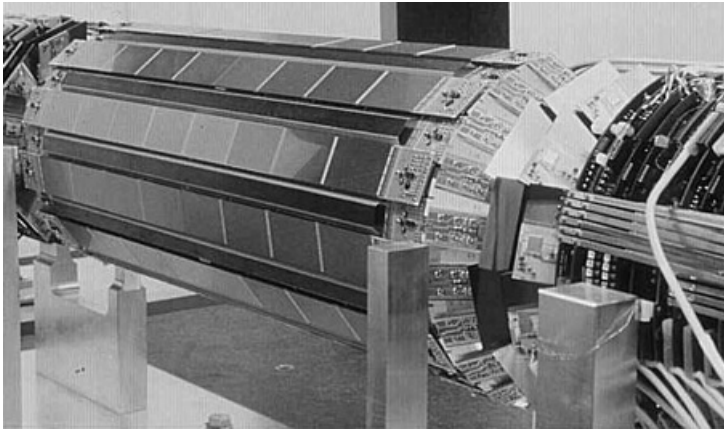
Stosunkowo małe sygnały generowane w detektorze powodują, że rozdzielczość detektora paskowego jest mocno zależna od stosunku sygnału do szumu SNR (ang. *signal to noise ratio*) na wyjściu kanału odczytowego detektor-wzmacniacz, który z kolei zależy nie tylko od parametrów samego detektora, ale także od parametrów szumowych elektroniki odczytu. Zatem jakość wzmacniaczy wpływa na rozdzielczość detekcji.

Detektory paskowe w eksperymentach fizyki wielkich energii są łączone w duże systemy, umożliwiające określanie torów cząstek przy rekonstrukcji zdarzeń i często stanowią, wraz z detektorami innych typów, jedynie część jeszcze większych systemów detekcyjnych obsługujących ogromne eksperymenty fizyki jądowej.

Jednym z takich systemów jest detektor półprzewodnikowy w eksperymencie DELPHI w CERN, który w przeważającej części składa się właśnie z detektorów paskowych. W eksperymencie tym dokonuje się zderzeń wiązki elektronów i pozytonów. Podczas zderzeń produkowane są cząstki elementarne, które bada się celem poznania struktury materii. Detektor półprzewodnikowy znajduje się najbliżej miejsca oddziaływań i odgrywa kluczową

rolę w procesie rekonstrukcji zdarzeń. System detektorów zawiera, oprócz detektorów minipaskowych i pikselowych, trzy koncentryczne warstwy detektorów paskowych. Każda z nich złożona jest z wielu modułów, natomiast każdy moduł jest zbudowany z kilku płytek krzemowych.

System ten pokazano ogólnie na rysunku 1-1. Widać na nim dobrze warstwę zewnętrzną modułów oraz budowę każdego z nich z mniejszych płytek krzemowych. Dwie pozostałe warstwy znajdują się kolejno pod warstwą zewnętrzną. Po obu stronach części cylindrycznej są umieszczone warstwy z detektorów minipaskowych i pikselowych.



Rys. 1-1. Widok systemu detektora śladowego eksperymentu DELPHI (fot. Biblioteka CERN).

Najdłuższy detektor, z którego zbudowana jest warstwa zewnętrzna, ma około 50 cm długości i nie jest możliwe wykonanie go z jednego kawałka krzemu. Każda z jego dwóch stron składa się z ośmiu płytek krzemowych o długości około 6 cm każda, połączonych w dwie grupy, po cztery płytki w grupie. Każda grupa ma 640 kanałów odczytowych. Cała zewnętrzna warstwa zawiera 24 takie detektory, co daje $(2 \text{ warstwy}) \cdot (2 \text{ grupy}) \cdot (24 \text{ detektory}) \cdot (640 \text{ kanałów}) = 61440$ kanałów odczytowych i ma aktywną powierzchnię krzemu 7000 cm^2 . Dwie kolejne cylindryczne warstwy systemu są zbudowane podobnie. Posiadają odpowiednio 51200 i 18432 kanałów odczytowych na powierzchniach 4160 cm^2 i 2470 cm^2 . Daje to w sumie około 131000 kanałów i powierzchnię w trzech warstwach krzemu 1.36 m^2 [30].

Budowa tak wielkiego systemu jest bardzo kosztowna, tak ze względu na pracochłonność, jak i potrzebę zaangażowania bardzo wyrafinowanych technologii półprzewodnikowych. Zatem każda metoda i narzędzie, które mogłyby pozwolić przewidzieć parametry detektorów jeszcze na etapie ich projektowania, może zaoszczędzić wielu środków i znacznie przyspieszyć proces projektowania.

Z uwagi na złożoną strukturę detektora, duży wpływ jego elementów pasożytniczych na finalną jakość toru i konieczność uwzględnienia wzmacniaczy odczytu, metody analityczne estymowania parametrów szumowych mają dość ograniczone zastosowanie, możliwe jedynie przy dużych uproszczeniach. Znacznie lepsze rezultaty wydaje się stwarzać metoda symulacji modelu fizycznego detektora i jego elektroniki odczytu.

Najważniejszym celem niniejszej pracy jest stworzenie fizycznego modelu detektora paskowego wraz z towarzyszącą elektroniką odczytu. Model taki ma pozwolić na określanie wyjściowego stosunku sygnału do szumu toru detektor-wzmacniacz, wyznaczającego jakość tego toru. Będzie on budowany na podstawie parametrów elektrycznych detektora oraz jego elektroniki odczytu. Sieć elektryczna odpowiadająca modelowi, zapisana w formacie zbioru wejściowego symulatora SPICE, może być następnie poddana symulacji. W ten sposób można uzyskać szukany stosunek sygnału do szumu na wyjściu badanego kanału odczytowego.

Symulacje modeli detektorów paskowych mogą umożliwić badanie wpływu poszczególnych ich parametrów elektrycznych i elektroniki odczytu na jakość toru oraz ich optymalizację, w celu uzyskania odpowiedniego stosunku sygnału do szumu na wyjściu kanału odczytowego. Po optymalizacji parametrów elektrycznych można je przeliczyć na parametry technologiczne fizycznych detektorów.

Praca składa się, oprócz niniejszej części, z czterech rozdziałów.

W **rozdziale drugim** autor szczegółowo analizuje budowę krzemowych detektorów paskowych i proponuje ich model.

Najpierw zostają wymienione zalety tego rodzaju detektorów na tle innych, do nich konkurencyjnych. Następnie przedstawiona jest zasada działania detektorów oraz omówione są ich podstawowe rodzaje. Dalej autor bada własności złącza p-n jako podstawowej komórki detektora paskowego. Wyprowadzane są wzory opisujące potencjał wbudowany złącza, rozkład pola elektrycznego i potencjału wewnątrz warstwy zaporowej, głębokość wnikania warstwy w obszary p i n, z uwzględnieniem praktycznych problemów technologicznych dotyczących detektorów paskowych. Następnie są omówione prądy upływu złącza. Dalej autor bada kształty prądów indukowanych w detektorze na skutek ruchu punkowego ładunku. Pozwala to na wyliczenie czasów zbierania wygenerowanych elektronów i dziur oraz uzyskanie ich wartości liczbowych. Po tych rozważaniach autor proponuje uniwersalny model detektora paskowego, umożliwiający modelowanie detektorów zarówno z jedną, jak i dwiema warstwami metalu.

W **rozdziale trzecim** autor szczegółowo analizuje elektronikę odczytu, która stanowi funkcjonalnie nierozzerwalną część detektorów paskowych.

Najpierw przedstawiona jest rola elektroniki odczytu. Następnie autor bada typowy układ kształtujący, który umieszczony za wzmacniaczem odczytu ma za zadanie polepszenie własności szumowych kanału detektor-wzmacniacz. Dalej analizuje się szczegółowo budowę i własności szumowe wzmacniaczy ładunkowych, powszechnie stosowanych jako wzmacniacze odczytu detektorów paskowych. Autor wyprowadza wzór na wzmocnienie wzmacniacza ładunkowego i wprowadza szeroko stosowane pojęcie równoważnego ładunku szumów. Następnie pokazana jest kluczowa dla pracy, ogólna metoda opracowana przez autora, umożliwiająca zbudowanie na podstawie jedynie kilku na ogół dobrze znanych parametrów wzmacniacza ładunkowego, jego modelu o z góry zadanych parametrach, w szczególności parametrach szumowych. Za pomocą tej metody autor tworzy modele wzmacniaczy używanych w eksperymencie DELPHI, stosowane dalej w symulacjach. Przeprowadzone weryfikujące symulacje tych modeli pokazują, że posiadają one parametry zgodne z założonymi, a tym samym poprawność metody autora.

W **rozdziale czwartym** autor prezentuje wyniki symulacji programem SPICE modeli detektorów paskowych dołączonych do modeli wzmacniaczy odczytu. Symulacje te mają na celu pokazanie użyteczności metod wprowadzonych przez autora oraz stanowią ich weryfikację. W tej części pracy znajduje się także szczegółowy opis programu napisanego przez autora, generującego sieci modeli detektorów według uniwersalnego modelu zaproponowanego w rozdziale drugim.

Najpierw opisywany jest program generujący sieci modeli detektorów paskowych. Podaje się ogólną charakterystykę programu, format jego wejściowego zbioru konfiguracyjnego oraz postać generowanego zbioru wyjściowego. Następnie autor bada jak duże sieci modeli detektorów należy symulować, biorąc pod uwagę z jednej strony dokładność uzyskiwanych wyników, z drugiej zaś – ilość elementów sieci modelu. Dalej autor prezentuje wyniki szeregu symulacji, które miały na celu zbadanie ogólnego wpływu poszczególnych parametrów detektorów na wyjściowy stosunek sygnału do szumu. Jest to chyba najważniejsza część niniejszej pracy, pokazująca łatwość określania wpływu poszczególnych parametrów detektorów na ich własności szumowe za pomocą metod

wprowadzonych przez autora oraz bardzo dużych ich możliwości. Wyniki te są ukoronowaniem wszystkich prezentowanych wcześniej rozważań autora. Na koniec autor pokaże porównanie wyników symulacji parametrów szumowych poszczególnych części systemu detektora śladowego eksperymentu DELPHI z danymi pomiarowymi.

Rozdział piąty zawiera podsumowanie całej pracy.

2. Krzemowe detektory paskowe

W niniejszym rozdziale autor szczegółowo analizuje budowę krzemowych detektorów paskowych i proponuje ich model.

Najpierw zostają wymienione zalety tego rodzaju detektorów (podrozdział 2.1) na tle innych, do nich konkurencyjnych. Następnie (podrozdział 2.2) przedstawiona jest zasada działania detektorów oraz omówione są ich podstawowe rodzaje. Dalej (w podrozdziale 2.3) autor bada własności złącza p-n jako podstawowej komórki detektora paskowego. Autor wyprowadza (punkt 2.3.1) wzory opisujące potencjał wbudowany złącza, rozkład pola elektrycznego i potencjału wewnątrz warstwy zaporowej, głębokość wnikania warstwy w obszary p i n, z uwzględnieniem praktycznych problemów technologicznych dotyczących detektorów paskowych. Następnie (punkt 2.3.2) są omówione prądy upływu złącza. Dalej (podrozdział 2.4) autor bada kształty prądów indukowanych w detektorze na skutek ruchu punktowego ładunku. Pozwala to na wyliczenie czasów zbierania wygenerowanych elektronów i dziur oraz uzyskanie ich wartości liczbowych. Po tych rozważaniach autor wprowadza model detektora paskowego (podrozdział 2.5). Zaczyna (punkt 2.5.1) od zaproponowania uniwersalnej jego postaci, a później pokazuje, że za jego pomocą (punkt 2.5.2) jest możliwe modelowanie detektorów z dwoma warstwami metalu.

2.1. Zalety i wady krzemowych detektorów paskowych.

Krzemowe detektory paskowe są w istocie komorami jonizacyjnymi, w których materiałem czynnym jest krzem. Pod wpływem promieniowania jonizującego (wysokoenergetycznej cząstki lub kwantu γ) zostają wygenerowane w obszarze czynnym detektora pary elektron-dziura, w odróżnieniu od komór gazowych, gdzie powstają pary jon-elektron.

Największą zaletą detektorów paskowych jest to, że ich materiałem czynnym jest krzem. Do wygenerowania w krzemie jednej pary elektron-dziura średnio potrzebna jest energia około 3.7 eV, co stanowi rząd wielkości mniej, niż energia potrzebna detektorom gazowym, gdzie trzeba wykreować parę jon-elektron oraz dwa rzędy wielkości mniej, niż detektorom scyntylacyjnym. Zatem przy tej samej energii pobudzenia, ilość ładunku wygenerowana w krzemie jest dużo większa niż w innych detektorach.

W detektorach półprzewodnikowych jednak, przeciwnie niż w innych, nie występuje zjawisko wewnętrznego wzmocnienia, co powoduje, że sygnały z tego rodzaju detektorów są stosunkowo małe [17]. Prowadzi to do konieczności silnego wzmacniania małych sygnałów i dużej zależności stosunku sygnału do szumu na wyjściu kanału odczytowego detektor-wzmacniacz od parametrów szumowych samego wzmacniacza. Ponieważ rozdzielczość detektorów zależy znacznie od wyjściowego stosunku sygnału do szumu, zatem nawet elektronika odczytu ją determinuje.

Ponadto z każdym (lub często co drugim) paskiem detektora jest stowarzyszony wzmacniacz odczytu, co wymaga stosowania dużej ich liczby. Porównując jednak ogromną powierzchnię krzemu zajmowaną przez detektory oraz stosunkowo niewielką powierzchnię ich wzmacniaczy, które są odpowiednio wskaźnikami ich ceny, można stwierdzić, że nie jest to dużym problemem, zwłaszcza że i tak istnieje konieczność zamiany równoległych

2.1. Zalety i wady krzemowych detektorów paskowych.

sygnałów z wielkiej liczby kanałów detektora na postać szeregową, możliwą do przesłania do dalszej analizy za pomocą znacznie mniejszej ich ilości. Obecność elektroniki odczytu jest więc i tak nieodzowna.

Zaawansowanie krzemowych technologii półprzewodnikowych powoduje, że możliwe jest uzyskanie pasków detektora oddalonych od siebie na odległość rzędu dziesiątków mikrometrów ⁽¹⁾, a mechaniczna dokładność wykonania detektorów jest rzędu dziesiątych części mikrometra. Jest tu także praktycznie całkowita dowolność geometryczna uzyskiwanych kształtów. Nie wydaje się, żeby jakakolwiek inna technologia pozwalała uzyskać lepsze rezultaty mechaniczne. Ponadto detektory krzemowe są urządzeniami szybkimi. Czas ich odpowiedzi na przejście cząstki jest rzędu dziesiątek nanosekund ⁽²⁾. Także gęstość krzemu znacznie ogranicza zasięg elektronów wtórnych, co zapobiega pogarszaniu rozdzielczości detektorów.

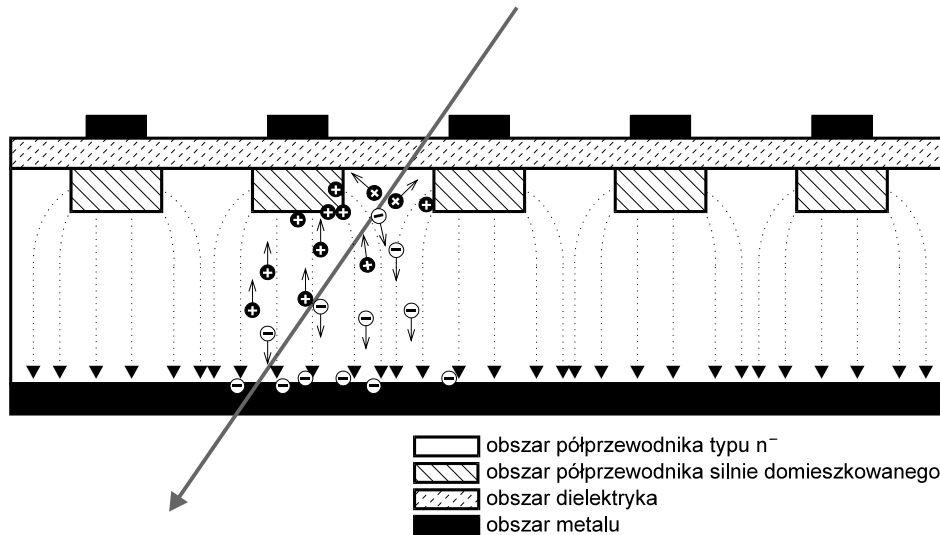
Wszystkie te cechy sprawiły, że detektory krzemowe są powszechnie stosowane w eksperymentach fizyki cząstek elementarnych. Także bada się ich zastosowanie do detekcji promieniowania rentgenowskiego [20].

⁽¹⁾ Ograniczeniem nie są możliwości technologii a raczej mały SNR detektorów z paskami leżącymi zbyt blisko siebie.

⁽²⁾ Czas odpowiedzi zależy od typu detektora, głównie od rodzaju czynnych nośników; w przypadku elektronów odpowiedź jest szybsza niż w przypadku dziur. Przykładowe czasy zbierania ładunków autor wylicza w podrozdziale 2.4.

2.2. Budowa i rodzaje krzemowych detektorów paskowych

Detektor paskowy jest zbudowany z zespołu długich, równoległych złączy półprzewodnikowych, wykonanych na jednej płytce krzemowej. Przekrój prostopadły do pasków takiej przykładowej struktury przedstawia rysunek 2.2-1.



Rys. 2.2-1.

Pobudzenie detektora paskowego przez przechodzącą cząstkę – przekrój prostopadły do pasków.

Paski detektora, zwane dalej *paskami dyfuzyjnymi* ⁽³⁾, wykonywane z silnie domieszkowanego półprzewodnika typu p (oznaczanego dalej p^+) lub silnie domieszkowanego półprzewodnika typu n (oznaczanego n^+) ⁽⁴⁾, są umieszczone w bardzo słabo domieszkowanym krzemie typu n (oznaczanego n^-).

Drugą stronę detektora metalizuje się (najczęściej Al). Pod metalizacją znajduje się cienka warstwa silnie domieszkowanego półprzewodnika n^+ . W ten sposób uzyskuje się kontakt omowy. Gdzie tylko to będzie możliwe, w celu uproszczenia rysunków i rozważań, obecność tej dodatkowej warstwy będzie pomijana.

Po wstecznym spolaryzowaniu odpowiednio dużym napięciem silnie niesymetrycznego złącza zbudowanego z pasków dyfuzyjnych i obszaru podłoża n^- , praktycznie cały obszar n^- staje się obszarem ładunku przestrzennego pozbawionego wolnych nośników, a jedynie nieznacznie wnika on w obszar mocno domieszkowanego paska dyfuzyjnego. Między tymi paskami a podłożem, powstaje silne pole elektryczne i z uwagi na to, że wszystkie paski są praktycznie na takim samym potencjale, a odległość między paskami jest zazwyczaj mniejsza niż grubość płytki ⁽⁵⁾, jest to pole w dużej mierze jednorodne, wyłączając obszar blisko pasków. Pokazano to schematycznie na rysunku za pomocą linii pola.

Cząstka (lub kwant γ) przechodząc przez detektor generuje na swej drodze pary elektron-dziura. Elektrony i dziury, poruszając się w polu elektrycznym złącza w przeciwnych kierunkach, zostają rozseparowane i w końcu osiągają odpowiednie elektrody.

⁽³⁾ Istnieje konieczność rozróżniania kilku rodzajów pasków detektora: silnie domieszkowanych pasków w krzemie, pasków metalowych nad nimi a nawet jak się później okaże, pasków z metalu drugiego. Nazwa *paski dyfuzyjne* będzie stosowana niezależnie od tego, czy paski silnie domieszkowane były wykonane w procesie dyfuzji czy implantacji.

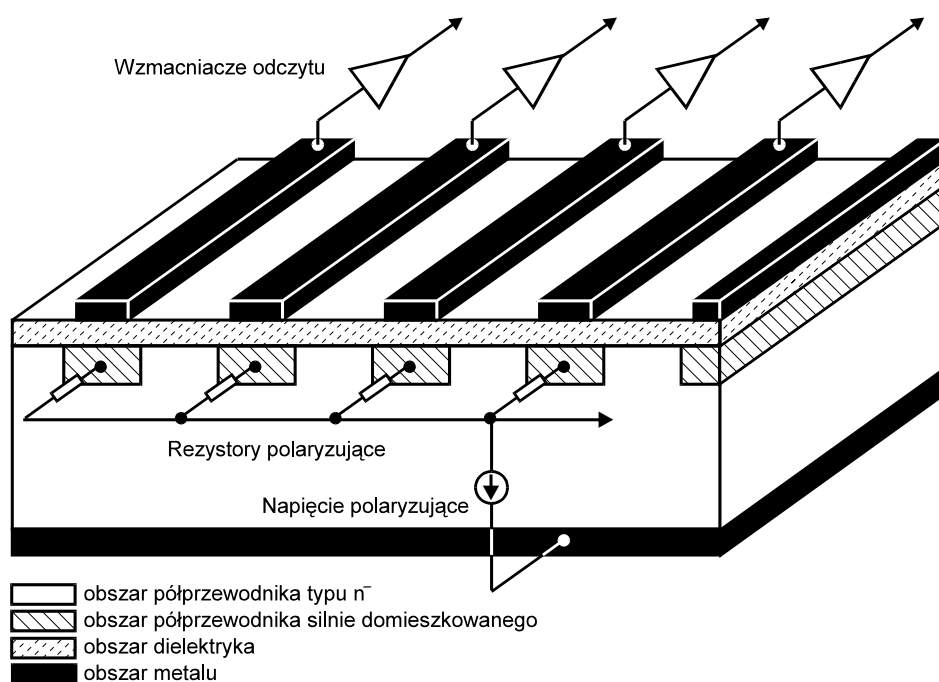
⁽⁴⁾ W zależności od potrzeb, o czym dalej. Powstałe złącza są zatem typu p^+n lub n^+n .

⁽⁵⁾ Przekrój detektora jest znacznie mniej „płaski” niż przedstawia poglądowy rysunek. W celu poprawy skali, ale ze szkodą dla czytelności, przekrój płytki detektora na rysunku powinien być około 5-10 razy grubszy niż odległość między paskami (typowa grubość detektora to 300 μm , zaś odległość międzypaskowa – 25-50 μm).

Nad paskami dyfuzyjnymi znajdują się paski metalowe (zwykle Al), oddzielone od siebie bardzo cienką warstwą dielektryka (zwykle SiO_2) i między nimi istnieje silne sprzężenie pojemnościowe – im większe, tym lepsze. Dzięki temu sprzężeniu ładunek może być doprowadzony do elektroniki odczytu dołączonej do pasków metalowych. Kondensator pasków dyfuzyjny – izolator – metal o znacznej wartości pozwala oddzielić elektronikę odczytu od układów polaryzacji, dołączonych do pasków dyfuzyjnych. Powoduje to, że prąd upływu pasków nie jest widziany przez wejściowy wzmacniacz odczytu. Detektory takie nazywa się detektorami ze sprzężeniem AC.

Starsze rozwiązanie, tzw. detektory ze sprzężeniem DC, posiadały paski metalowe bezpośrednio na paskach dyfuzyjnych i wymagały szeregowych pojemności na wejściu wzmacniacza odczytu. Gdy paski dyfuzyjne są umieszczone gęsto, ze względu na wymaganą powierzchnię, nie jest możliwe wykonanie scalonych pojemności o wystarczająco dużych wartościach i występowałyby straty ładunku. Dlatego detektory o sprzężeniu AC praktycznie je wyparły, zwłaszcza że technologia wykonania pojemności sprzęgających jest podobna do podstawowej dziś, a więc stosunkowo taniej, technologii wykonywania struktury tranzystora MOS.

Podłączenie układów polaryzacji i wzmacniaczy odczytu przedstawia rysunek 2.2-2.



Rys. 2.2-2.

Detektor z układem polaryzacji i wzmacniaczami odczytu.

Paski dyfuzyjne muszą być spolaryzowane i odseparowane od siebie. Umożliwiają to rezystory polikrzemowe, dołączone do każdego paska z jednej strony i do wspólnego napięcia polaryzującego z drugiej. Ich rezystancje od góry są ograniczone spadkiem napięcia na nich, spowodowanym prądem upływu złącza paska, a z dołu – skutecznością separacji pasków. Tańsze rozwiązania, lecz mniej odporne na zniszczenia radiacyjne, zastępują je tranzystorami MOS, tzw. strukturami FOXFET⁽⁶⁾. Dla dalszych rozważań autora typ polaryzacji nie jest istotny, a jedynie jej małosygnałowa rezystancja widziana od strony paska dyfuzyjnego. Dlatego w dalszych częściach pracy, dla określenia sposobu polaryzacji, będzie używana jednolicie nazwa *rezystancja polaryzująca*, niezależnie od sposobu jej wykonania, mając na uwadze jedynie wartość jej rezystancji małosygnałowej.

⁽⁶⁾ Tranzystory MOS poszczególnych pasków mają wspólne elektrody bramki i drenu. Źródła stanowią zakończenia pasków dyfuzyjnych.

W celu określenia położenia cząstki w dwóch wymiarach wykonuje się detektory dwustronne, znacznie bardziej skomplikowane technologicznie. W tym celu na płytce podłożowej z krzemu typu n^- , z jednej strony wytwarza się paski dyfuzyjne typu p^+ , zaś z drugiej – najczęściej ortogonalne do nich paski typu n^+ . W tym wypadku jednak pojawia się problem, gdyż detektor taki wymaga elektroniki odczytu już nie tylko na jednym jego krańcu. Uniemożliwiłoby to łączenie detektorów dwustronnych w większe, podłużne moduły, które są budowane przez proste połączenie pasków metalowych jednego modułu do modułu drugiego, drugiego do trzeciego i tak dalej.

Problem ten rozwiązano kosztem jeszcze większego skomplikowania technologii, wprowadzając na metal, najczęściej po stronie detektora z paskami typu n^+ , jeszcze jedną warstwę dielektryka (zwanego dalej *dielektrykiem drugim*, w odróżnieniu od poprzedniej warstwy dielektryka, zwanej *dielektrykiem pierwszym*), a na nią jeszcze jedną warstwę metalu (zwanego dalej *metalem drugim*). Paski metalu drugiego są ortogonalne do pasków dyfuzyjnych i metalu pierwszego. W miejscu skrzyżowania pasków obu metali odpowiadające sobie paski są ze sobą połączone. W ten sposób kierunek sygnału jest obracany po raz drugi o kąt prosty. Teraz detektory mogą być znów łączone w większe moduły przez łączenie pasków metalów sąsiadujących dwustronnych płytek krzemowych, odpowiednio metalu pierwszego po stronie pasków p^+ oraz metalu drugiego po stronie pasków n^+ . Elektronika odczytu z obu stron detektora może być umieszczona na jednym jego krańcu.

Oprócz komplikacji technologii, wprowadzenie drugiego metalu implikuje także poważne dalsze konsekwencje. Jak zostanie to pokazane dalej, drugi metal wprowadza do struktury detektora wiele dodatkowych elementów pasożytniczych, które w sposób znaczący pogarszają stosunek sygnału do szumu na wyjściu kanału odczytowego, a tym samym i jego rozdzielczość.

Jedna ze stron detektora dwustronnego z konieczności zawiera paski typu n^+ . Wraz z podłożem n^- tworzą one złącza omowe, które są ze sobą połączone przez elektronową warstwę akumulacyjną obecną na granicy Si-SiO₂. W celu jej przerwania stosuje się dwa rozwiązania. W pierwszym, starszym, wprowadza się dodatkowy pasek p^+ między każde dwa paski n^+ . Drugie rozwiązanie polega na umieszczeniu nad paskami dyfuzyjnymi szerszych od nich pasków metalowych. Pole elektryczne pochodzące od nich skutecznie przerywa warstwę akumulacyjną [16]. Oba rozwiązania powodują zwiększenie bardzo krytycznej pojemności międzypaskowej ⁽⁷⁾, prowadząc do pogorszenia SNR, a więc i rozdzielczości. Przynosi to dalszą degradację własności detektorów dwustronnych.

⁽⁷⁾ Pojemność międzypaskowa odpowiada angielskiemu terminowi *pitch*. Oba określenia będą stosowane w pracy.

2.3. Złącze p-n jako detektor

2.3.1. Podstawy działania złącza p-n

Z uwagi na to, że detektor paskowy stanowi strukturę złożoną z wstecznie spolaryzowanych złącz półprzewodnikowych, w tym miejscu zostaną przedstawione podstawowe zależności dotyczące jego działania. Zdając sobie jednak sprawę, że nie jest możliwym podanie rozległej teorii złącza w ograniczonym miejscu tej pracy, autor starał się podać jedynie niezbędne jej elementy, opisujące w sposób możliwie spójny i ścisły zagadnienia bezpośrednio związane z detektorami paskowymi. Rozważania te nadal pozostają użytecznymi, umożliwiając analityczne zbadanie wielu zagadnień i uzyskanie konkretnych danych liczbowych.

Autor rozważał będzie zatem złącze p-n powstałe z półprzewodnika typu p, równomiernie domieszkowanego akceptorami o koncentracji N_a , i półprzewodnika typu n, równomiernie domieszkowanego donorami o koncentracji N_d . Niech złącze będzie silnie niesymetryczne, czyli niech $N_a \gg N_d$. Jego układ warstw jest pokazany w przekroju na rysunku **2.3-1a**.

Nie wchodząc w kwantową teorię równowagi między obszarami n i p [25], autor ogranicza się do podania jej końcowego wniosku, że efektem jest równowaga termiczna gęstości elektronów i dziur w całej objętości przyrządu:

$$p_p = N_a, \quad n_n = N_d \quad (2.3-1a)$$

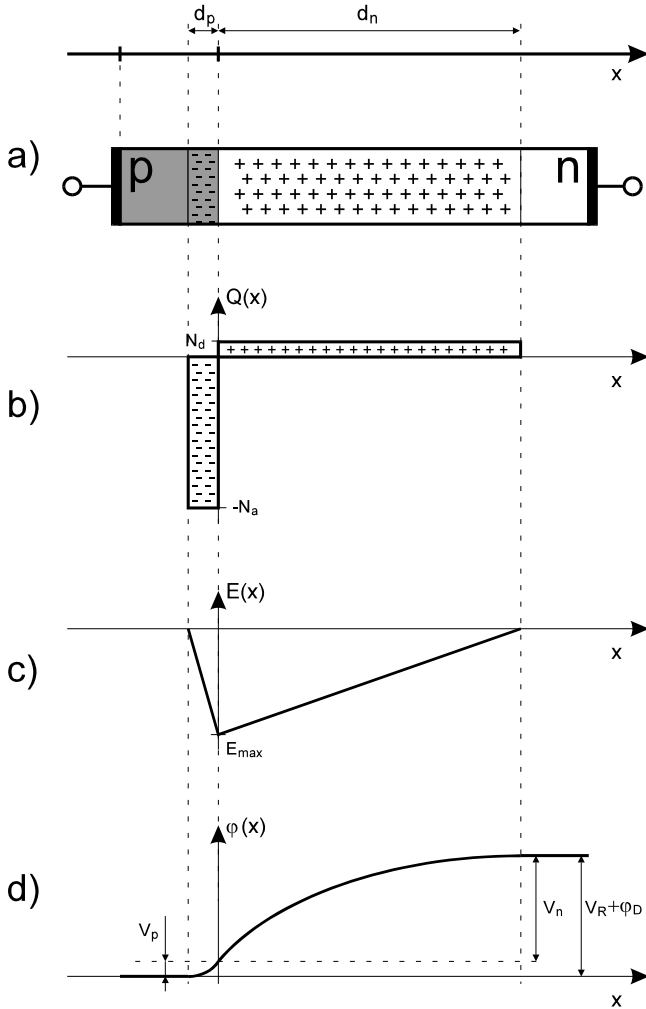
$$p_n = \frac{n_i^2}{n_n}, \quad n_p = \frac{n_i^2}{p_p} \quad (2.3-1b)$$

gdzie: p_p – koncentracja większościowa dziur w półprzewodniku p,
 n_n – koncentracja większościowa elektronów w półprzewodniku n,
 p_n – koncentracja mniejszościowa dziur w półprzewodniku n,
 n_p – koncentracja mniejszościowa elektronów w półprzewodniku p,
 n_i – koncentracja nośników samoistnych, dla krzemu $n_{iSi} \approx 1.5 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$ w temperaturze 300 K.

Na skutek połączenia dwóch półprzewodników o przeciwnym domieszkowaniu, w pobliżu ich granicy występuje obszar praktycznie wolny od swobodnych nośników, które pozostawiły jedynie w tym obszarze nieruchome jony materiału złącza. Nazywa się go *obszarem (warstwą) ładunku przestrzennego* bądź *warstwą zaporową*. Ładunek ten odzwierciedla profil domieszkowania złącza, który w rozważanym przypadku z założenia jest jednorodny. Prowadzi to do jego również jednorodnego rozkładu po obu stronach n i p obszaru warstwy zaporowej. Sytuację tą pokazano na rysunku **2.3-1b**.

Z istnieniem gradientu koncentracji elektronów i dziur po obu stronach złącza związane są prądy, zmierzające do jego zmniejszenia. Jednak nigdy to nie następuje z uwagi na to, że istnieją tu dwa znoszące się procesy: dotyczące nośników większościowych i mniejszościowych.

Pierwszy z nich prowadzi do powstania tzw. *prądu dyfuzyjnego*. Na skutek większej koncentracji nośników większościowych (elektronów po stronie n i dziur po stronie p), wedle prawa dyfuzji podążają one w stronę obszaru o ich mniejszej koncentracji, gdzie stając się nośnikami mniejszościowymi, rekombinują.



Rys. 2.3-1.

Skokowe złącze p-n.

Koncentracja domieszki donorowej (akceptorowej) jest stała i po stronie n (stronie p) wynosi N_d (N_a). Głębokości wnikania obszaru ładunku przestrzennego w warstwę n i warstwę p wynoszą odpowiednio d_n i d_p .

Na rysunku pokazano:

- a) układ warstw;
- b) rozkład ładunku w warstwie zaporowej;
- c) rozkład natężenia pola elektrycznego $E(x)$;
- d) rozkład potencjału $\varphi(x)$ przy polaryzacji złącza w kierunku zaporowym zewnętrznym napięciem V_R .

Gęstość tego prądu dla dziur J_{Dp} i elektronów J_{Dn} wynosi w myśl prawa Ficka odpowiednio:

$$J_{Dp} = qD_p \frac{dp}{dx} \quad (2.3-2a)$$

$$J_{Dn} = qD_n \frac{dn}{dx} \quad (2.3-2b)$$

gdzie: q – ładunek elementarny,

D_p, D_n – stałe dyfuzji odpowiednio dla dziur i elektronów.

Drugi prąd nosi nazwę *prądu unoszenia*.

Na skutek generacji termicznej powstają nośniki mniejszościowe w każdym z obszarów poza warstwą zaporową. Znajdując się w pobliżu warstwy zaporowej, zostają one przechwycone i przerzucone na drugą jej stronę przez panujące tam pole elektryczne, wywołane obecnością ładunku. Prowadzi to do powstania prądów unoszenia dziur J_{Up} i elektronów J_{Un} o gęstościach:

$$J_{Up} = q\mu_p p_n E_D \quad (2.3-3a)$$

$$J_{Un} = q\mu_n n_p E_D \quad (2.3-3b)$$

gdzie: μ_p, μ_n – ruchliwości odpowiednio dziur i elektronów;
 E_D – natężenie pola elektrycznego w warstwie zaporowej.

Oba prądy, dyfuzyjny i unoszenia, w stanie ustalonym muszą się równoważyć, tak dla elektronów jak i dziur, w każdym miejscu detektora.

Autor rozważy prądy dziurowe, dogodniejsze dla wybranego układu współrzędnych, którego początek obierany jest teraz na granicy półprzewodnika p i jego kontaktu. Dla elektronów rozważania mogłyby być analogiczne. Przyrównując prąd dyfuzji dziur – równanie (2.3-2a), i prąd unoszenia dziur – równanie (2.3-3a), w każdym przekroju o współrzędnych x w obszarze ładunku przestrzennego dostaje się proste równanie:

$$qD_p \frac{dp(x)}{dx} = q\mu_p p E_D \quad (2.3-4)$$

W prawej stronie oznaczenie p_n zostało zamienione na p , ponieważ teraz chodzi o ogólne równoważenie prądów w całym przyrządzie, od kontaktu do kontaktu.

Po wstawieniu do tego równania zależności Einsteina (prawdziwą także dla elektronów – indeksy n):

$$\frac{D_p}{\mu_p} = \frac{kT}{q} \quad (2.3-5)$$

gdzie: k – stała Boltzmana,
 T – temperatura bezwzględna;

i zamianie przyrostu $E_D(x) dx$ od razu na odpowiadający przyrost napięcia złącza $-dV_D(x)$ (zmiana znaku ponieważ linie sił pola E_D mają zwrot od ładunku dodatniego do ujemnego zaś napięcie U_D – przeciwne), otrzymuje się równanie:

$$\frac{dp(x)}{p(x)} = -\frac{q}{kT} dV_D \quad (2.3-6)$$

Całkując je obustronnie na całym obszarze złącza od kontaktu do kontaktu i przyjmując oznaczenie φ_D na napięcie strzałkowane od n do p między kontaktami warstw, otrzymuje się zależność koncentracji dziur na obu kontaktach przyrządu:

$$p_{n0} = p_{p0} \exp\left(-\frac{q}{kT} \varphi_D\right) \quad (2.3-7)$$

gdzie: p_{n0} – koncentracja mniejszościowa dziur przy kontakcie n,
 p_{p0} – koncentracja większościowa dziur przy kontakcie p.

Przekształcając to równanie, można wyliczyć napięcie na złączu φ_D , zwane *napięciem kontaktowym* lub *potencjałem wbudowanym złącza*:

$$\varphi_D = \frac{q}{kT} \ln\left(\frac{p_{p0}}{p_{n0}}\right) \quad (2.3-8)$$

Wstawiając do tego równania zależności (2.3-1a) i (2.3-1a), uzyskuje się dogodną końcową postać:

$$\varphi_D = \frac{q}{kT} \ln\left(\frac{N_a N_d}{n_i^2}\right) \quad (2.3-9)$$

Zatem potencjał wbudowany zależy od temperatury materiału oraz od koncentracji domieszek po obu stronach złącza. W temperaturze pokojowej, dla złącza krzemowego i typowego domieszkowania, φ_D wynosi około 0.6 V.

Autor zbada teraz natężenie pola elektrycznego panujące w warstwie zaporowej w przekroju o współrzędnej x , gdy do przyrządu zostanie przyłożone zewnętrzne napięcie wsteczne V_R , poszerzające obszar ładunku przestrzennego. Jako początek układu współrzędnych obiera się teraz granicę między półprzewodnikami p i n oraz oznacza się głębokości wnikania warstwy zaporowej w materiał p i n odpowiednio d_p i d_n , pokazane na rysunku **2.3-1**.

Natężenie pola elektrycznego zostanie policzone przez rozwiązanie jednowymiarowego równania Poissona, które wyraża potencjał w warstwie zaporowej w przekroju o współrzędnej x , przy czym obszary p i n należy rozważyć oddzielnie, ze względu na nieciągłość ładunku na granicy warstw. Oznacza się przez $\varphi_p(x)$ potencjał w materiale p i przez $\varphi_n(x)$ potencjał w materiale n.

Równania mają postać:

$$\frac{d^2 \varphi_p(x)}{dx^2} = \frac{qN_a}{\epsilon_0 \epsilon_r} \quad \text{dla strony p gdzie } x \in \langle -d_p, 0 \rangle \quad (2.3-10a)$$

$$\frac{d^2 \varphi_n(x)}{dx^2} = -\frac{qN_d}{\epsilon_0 \epsilon_r} \quad \text{dla strony n gdzie } x \in \langle 0, d_n \rangle \quad (2.3-10b)$$

gdzie: ϵ_0 – bezwzględna przenikalność dielektryczna próżni,
 ϵ_r – względna przenikalność dielektryczna materiału złącza; $\epsilon_r \text{ Si} = 11.7$.

Całkując te równania w podanych granicach, wylicza się pierwszą pochodną potencjału $V(x)$, czyli natężenie pola elektrycznego $E(x)$ ze znakiem przeciwnym. Przy warunku brzegowym zerowania się pola elektrycznego na krańcach warstwy zaporowej $E_p(-d_p) = E_n(d_n) = 0$, otrzymuje się rozkłady natężenia pola:

$$E_p(x) = -\frac{d\varphi_p(x)}{dx} = -\frac{qN_a(x+d_p)}{\epsilon_0 \epsilon_r} \quad \text{dla strony p gdzie } x \in \langle -d_p, 0 \rangle \quad (2.3-11a)$$

$$E_n(x) = -\frac{d\varphi_n(x)}{dx} = \frac{qN_d(x-d_n)}{\epsilon_0 \epsilon_r} \quad \text{dla strony n gdzie } x \in \langle 0, d_n \rangle \quad (2.3-11b)$$

Pole elektryczne wewnątrz warstwy zaporowej jest zatem w rozważanym przypadku funkcją liniową po obu stronach styku materiałów p i n. Jego wykres przedstawia rysunek **2.3-1c**. Maksimum pola przypada na tym styku ($x=0$) i wynosi tyle, co maksimum wyrażen (2.3-11a) oraz (2.3-11b) :

$$E_{\max} = -\frac{qN_a d_p}{\epsilon_0 \epsilon_r} = -\frac{qN_d d_n}{\epsilon_0 \epsilon_r} \quad (2.3-12)$$

Należy zaznaczyć, że całe pole elektryczne jest skumulowane na warstwie zaporowej. W przypadku idealnym poza nią ono nie występuje. Implikuje to także przejmowanie całego napięcia przyrządu przez ten obszar.

Aby otrzymać rozkład potencjału w obu częściach warstwy zaporowej, należy ponownie scałkować równania (2.3-11a) i (2.3-11b). Wynikiem są potencjały $\varphi_n(x)$ i $\varphi_p(x)$, odpowiednio warstw n i p liczone od granicy materiałów n i p:

$$\varphi_p(x) = \frac{qN_a}{2\varepsilon_0\varepsilon_r}(2d_p x + x^2) \quad \text{dla strony p gdzie } x \in \langle -d_p, 0 \rangle \quad (2.3-13a)$$

$$\varphi_n(x) = \frac{qN_d}{2\varepsilon_0\varepsilon_r}(x^2 - 2d_n x) \quad \text{dla strony n gdzie } x \in \langle 0, d_n \rangle \quad (2.3-13b)$$

Zatem potencjał wewnątrz obszaru ładunku przestrzennego zmienia się z kwadratem współrzędnej x , co pokazano na rysunku **2.3-1d**.

Napięcia V_{p0} na części p warstwy zaporowej oraz V_{n0} na części n, otrzymuje się obliczając z tych równań odpowiednio różnice potencjałów między współrzędnymi d_p i 0 oraz 0 i d_n . Wynoszą one:

$$V_{p0} = \frac{qN_a d_p^2}{2\varepsilon_0\varepsilon_r} \quad (2.3-14a)$$

$$V_{n0} = \frac{qN_d d_n^2}{2\varepsilon_0\varepsilon_r} \quad (2.3-14b)$$

Całkowite napięcie na złączu $V_R + \varphi_D$, rejestrowane w obwodzie zewnętrznym, będzie równe sumie napięć V_{n0} i V_{p0} . Stąd można napisać:

$$V_R + \varphi_D = \frac{qN_d d_n^2}{2\varepsilon_0\varepsilon_r} + \frac{qN_a d_p^2}{2\varepsilon_0\varepsilon_r} \quad (2.3-15)$$

Aby wyliczyć całkowitą szerokość warstwy zaporowej $d = d_p + d_n$ z powyższego równania, autor musi odwołać się do elementarnej zasady obojętności elektrycznej całej obojętności złącza. Na jej podstawie można napisać:

$$N_a d_p = N_d d_n \quad (2.3-16)$$

co umożliwi natychmiastowe policzenie jaka część szerokości d znajduje się po każdej stronie złącza:

$$d_n = d \frac{N_a}{N_a + N_d} \quad (2.3-17a)$$

$$d_p = d \frac{N_d}{N_a + N_d} \quad (2.3-17b)$$

Nawet z tego prostego rozumowania można wyciągnąć wniosek, że głębokości wnikania w każdą z warstw zależą od ich domieszkowania. Do tej ważnej uwagi wróci niebawem.

Teraz autor wstawi powyższe równania do zależności (2.3-15), opisującej napięcie na złączu w zależności od głębokości wnikania w obie strony warstwy zaporowej. Po przekształceniach dochodzi się do wzoru:

$$V_R + \varphi_D = \frac{q}{2\varepsilon_0\varepsilon_r} \frac{N_a N_d}{N_a + N_d} d^2 \quad (2.3-18)$$

z którego już można obliczyć szerokość warstwy zaporowej d w zależności od przyłożonego do złącza napięcia:

$$d = \sqrt{\frac{2\varepsilon_0\varepsilon_r}{q} \left(\frac{1}{N_a} + \frac{1}{N_d} \right) (V_R + \varphi_D)} \quad (2.3-19)$$

Zatem szerokość warstwy zaporowej, zaniedbując małe φ_D wobec o wiele większych napięć wstecznych, jest proporcjonalna do pierwiastka napięcia polaryzującego.

Dla założonego warunku silnej asymetrii złącza $N_a \gg N_d$, warstwa zaporowa wnika praktycznie jedynie w obszar słabiej domieszkowany, zazwyczaj n. Do tego wniosku można było już dojść dwukrotnie w trakcie rozważań w tym podrozdziale: z równania (2.3-19) oraz równań (2.3-17a) i (2.3-17b). W takim przypadku:

$$d \cong d_n, \quad d_p \cong 0 \quad (2.3-20)$$

oraz równanie (2.3-19) upraszcza się do postaci:

$$d = \sqrt{\frac{2\varepsilon_0\varepsilon_r}{qN_d} (V_R + \varphi_D)} \quad (2.3-21)$$

Dla detektorów paskowych implikuje to ważny wniosek, że paski dyfuzyjne powinny być znacznie silniej domieszkowane niż objętość czynna detektora, która w możliwie całej objętości powinna być zajęta przez warstwę zaporową. Ładunek wygenerowany w objętości pasków nie jest użyteczny, dlatego paski powinny być cienkie. Zazębia się to z minimalizacją szkodliwych pojemności między nimi, ale z drugiej strony powoduje także szkodliwy wzrost ich rezystancji. Silne domieszkowanie pasków powoduje, że mają wtedy małą rezystancję. Rezystancja ta jednak, jak to pokazane będzie w rozdziale czwartym, nie wpływa znacząco na parametry detektora, zatem przy dobieraniu domieszkowania pasków dyfuzyjnych można pominąć jej wpływ na parametry szumowe detektora.

Spełnienie warunku $N_a \gg N_d$ nie nastrocza żadnych technologicznych trudności. Natomiast bardzo trudnym jest do osiągnięcia wymagany niski poziom domieszkowania objętości czynnej detektora – warstwy słabo domieszkowanego krzemu typu n.

Autor wyliczy wymaganą koncentrację donorów N_d w półprzewodniku n, wymaganą do całkowitego zubożenia napięciem 100 V warstwy o typowej grubości 300 μm . Po elementarnych przekształceniach wzoru (2.3-21) i wstawieniu wyżej wymienionych wartości stałych fizycznych oraz $\varphi_D = 0.6$ V, uzyskuje się $N_d = 1.44 \cdot 10^{12} \text{ cm}^{-3}$. Oznacza to, że przy koncentracji atomów krzemu $N_{Si} = 5 \cdot 10^{22} \text{ cm}^{-3}$, jeden atom domieszki przypada na ponad 30 miliardów atomów krzemu. Wymagany więc poziom zanieczyszczeń krzemu przed domieszkowaniem powinien być znacząco mniejszy od tej wartości. Może to być uzyskane jedynie w bardzo wyrafinowanych technologiach otrzymywania tak czystego materiału i jego domieszkowania na tak małym poziomie.

Należy zaznaczyć, że napięcie wsteczne dużo większe od 100 V nie może być stosowane ze względu na własności szumowe detektora (punkt następny) oraz wytrzymałość złącza na przebicie.

2.3.2. Prądy upływu wstecznie spolaryzowanego złącza p-n

Z uwagi na to, że prąd wsteczny złącz detektorów wnosi proporcjonalny do niego szum śrutowy, należy go utrzymywać na możliwie niskim poziomie. Jest to o tyle istotne, że powierzchnie złącz w detektorach są bardzo duże, zatem do uzyskania znacznych prądów potrzeba stosunkowo małych ich gęstości.

W przypadku złącza silnie niesymetrycznego p⁺n, jego prąd wsteczny jest sumą kilku składowych:

- Prądu dyfuzji.
Nośniki mniejszościowe generowane w obu obszarach na skutek dyfuzji dostają się do obszaru ładunku przestrzennego i tam kosztem energii pola elektrycznego osiągają przeciwne elektrody. Prowadzi to do powstania omawianego prądu dyfuzji o gęstości:

$$J_d = q \sqrt{\frac{D_p}{\tau_p} \frac{n_i^2}{N_d}} \quad (2.3-22)$$

gdzie: D_p – stała dyfuzji dziur;
 τ_p – czas życia dziur.

Widać, że prąd ten zależy od koncentracji nośników samoistnych materiału. Dlatego w przypadku krzemu, który ma jej małą wartość, prąd ten ma w temperaturach pokojowych wartość drugorzędą⁽⁸⁾.

- Prądu generacyjnego.
Prąd ten związany jest z generowaniem w obszarze ładunku przestrzennego par elektron-dziura. Jego źródłem jest istnienie w materiale centrów generacyjno-rekombinacyjnych, pochodzących od zanieczyszczeń i uszkodzeń strukturalnych. Nie wdając się w skomplikowane szczegóły, można napisać końcową zależność, opisującą gęstość tego prądu:

$$J_g = qgd \quad (2.3-23)$$

gdzie: g – szybkość generacji nośników, zależna od własności materiałowych;
 d – szerokość warstwy ładunku przestrzennego opisana zależnością (2.3-21).

Ponieważ gęstość prądu generacji jest proporcjonalna do szerokości warstwy zaporowej, prąd generacyjny zatem zależy wprost proporcjonalnie od objętości warstwy ładunku przestrzennego. Określają ją grubość detektora i szerokość jego pasków. W przypadku detektorów paskowych żądana szerokość warstwy zaporowej jest bardzo duża, co wymaga utrzymania szybkości generacji g na bardzo małym poziomie.

- Prądu lawinowego.
Na skutek silnej asymetrii złącza możliwe jest powstawanie dużych pól elektrycznych na granicy warstw p⁺ i n⁻. Przy wystarczająco dużym natężeniu pola, przechodzące przez obszar ładunku przestrzennego nośniki, mogą uzyskiwać energie wystarczające do generacji pary elektron-dziura przy zderzeniach z jonami sieci w obszarze tego ładunku. Jeśli teraz te wygenerowane nośniki znów nabędą wystarczającej energii do kreacji nowej pary, proces ten doprowadzi do znacznego wzrostu prądu wstecznego złącza. Napięcie, przy którym proces ten się obserwuje, dla złącza płaskiego jest opisane empiryczną zależnością [21]:

$$V_b [\text{V}] = 6 \cdot 10^{13} \frac{1}{(N_d [\text{cm}^{-3}])^{0.75}} \quad (2.3-24)$$

gdzie: N_d – koncentracja domieszki słabiej domieszkowanego obszaru.

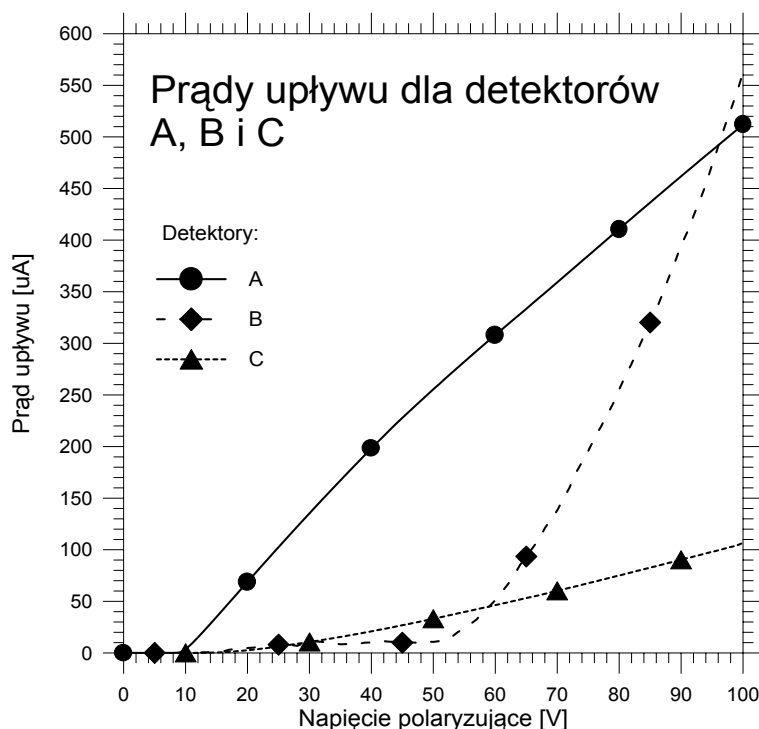
⁽⁸⁾ Inaczej ma się rzecz np. w germanie, gdzie prąd dyfuzyjny dominuje w prądzie wstecznym, dla którego w temperaturze 300 K $n_i \approx 2.4 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-3}$, zatem 3 rzędy wielkości więcej niż w krzemie.

Dla przykładowego domieszkowania obliczonego w poprzednim punkcie $N_d = 1.44 \cdot 10^{12} \text{ cm}^{-3}$, uzyskuje się napięcie V_b około 45 kV. Praktyczne napięcia polaryzujące detektory są prawie trzy rzędy wielkości mniejsze. Dla złącz niepłaskich napięcie to jest jednak znacznie mniejsze ze względu na lokalne wzrosty pola elektrycznego na jego krzywiznach. Dotyczy to także detektorów paskowych.

- Prądu powierzchniowego.

Powierzchnia złącza siłą rzeczy stanowi nieciągłość struktury krystalicznej złącza, co powoduje powstanie dodatkowych centrów generacyjno-rekombinacyjnych. Ponadto blisko powierzchni krysztalu znajduje się najwięcej zanieczyszczeń, w tym atomy absorbowane z zewnątrz. Prowadzi to do powstania dalszych centrów generacyjno-rekombinacyjnych. Z centrami tymi związane są prądy, analogiczne do prądu generacyjnego, z tym, że w tym przypadku proces jest bardziej złożony, różnorodny i prądy te nie zależą w sposób prosty od powierzchni złącza. Nie można w sposób analityczny wyliczyć tego prądu. Jediną metodą jest doświadczalny jego pomiar dla danej technologii przez badanie struktur testowych. Wiadomo natomiast, że w „czystych” technologiach wpływ tego zjawiska jest mniejszy. Ponadto przez stosowanie specjalnych zabiegów, takich jak pasywacja, zjawisko to można minimalizować i ustalać w czasie, gdyż w przypadku braku zabezpieczenia powierzchni złącza, warunki zewnętrzne mogą je potęgować.

W praktyce prąd upływu detektora jest skomplikowaną sumą omówionych wyżej prądów. Co więcej, mierząc całkowity prąd upływu detektora złożonego z wielu pasków, otrzymujemy uśrednioną charakterystykę. Przykład charakterystyki prądu upływu wszystkich pasków detektora od napięcia polaryzującego przedstawia rysunek 2.3-2.



Rys. 2.3-2.

Charakterystyka prądu upływu wszystkich pasków dla trzech takich samych detektorów paskowych [13]. Każdy składał się z 512 pasków dyfuzyjnych o długości 18 mm. Paski dyfuzyjne były odległe od siebie o 50 μm , przy czym paski metalowe były nad co drugim paskiem dyfuzyjnym. Detektor był polaryzowany za pomocą tranzystorów FOXFET.

Została ona zmierzona przez autora dla trzech takich samych detektorów, umieszczonych na jednej płytce krzemowej [13]. Na rysunku widać, że zależność prądu upływu zmienia się znacznie od detektora do detektora, zatem mocno zależy od procesu ich wykonania oraz od jakości użytego materiału.

2.4. Indukowanie prądu w detektorze przez punktowy ładunek

Detektory paskowe w eksperymentach fizyki cząstek elementarnych najczęściej służą do detekcji naładowanych cząstek o energiach relatywistycznych. W takim przypadku cząstka ta w detektorze traci swą energię głównie na drodze jonizacji, produkując tzw. elektrony pierwotne wybijane z zewnętrznych powłok atomów materiału detektora. Elektrony te, posiadając znaczne energie, generują dalej pary elektron-dziura. Ładunek wygenerowany przez cząstkę jest więc proporcjonalny do drogi, jaką przebywa ona w detektorze, zatem zależy on grubości detektora i kąta jej przejścia. Cząstka minimalnie jonizująca w krzemie na drodze 300 μm generuje w ten sposób około 25000 par [24]. Energia potrzebna na wygenerowanie jednej pary wynosi 3.7 eV, zatem cząstka w takich warunkach traci energię 92.5 keV. Najczęściej grubości detektorów paskowych wynoszą właśnie około 300 μm , lecz gdy cząstka przechodzi nieprostopadle, w detektorze deponuje więcej energii, a ładunek wygenerowany jest większy. Z uwagi na to, że zasięg elektronów wtórnych jest niewielki, cały ładunek jest wygenerowany w odległości znacznie poniżej mikrometra od toru przejścia cząstki.

Aby polepszyć własności szumowe detektorów należałoby zwiększyć ilość generowanych w krzemie ładunków przez zwiększenie grubości płytki krzemowej. Z drugiej jednak strony powodowałoby to niekorzystny wzrost rozpraszania kolumbowskiego, zakłócającego rejestrację cząstek przez następne detektory, gdyż detektor krzemowy jest tylko jednym z wielu elementów wielkiego systemu detekcyjnego i to zazwyczaj znajduje się najbliżej zdarzenia. Kompromisem okazała się wspomniana grubość około 300 μm , która szczęśliwie jest typową grubością płytek stosowanych w technologiach krzemowych.

Proces deponowania energii w detektorze przez cząstkę jest zjawiskiem stochastycznym. Dlatego energia ta fluktuuje, dając rozkład zwany rozkładem Landaua. Zagadnienie to jest skomplikowane. Dlatego w niniejszej pracy autor będzie się posługiwał pojęciem energii zdeponowanej przez tzw. cząstkę minimalnie jonizującą, która jest wyliczana z rozkładu Landaua. Nic nie stoi natomiast na przeszkodzie, aby wykorzystać metody prezentowane w pracy do symulacji zachowania się kanału odczytowego detektor-wzmacniacz z wejściowym sygnałem podlegającym takiemu rozkładowi. Autor jednak nie będzie się tym problemem zajmował.

Także prądy generowane na paskach detektora przez cząstkę są rezultatem złożonego procesu, który na dodatek jest komplikowany przez jego zbieranie w złożonej strukturze detektora paskowego. Stosując jednak pewne uproszczenia można dojść do ogólnych lecz pożytecznych wniosków.

Autor zakłada zatem, że ładunek Q_0 jest wygenerowany wewnątrz obszaru warstwy zaporowej złącza p⁺n w punkcie x_0 , który jest umieszczony w jednowymiarowym układzie współrzędnych biegnącym wzdłuż złącza, od obszaru p⁺ do n, z początkiem na brzegu warstwy zaporowej (układ podobny jak na rysunku **2.3-1b**). Złącze jest silnie niesymetryczne i zakłada się, że obszar bariery potencjału rozciąga się całkowicie w materiale n. Niech złącze będzie wstecznie spolaryzowane napięciem V_R .

Ładunek Q_0 będzie przenoszony przez pole panujące w warstwie zaporowej w stronę którejś z elektrod odpowiednio do znaku ładunku Q_0 . Zatem od razu rodzi się konieczność rozpatrzenia dwóch przypadków, w których ładunek raz stanowią dziury, drugi zaś – elektrony. W rzeczywistości w detektorach są generowane zarówno dziury jak i elektrony, lecz w detektorach jednostronnych tylko jeden ich rodzaj jest wykorzystywany – drugi zaś tracony. W detektorach dwustronnych oba rodzaje nośników są wykorzystywane: dziury po stronie z paskami p, elektrony – po stronie z paskami n.

Prąd $i_Q(t)$ indukowany w złączu ładunkiem Q_0 , opisuje w ogólności twierdzenie Ramo [17], które w swej jednowymiarowej postaci i zastosowanych założeniach można zapisać prostą zależnością:

$$i_Q(t) = \frac{Q_0 v_Q(t)}{d} \quad (2.4-1)$$

gdzie: $v_Q(t)$ – prędkość nośników ładunku;
 d – szerokość warstwy ładunku przestrzennego.

Cały problem wyznaczenia prądu $i_Q(t)$ zasadza się zatem na wyznaczeniu zależności prędkości $v_Q(t)$. Można ją wyznaczyć przez różniczkowanie po czasie położenia ładunku $x_Q(t)$, do którego wyznaczenia autor będzie dążył.

W polu elektrycznym złącza ładunek Q_0 porusza się z prędkością:

$$v_Q(t) = \pm \mu_Q E(x_Q(t)) \quad (2.4-2)$$

gdzie: μ_Q – ruchliwość ładunków; jej znak jest zgodny ze znakiem ładunku Q_0 ,
w przypadku dziur $\mu_Q = \mu_p$ zaś elektronów $\mu_Q = -\mu_n$;
 $E(x_Q(t))$ – natężenie pola panujące w warstwie zaporowej.

Teraz trzeba wyrazić w dogodny sposób natężenie pola elektrycznego $E(x)$ dla każdego położenia x_Q ładunku Q_0 . W tym celu do równania (2.3-11b), opisującego $E(x_Q)$ w materiale n (zamiana oznaczeń z E_n na E na podstawie założonej silnej asymetrii złącza) w zależności od stałych materiałowych, można wstawić równanie (2.3-14b) opisujące zależność napięcia na warstwie zaporowej w materiale n (znów zamiana oznaczeń z V_{n0} na V_R na podstawie założeń i przy pominięciu małego φ_D). Po uporządkowaniu otrzymuje się:

$$E(x_Q(t)) = \frac{2V_R}{d^2} (x_Q(t) - d) \quad (2.4-3)$$

Zastępując teraz w równaniu (2.4-2) prędkość $v_Q(t)$ przez pochodną położenia $x_Q(t)$ po czasie oraz wstawiając równanie (2.4-3) po prostym rozdzieleniu zmiennych dostaje się:

$$\frac{dx_Q(t)}{x_Q(t) - d} = \pm \mu_Q \frac{2V_R}{d^2} dt \quad (2.4-4)$$

Całkowanie tego równania dla warunków początkowych $x = x_0$ (przypomina się że x_0 jest współrzędną wygenerowania ładunku) dla $t = 0$ daje wynik:

$$x_Q(t) = d - (d - x_0) \exp\left(\pm \frac{2\mu_Q V_R}{d^2} t\right) \quad (2.4-5)$$

Teraz różniczkując to wyrażenie po czasie da się obliczyć szukaną prędkość $v_Q(t)$, wynoszącą:

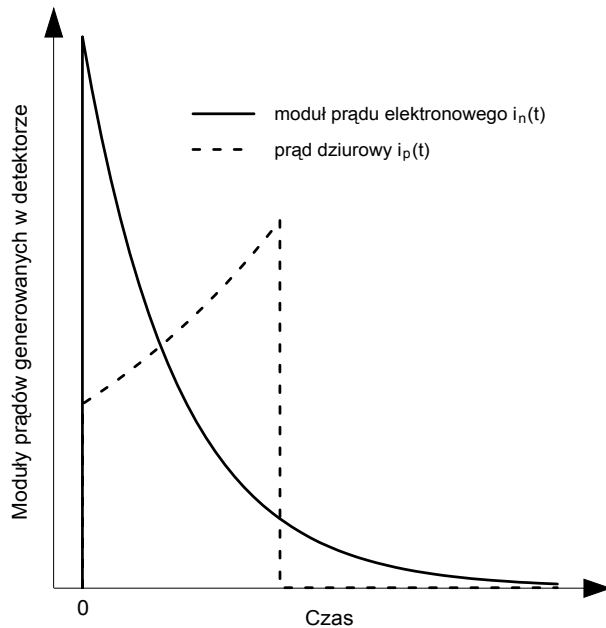
$$v_Q(t) = \pm \frac{2\mu_Q V_R (d - x_0)}{d^2} \exp\left(\pm \frac{2\mu_Q V_R}{d^2} t\right) \quad (2.4-6)$$

Można teraz wrócić do twierdzenia Ramo – równania (2.4-1) na początku tych rozważań i wstawić znaną już teraz prędkość, otrzymując końcowy wzór:

$$i_Q(t) = \pm \frac{2\mu_Q V_R Q_0 (d - x_0)}{d^3} \exp\left(\pm \frac{2\mu_Q V_R}{d^2} t\right) \quad (2.4-7)$$

W przypadku dziur należy wziąć znak plus oraz $\mu_Q = \mu_p$, zaś dla elektronów obowiązuje znak minus i $\mu_Q = \mu_n$. Można teraz wyciągnąć wniosek, że prąd dziurowy narasta eksponencjalnie od pewnej wartości początkowej, zaś prąd elektronowy maleje eksponencjalnie. Ponadto prędkości zbierania nie zależą od wielkości wygenerowanego ładunku i rosną wraz ze wzrostem napięcia polaryzującego złącze.

Przykłady przebiegów indukowanych prądów elektronowego i dziurowego przedstawia rysunek 2.4-3. Uwzględniono różnice w ruchliwości elektronów i dziur. Oba przebiegi dotyczą takiego samego wygenerowanego ładunku (poła pod oboma przebiegami są takie same).



Rys. 2.4-3.

Przebiegi prądów elektronowego (na rysunku pokazano jego moduł) i dziurowego generowane w detektorze. Uwzględniono różnice w ruchliwości elektronów i dziur (odpowiedni iloraz wynosi około 3). Oba przebiegi dotyczą takiego samego wygenerowanego ładunku (poła pod oboma przebiegami są takie same).

Do pełnego obrazu zjawisk brakuje jeszcze czasu zbierania dziur t_p i czasu zbierania elektronów. Można je policzyć z równania (2.4-5), przyjmując warunki końcowe procesu dla dziur $t = t_p$ dla $x = 0$ (zbieranie ładunku na krańcu warstwy zaporowej przy materiale p) oraz dla elektronów $t = t_n$ dla $x = d$ (zbieranie ładunku na krańcu warstwy zaporowej w materiale n). Po wstawieniu warunków i prostych przekształceniach dostaje się:

$$t_p = \frac{d^2}{2\mu_Q V_R} \ln\left(\frac{d}{d-x_0}\right) \quad (2.4-8a)$$

$$t_n = \infty \quad (2.4-8b)$$

Czas zbierania dziur musi być skończony, gdyż skończony ładunek musi się wyczerpać przy narastającym prądzie dziur. Natomiast nieskończenie długi czas zbierania elektronów jest prostą konsekwencją ujemnowykładniczego charakteru zanikania prądu elektronów.

Wykorzystując otrzymane zależności, autor wyliczy teraz kilka przykładowych parametrów, aby uzyskać orientacyjne czasy zbierania ładunku i prądów generowanych w detektorze. Rozważać się będzie detektor o szerokości warstwy zaporowej $d = 300 \mu\text{m}$ spolaryzowanego napięciem wstecznym $V_R = 100 \text{ V}$.

Potrzebne ruchliwości da się wyliczyć z empirycznych zależności dla temperatury 300 K [21]:

$$\mu_p = 44.9 \cdot \exp\left(-\frac{9.23 \cdot 10^{16}}{N_d}\right) + \frac{470.5}{1 + \left(\frac{N_d}{2.23 \cdot 10^{17}}\right)^{0.719}} - \frac{29}{1 + \left(\frac{6.1 \cdot 10^{20}}{N_d}\right)^2} \quad (2.4-9a)$$

$$\mu_n = 68.5 + \frac{1345.5}{1 + \left(\frac{N_d}{9.2 \cdot 10^{16}}\right)^{0.711}} - \frac{56.1}{1 + \left(\frac{3.41 \cdot 10^{20}}{N_d}\right)^{1.98}} \quad (2.4-9b)$$

Biorąc do obliczeń domieszkowanie warstwy n na poziomie wyliczonym wcześniej w punkcie 2.2.1 o wartości $N_d = 1.44 \cdot 10^{12} \text{ cm}^{-3}$, otrzymuje się z powyższych równań $\mu_p = 470.4 \text{ cm}^2 \text{ V}^{-1} \text{ s}^{-1}$ oraz $\mu_n = 1413.5 \text{ cm}^2 \text{ V}^{-1} \text{ s}^{-1}$.

Autor wyliczy teraz czas zbierania dziur dla przypadku, gdy ich ładunek Q_0 został wygenerowany w pobliżu przeciwległego krańca warstwy zaporowej dla $x_0 = 0.9 \cdot d$. Umieszczenie ładunku w tym miejscu ma służyć estymacji czasu zbierania najbardziej odległych ładunków w przypadku, gdy nie są one już zlokalizowane w jednym punkcie, ale liniowo rozłożone wzdłuż osi x na całej długości warstwy zaporowej. Jest to równoważne założeniu, że 90% tego liniowo rozłożonemu ładunku zostanie zebrane w czasie mniejszym, niż czas wyliczony. Po podstawieniu wszystkich danych do równania (2.4-8a) otrzymuje się $t_p = 22 \text{ ns}$.

Wyznaczenie czasu zbierania elektronów wymaga założenia, jaki ich procent jest w tym czasie zebrany wobec nieskończenie długiego okresu wymaganego do zebrania ich całości. W tym celu trzeba policzyć zależność zebranego ładunku z wygenerowanego ładunku punktowego Q_0 od czasu, czyli całkę równania (2.4-8a). Dla przypadku elektronów i warunku początkowego $Q_c(t) = 0$ dla $t = 0$ dostaje się:

$$Q_c(t) = \frac{Q_0(d - x_0)}{d} \left[1 - \exp\left(-\frac{2\mu_0 V_R}{d^2} t\right) \right] \quad (2.4-10)$$

co pozwala wyliczyć czas t_c zbierania ładunku Q_c :

$$t_c = -\frac{d^2}{2\mu_0 V_R} \ln\left(1 - \frac{Q_c d}{Q_0(d - x_0)}\right) \quad (2.4-11)$$

Autor przyjmuje, że interesujący jest czas zebrania ładunku $Q_c = 0.9 \cdot Q_0$ wygenerowanego w takiej samej odległości od przeciwległego krańca warstwy zaporowej jak w przypadku dziur, co daje $x_0 = 0.1 \cdot d$. Po przeprowadzeniu obliczeń dostaje się $t_{n 90\%} = 5.3 \text{ ns}$.

Z przeprowadzonych obliczeń można wyciągnąć wniosek, że mimo nieskończonego czasu zbierania elektronów, ich większość jest zbierana w czasie znacznie krótszym niż dziury. Jednak nawet dla tego gorszego przypadku czas zbierania w praktyce jest rzędu 20ns. Zatem złącze p⁺n może być detektorem bardzo szybkim.

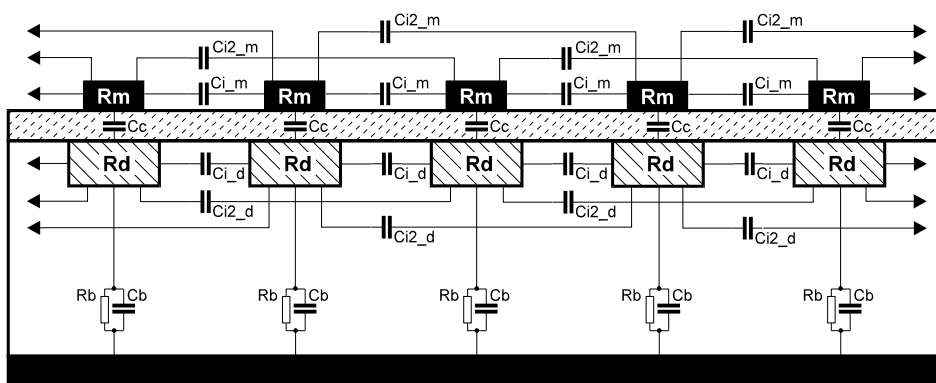
2.5. Model detektora paskowego

2.5.1. Uniwersalny model detektora paskowego

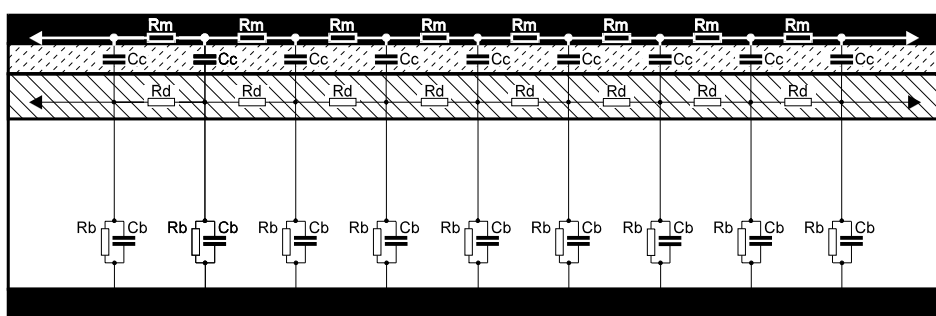
Autor zamierza pokazać, że wszystkie typy przedstawianych wcześniej detektorów paskowych (podrozdział 2.2) da się modelować za pomocą jednego modelu, zwanego dalej uniwersalnym, odpowiadającemu detektorowi jednostronnemu z jedną warstwą metalu.

Najpierw należy stwierdzić, że detektor dwustronny da się rozseparować na dwa detektory leżące na każdej z jego stron. Zatem model detektora dwustronnego będzie sumą dwóch modeli detektorów jednostronnych. W następnym punkcie autor pokaże, że detektor z dwoma warstwami metalu da się modelować za pomocą modelu detektora z jedną warstwą metalu.

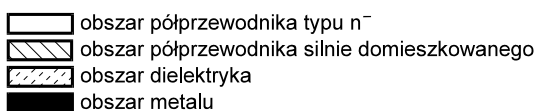
Rozważany będzie więc detektor z jedną warstwą metalu, którego przekroje prostopadły do pasków i równoległy do pasków, przechodzący przez środek jednego z nich, przedstawia rysunek 2.5-1.



a) Przekrój prostopadły do pasków.



b) Przekrój równoległy do pasków: przez środek jednego z nich.



Pominięto układy polaryzacji i wzmacniacze odczytu, które należy dołączyć do modelu w celu symulacji całego kanału odczytowego. Modele wzmacniaczy zostaną omówione w rozdziale trzecim, zaś w rozdziale czwartym autor zaprezentuje metody symulacji całego kanału odczytowego detektor-wzmacniacz oraz przykładowe wyniki. Teraz rozważany będzie jedynie model samego detektora.

Rys. 2.5-1.

Przekroje detektora paskowego z jedną warstwą metalu.

Przekrój prostopadły do pasków (a) i równoległy do pasków, przez środek jednego z nich (b).

Zaznaczono elementy, które znajdują się w proponowanym modelu fizycznym detektora.

Na rysunku zaznaczono elementy proponowanego modelu fizycznego detektora paskowego. Paski metalowe znajdują się nad każdym paskiem dyfuzyjnym, lecz w ogólnym przypadku tak być nie musi. Model zachowuje spójność także dla przypadków, gdy paski metalowe są umieszczone nad co drugim (co trzecim, itd.) paskiem dyfuzyjnym. Pamiętając o tym uogólnieniu, autor skupi się dla ustalenia uwagi na przypadku, jak na rysunku.

Autor uwzględnił wszystkie elementy detektora paskowego, które znacząco wpływają na rozptył wygenerowanego ładunku, jego transport oraz wprowadzają szумы na wejście wzmacniaczy odczytu. Jest on kompromisem pomiędzy dokładnością modelu, a jego złożonością.

W celu modelowania rozłożonego charakteru pasków, są one podzielone na sekcje. Ich ilość będzie dobrana w rozdziale czwartym jako kompromis, z jednej strony ze względu na dokładność obliczeń, zaś z drugiej – na rozmiar symulowanej sieci.

Każda sekcja modelu składa się z następujących elementów podstawowych:

- rezystancji pasków dyfuzyjnych R_d ;
 - rezystancji pasków metalowych R_m ;
 - pojemności sprzęgających pasek dyfuzyjny – pasek metalowy C_c .
- Biorą one udział w transporcie sygnału od miejsca jego generacji do wzmacniaczy odczytu. Poza tym w modelu uwzględniono następujące elementy pasożytnicze:

- pojemności do podłoża C_b ;
- rezystancje do podłoża R_b ;
- pojemności międzypaskowe do pierwszego sąsiada w warstwie dyfuzji C_{i_d} ;
- pojemności międzypaskowe do drugiego sąsiada w warstwie dyfuzji C_{i2_d} ;
- pojemności międzypaskowe do pierwszego sąsiada w warstwie metalu C_{i_m} ;
- pojemności międzypaskowe do drugiego sąsiada w warstwie metalu C_{i2_m} .

Elementy pasożytnicze mają wpływ na straty ładunku podczas jego transportu oraz, jak to zostanie pokazane dalej, powodują powstawanie szumów we wzmacniaczach odczytu.

W modelu należy także uwzględnić szum od prądu upływu paska. Jest z nim związany szum śrutowy o gęstości średniokwadratowej:

$$\frac{d\overline{(i_{lk}^N)^2}}{df} = 2qI_{lk} \quad (2.5-1)$$

gdzie: I_{lk} – prąd stały upływu detektora;
 q – ładunek elementarny, $q \cong 1.602 \cdot 10^{-19}$ C.

Najprostszą metodą wygenerowania szumu o tej gęstości jest zastąpienie źródła prądowego szumu rezystancją, która dawałaby tyle samo szumu. Szum śrutowy prądu upływu I_{lk} jest szumem białym, tak samo jak szum termiczny rezystancji. Wystarczy więc, aby oba źródła prądowe szumu miały takie same gęstości widmowe.

Gęstość widmowa prądu szumu termicznego rezystancji R_N wynosi:

$$\frac{d\overline{(i_R^N)^2}}{df} = \frac{4kT}{R_N} \quad (2.5-2)$$

gdzie: T – temperatura bezwzględna; przyjmujemy do dalszych obliczeń $T = 300$ K;
 k – stała Boltzmana, $k \cong 1.3807 \cdot 10^{-23}$ J/K.

Po połączeniu obu powyższych wzorów dostajemy wzór na równoważną rezystancję szumów prądu upływu I_{lk} :

$$R_N = \frac{2kT}{qI_{lk}} \quad (2.5-3)$$

Jako parametr modelu będzie podawany prąd upływu detektora I_{lk} , który zostanie przeliczony na równoważną mu rezystancję szumu. Rezystancja ta będzie dzielona na sekcje, modelując w ten sposób rozłożony charakter generacji prądu upływu. Następnie będzie ona dołączana niejawnie równolegle do rezystora R_b przez wstawienie w miejsce rezystora R_b wypadkowej ich rezystancji. Uniknie się w ten sposób dodatkowych elementów sieci.

Przykładowo dla prądu upływu $I_{lk} = 1 \text{ nA}$ jednego paska przypadającego na 1 cm jego długości, otrzymuje się rezystancję R_N około 52 M Ω . Jej wartość wydaje się być na tyle mała, że zrezygnowano z uwzględniania w modelu rezystancji międzypaskowych, które są wielokrotnie większe od tej wartości. Dlatego ich wpływ na pracę detektora jest znacznie mniejszy i niepotrzebnie zwiększałby tylko liczbę parametrów modelu.

Konieczność uwzględnienia w modelu pojemności sprzęgającej C_c wymaga, aby pojemności międzypaskowe, tak do pierwszego jak i drugiego sąsiada, zostały podzielone na dwie części: jedna w warstwie dyfuzji, druga w warstwie metalu. Model posiada więc po dwa parametry dotyczące każdej z warstw C_{i_d} , C_{i_m} i C_{i2_d} , C_{i2_m} . W praktyce pojemności te nie są mierzalne oddzielnie (integralnie silnie sprzęgnięte pojemnością C_c), lecz jedynie ich suma. Użytkownik modelu powinien w możliwie najdokładniejszy sposób podać te parametry.

W tym miejscu autor przedstawi najprostsze analityczne rozwiązanie tego podziału na podstawie znajomości parametrów materiałowych detektora. Należy traktować je jako pierwsze przybliżenie rozwiązania. Dotyczy ono tak samo pojemności międzypaskowych do pierwszych i drugich sąsiadów.

Zakłada się, że paski metalowe i dyfuzyjne mają taką samą szerokość, co najczęściej jest spełnione z dość dobrą dokładnością (maksymalizacja pojemności sprzęgającej). Przyjmuje się, że pojemność każdej z warstw jest zdeterminowana jedynie przez dwa ośrodki z nią sąsiadujące, czyli pojemność w warstwie metalu tworzą ośrodki powietrze i dielektryk, zaś pojemność w warstwie dyfuzji ośrodki dielektryk i krzem. Ponadto udział w pojemnościach poszczególnych warstw jest określony przez przenikalności dielektryczne tych ośrodków. Pojemność sprzęgającą C_c jako znacznie większą od pojemności międzypaskowych (zwykle ponad rząd wielkości) przyjmuje się za nieskończenie dużą.

Przy takich założeniach można napisać, że stosunek pojemności w warstwie metalu C_M i warstwie dyfuzji C_D oznaczony η wynosi:

$$\eta = \frac{C_M}{C_D} = \frac{\frac{1}{2}\epsilon_a + \frac{1}{2}\epsilon_i}{\frac{1}{2}\epsilon_i + \frac{1}{2}\epsilon_{Si}} = \frac{\epsilon_a + \epsilon_i}{\epsilon_i + \epsilon_{Si}} \quad (2.5-4)$$

gdzie: ϵ_a – przenikalność dielektryczna względna powietrza, $\epsilon_a = 1$;
 ϵ_i – przenikalność dielektryczna względna izolatora, dla SiO_2 $\epsilon_i = 3.9$;
 ϵ_{Si} – przenikalność dielektryczna względna krzemu, $\epsilon_{Si} = 11.7$.

Dla typowego przypadku, gdy izolatorem jest SiO_2 $\eta = 0.314$.

Oznaczając $C_S = C_M + C_D$ i rozwiązując prosty układ równań dostajemy wzory na pojemności w poszczególnych warstwach:

$$\begin{cases} C_M = C_S \frac{\eta}{1+\eta} & (2.5-5a) \\ C_D = C_S \frac{1}{1+\eta} & (2.5-5b) \end{cases}$$

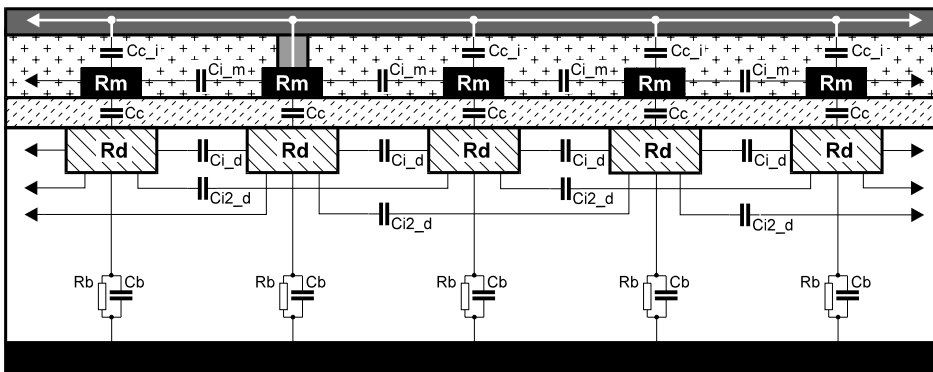
Dla typowej wartości $\eta = 0.314$ $C_M = 0.24 \cdot C_S$ i $C_D = 0.76 \cdot C_S$.

W dalszych rozumowaniach i symulacjach autor będzie dzielił pojemności międzypaskowe według tej reguły.

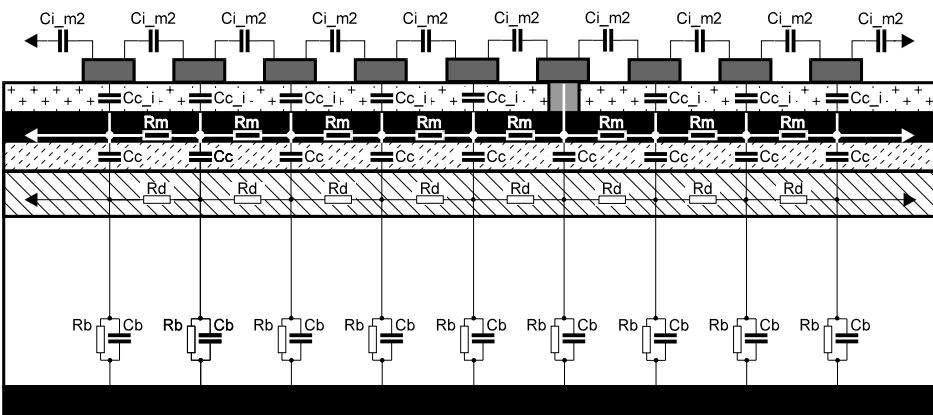
2.5.2. Modelowanie detektora z dwoma warstwami metalu

W punkcie tym autor pokaże, że można modelować detektor z dwoma warstwami metalu za pomocą modelu uniwersalnego zaproponowanego wcześniej. Co więcej, takie podejście wydaje się być najbardziej uzasadnione ze względu na mierzalność poszczególnych parametrów modelu.

Rozważany będzie zatem detektor z dwoma warstwami metalu, którego przekroje: prostopadły do pasków dyfuzyjnych i równoległy do pasków dyfuzyjnych, przedstawia rysunek 2.5-2.



a) Przekrój prostopadły do pasków dyfuzyjnych.



b) Przekrój równoległy do pasków dyfuzyjnych: przez środek jednego z nich.

- obszar półprzewodnika typu n⁻
- obszar półprzewodnika silnie domieszkowanego
- obszar dielektryka 1
- obszar dielektryka 2
- obszar metalu 1
- obszar metalu 2

Rys. 2.5-2.

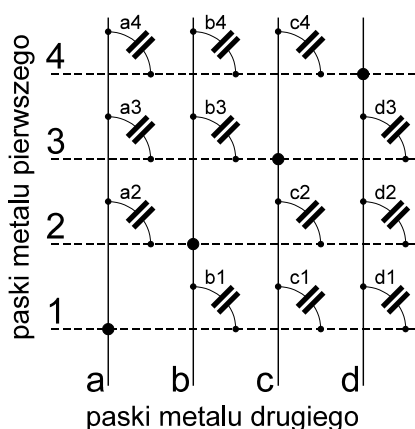
Przekroje detektora paskowego z dwoma warstwami metalu. Przekrój prostopadły do pasków dyfuzyjnych (a) i równoległy do pasków dyfuzyjnych, przez środek jednego z nich (b). Oprócz elementów modelu uniwersalnego zaznaczono pojemności C_{c_i} i C_{i_m2} .

Oprócz elementów modelu uniwersalnego w przypadku tym zaznaczono dodatkowo następujące elementy:

- pojemności skrzyżowania pasków metalu pierwszego z paskami metalu drugiego C_{c_i} ;
 - pojemności międzypaskowe do pierwszego sąsiada w warstwie metalu drugiego C_{i_m2} .
- Nie zaznaczono pojemności międzypaskowych do drugiego sąsiada w warstwie metalu drugiego.

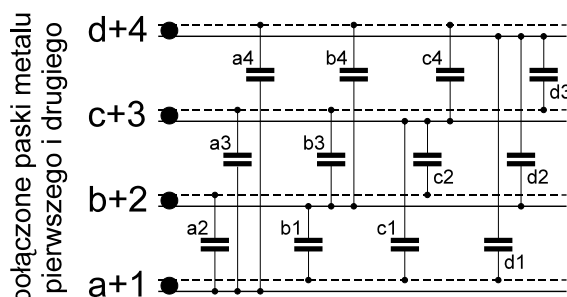
Ponieważ każde dwa sąsiednie paski metalu drugiego są połączone z dwoma sąsiednimi paskami metalu pierwszego, pojemności między paskami metalu drugiego mogą być przeniesione na paski metalu pierwszego. Pomija się przy tym rezystancje szeregowe pasków. Można zatem pojemności metalu drugiego C_{i_m2} uwzględnić w analogicznych pojemnościach warstwy metalu pierwszego C_{i_m} . Podobnie można uwzględnić pojemności do drugich sąsiadów metalu drugiego C_{i2_m2} w pojemnościach do drugich sąsiadów metalu pierwszego C_{i2_m} .

Analogiczne przeniesienie pojemności sprzężeń między warstwami metali C_{c_i} jest trudniejsze. Na rysunku 2.5-3 przedstawiono schematycznie przecięcia pasków metalu pierwszego (linie przerywane) z paskami metalu drugiego (linie ciągłe), z zaznaczeniem pojemności ich skrzyżowań. Poszczególne pojemności są oznaczone literą i cyfrą, które określają ich współrzędne w takiej strukturze macierzowej.



Rys. 2.5-3.

Przecięcia pasków metalu pierwszego i drugiego. Zaznaczono pojemności ich skrzyżowań. Litera i cyfra przy każdej z nich określa jej współrzędną w strukturze macierzowej.



Rys. 2.5-4.

Struktura z rysunku po lewej stronie po obroceniu pasków metalu drugiego o kąt prosty. Widać, że pojemności sprzężeń między metalami łączą każdy pasek ze wszystkimi pozostałymi paskami struktury (połączenia „każdy z każdym”).

Aby sprowadzić pojemności sprzężeń między metalami do pojemności metalu pierwszego, najwygodniej jest obrócić wszystkie paski metalu drugiego o kąt prosty wokół punktów ich połączeń z paskami metalu pierwszego. Dostaje się wtedy strukturę przedstawioną na rysunku 2.5-3. Mimo że oba metale są ze sobą połączone, rozróznilo połączenia pojemności do metalu pierwszego i drugiego. Pomaga to umieścić poszczególne pojemności w strukturze z obróconymi paskami metalu drugiego.

Z rysunku 2.5-3 już jasno widać, że pojemności sprzężeń między metalami stanowią sieć łączącą każdy pasek utworzony z połączenia pasków metalu pierwszego i drugiego z wszystkimi innymi w strukturze. Dla N takich pasków jest $N-1$ sprzężeń (pasek nie ma pojemności sam ze sobą). Zatem ładunek wygenerowany na pasku jest tracony na całą strukturę detektora przez pojemność $(N-1) \cdot C_{c_i}$.

Chcąc uwzględnić wszystkie sprzężenia między warstwami obu metali, trzeba by symulować cały detektor. Komórki takiego modelu musiałyby być ułożone w strukturę kratową. W najprostszym przypadku modelu detektora z N paskami metalowymi i dyfuzyjnymi, odpowiadająca mu sieć miałaby około $N \cdot N$ komórek, $3 \cdot N^2$ węzłów i znacznie ponad $9 \cdot N^2$ elementów (9 elementów ma komórka modelu z jednym metalem). Dla typowej wartości spotykanej w praktyce $N = 640$ daje to sieć z 400 tysiącami komórek, ponad milionem węzłów i znacznie ponad czterema milionami elementów. Sieci takie, zgodnie z wiedzą autora, obecnie nie mogą być symulowane. Dużym problemem było znalezienie wersji symulatora SPICE na komputer typu PC, która umożliwiłaby symulowanie sieci z ponad tysiącem elementów.

Z konieczności trzeba więc ograniczyć symulowane sieci do niewielkiej ilości pasków. W tym wypadku nie można uwzględnić faktu, że wygenerowany ładunek rozplywa się przez pojemności skrzyżowań metali C_{c_i} na całą powierzchnię detektora. Można natomiast symulować sytuację podobną, gdzie ładunek wygenerowany jest tracony do pasków, z których sygnał już nie bierze się do określania wyjściowego stosunku sygnał-szum. Dla najprostszego przypadku, gdzie uwzględniany jest sygnał jedynie z paska na którym sygnał był wygenerowany, wystarczy wypadkową pojemność sprzężeń między metalami $(N-1) \cdot C_{c_i}$ przeliczyć na centymetr długości pasków metalu pierwszego i dodać do pojemność międzypaskowej C_{i_m} .

Z powyższych rozważań wynika, że pojemności międzypaskowe metalu drugiego i pojemności sprzężeń między oboma metalami można sprowadzić do pojemności międzypaskowych metalu pierwszego. W ten sposób detektory z dwoma warstwami metalu można symulować za pomocą zaproponowanego modelu uniwersalnego przez stosowanie zmodyfikowanej wartości pojemności międzypaskowej metalu pierwszego C_{i_m}' :

$$C_{i_m}' = C_{i_m} + \frac{1}{L_1} (L_2 \cdot C_{i_m2} + N \cdot C_{c_i}) \quad (2.5-6)$$

gdzie: C_{i_m} , C_{i_m2} – pojemności do pierwszego sąsiada odpowiednio w warstwie metalu pierwszego i drugiego na centymetr długości pasków;
 C_{c_i} – pojemność skrzyżowania pasków metalu pierwszego i drugiego;
 L_1 , L_2 – długości pasków odpowiednio metalu pierwszego i drugiego;
 N – ilość skrzyżowań pasków obu metali.

Analogicznie można uwzględnić pojemności do drugich sąsiadów w warstwie metalu drugiego w modelu uniwersalnym, używając zmodyfikowanej wartości pojemności międzypaskowej do drugiego sąsiada metalu pierwszego C_{i2_m}' :

$$C_{i2_m}' = C_{i2_m} + \frac{L_2}{L_1} C_{i2_m2} \quad (2.5-7)$$

gdzie: C_{i2_m} , C_{i2_m2} – pojemności do drugiego sąsiada odpowiednio w warstwie metalu pierwszego i drugiego na centymetr długości pasków;
 L_1 , L_2 – długości pasków odpowiednio metalu pierwszego i drugiego;

Prezentowane podejście ma jeszcze jedno uzasadnienie praktyczne. Otóż mierząc pojemności międzypaskowe w przypadku detektorów z dwoma warstwami metalu, nie da się zmierzyć oddzielnie pojemności C_{c_i} oraz C_{i_m2} . Ich pomiar jest jedynie możliwy w sytuacji, gdy wykonano w procesie produkcji detektorów dedykowane struktury testowe.

3. Elektronika odczytu

W niniejszym rozdziale autor szczegółowo analizuje elektronikę odczytu, która stanowi funkcjonalnie nierozdzielalną część detektorów paskowych.

Najpierw przedstawiona jest rola elektroniki odczytu (podrozdział 3.1). Następnie autor bada (podrozdział 3.2) typowy układ kształtujący, który umieszczony za wzmacniaczem odczytu ma za zadanie polepszenie własności szumowych kanału detektor-wzmacniacz. Dalej analizuje się szczegółowo (w obszernym podrozdziale 3.3) budowę i własności szumowe wzmacniaczy ładunkowych, powszechnie stosowanych jako wzmacniacze odczytu detektorów paskowych. Autor wyprowadza wzór na wzmocnienie wzmacniacza ładunkowego (punkt 3.3.1) i wprowadza szeroko stosowane pojęcie równoważnego ładunku szumów (punkt 3.3.2). Następnie (punkt 3.3.3) pokazana jest kluczowa dla pracy, ogólna metoda opracowana przez autora, umożliwiającą zbudowanie na podstawie jedynie kilku na ogół dobrze znanych parametrów wzmacniacza ładunkowego, jego modelu o z góry zadanych parametrach, w szczególności parametrach szumowych. Za pomocą tej metody autor tworzy (podrozdział 3.4) modele wzmacniaczy używanych w eksperymencie DELPHI, stosowane dalej w symulacjach. Przeprowadzone weryfikujące symulacje tych modeli pokazują, że posiadają one parametry zgodne z założeniami, a tym samym że metoda autora jest poprawna.

3.1. Rola elektroniki odczytu

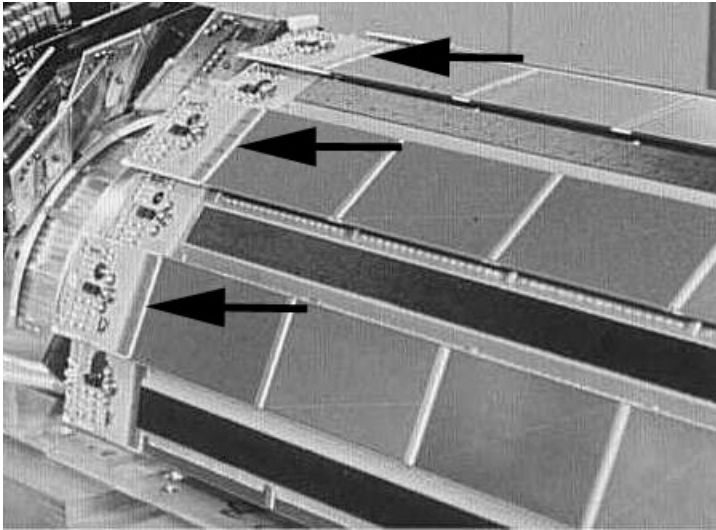
Cząstka jonizująca przechodząc przez detektor paskowy o typowej grubości 300 μm generuje ładunek równoważny około 25000 ładunkom elementarnym czyli około 4 fC ⁽¹⁾. Ładunek ten musi być natychmiast przekształcony na prąd lub napięcie, zanim rozplynie się do podłoża i sąsiednich pasków przez pasożytnicze rezystancje upływu. W tym celu do płytki krzemowej z paskami detektora dołączona jest bezpośrednio płytka ze wzmacniaczami odczytu, które zamieniają wygenerowany ładunek najczęściej na napięcie ⁽²⁾. Taki sygnał może być następnie przesłany do dalszej analizy, zwykle do dużych systemów umożliwiających określenie toru przejścia cząstki.

Rysunek 3.1-1 przedstawia widok systemu detektorów eksperymentu DELPHI wraz z elektroniką odczytu. Wzmacniacze zajmują stosunkowo mało miejsca. Zaznaczono je na rysunku strzałkami (ciemny, wąski prostokąt o długości takiej jak szerokość płytki detektora). Widać, że znajdują się one bezpośrednio obok pasków detektora. Na rysunku pokazano pięć chipów umieszczonych jeden obok drugiego. Każdy z nich zawiera wielką liczbę wzmacniaczy, zazwyczaj będącej potęgą dwóch. Typową wartością jest 128 kanałów. Zazwyczaj na tej samej strukturze krzemowej co i wzmacniacze znajduje się także multiplexer analogowy. Jego wejścia są podłączone do poszczególnych wzmacniaczy odczytu, zaś wyjście do dalszego układu-bufora, odpowiedzialnego za przesyłanie sygnałów na dalszą odległość do systemu analizującego sygnały i wyliczającego z nich tory cząstek.

⁽¹⁾ Znak ładunku zależy od typu detektora, który jest użyty. Jest to ładunek dodatni dla detektorów z paskami typu p i ujemny dla detektorów z paskami typu n.

⁽²⁾ Paski detektora umieszczone są w krzemie o bardzo dużej rezystywności, co najczęściej uniemożliwia wykonanie wzmacniaczy na tej samej płytce krzemowej. Dlatego wzmacniacze są umieszczane na innym, dogodniejszym podłożu a obie płytki są ze sobą klejone i łączone cienkimi drutami w procesie *bondowania*.

Taki bufor jest widoczny na rysunku bardziej na lewo. Widać, że zawiera on także elementy dyskretne filtrujące zasilanie.



Rys. 3.1-1. Widok części systemu detektora śladowego w eksperymencie DELPHI (fot. Biblioteka CERN).

Z prawej strony są widoczne części detektora (duże prostokąty), umieszczone na oddzielnych płytkach krzemowych, połączonych ze sobą (jasne przerwy między płytkami). Strzałkami zaznaczono wzmacniacze odczytu, dołączone bezpośrednio do pasków detektora (pięć chipów wzmacniaczy, każdy obsługujący 128 pasków). Wyjścia wzmacniaczy są dołączone do wejść multiplekserów z nimi scalonych. Dalej sygnał jest doprowadzany do układu odpowiedzialnego za jego transmisję na dalszą odległość (większa płytka z dyskretnymi elementami).

Stosowanie multipleksera analogowego umożliwia przesłanie dużej liczby kanałów za pomocą tylko jednego. Ma to duże znaczenie ze względu na ilość detektorów z których składa się system detekcyjny. W celu uproszczenia konstrukcji multipleksera jego wejścia są sterowane z rejestru przesuwne. Na początku rejestru zapisywany jest jeden stan aktywny, podczas gdy reszta jego komórek jest zapisana stanem przeciwnym. Podanie sygnału zegarowego na rejestr powoduje, że stan aktywny jest przesuwany tak, że kolejne wejścia multipleksera są dołączane do jego wyjścia. Takie rozwiązanie pozwala zaoszczędzić kilku linii adresowych multipleksera zastępowanych przez zegar rejestru przesuwne. Multiplekser może też być zdegenerowany do minimum, gdyż nie wymaga dekodera adresowego.

Począwszy od wzmacniaczy odczytu sygnały są przesyłane różnicowo. Implikuje to konieczność dublowania kluczy multipleksera analogowego. Pozwala to jednak na zmniejszenie do minimum błędów związanych z zerowaniem wzmacniaczy odczytu oraz minimalizację zakłóceń.

Ze wzmacniaczami odczytu często są scalane jeszcze inne układy pomocnicze, pozwalające na przykład zidentyfikować grupę pasków z sygnałem. Ma to zastosowanie w procesie wyliczania pozycji przejścia cząstki.

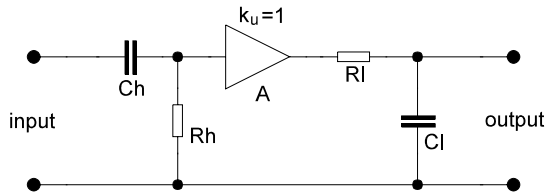
Wszystkie układy odpowiedzialne za komutację i przesyłanie sygnałów umieszczone za wzmacniaczami odczytu nie wpływają znacząco na szумы kanału, gdyż transmitowane sygnały są już stosunkowo duże. Dlatego autor ich działaniem nie będzie się zajmował.

Jako wzmacniaczy najczęściej używa się tzw. wzmacniaczy ładunkowych, przekształcających ładunek z pasków na proporcjonalne do niego napięcie. Ze wzmacniaczem jest stowarzyszony filtr kształtujący, którego zadaniem jest uformowanie wyjściowego sygnału i polepszenie własności szumowych kanału detektor-wzmacniacz.

Jakość kanału odczytowego zależy nie tylko od parametrów samego detektora, ale także w dużej mierze od parametrów użytych wzmacniaczy i filtrów kształtujących, które w zasadzie tworzą nierozdzielalną część detektora. Dlatego przy symulacji parametrów detektora w żaden sposób nie można pominąć tych układów, które stanowią integralną część kanału odczytowego.

3.2. Układy kształtujące

Autor będzie rozważał filtr środkowoprzepustowy, którego schemat przedstawia rysunek 3.2-1.



Rys. 3.2-1. Filtr CR-RC.

Składa się on z dwóch sekcji: górnoprzepustowej C_h , R_h i dolnoprzepustowej R_l , C_l , dlatego w literaturze jest nazywany filtrem typu CR-RC. Jest on często używany za wzmacniaczem odczytu jako układ kształtujący odpowiedź impulsową całego toru oraz poprawiający własności szumowe kanału. Obie sekcje są oddzielone idealnym wtórnikiem A , tak, że sekcje nie wpływają na siebie. Dlatego za jego wypadkową transmitancję operatorową można uważać iloczyn transmitancji obu sekcji.

Stąd wynika, że wypadkowa transmitancja $K(s)$ tego filtru wynosi:

$$K(s) = \frac{R_h}{R_h + \frac{1}{sC_h}} \cdot \frac{1}{R_l + \frac{1}{sC_l}} \quad (3.2-1)$$

Po prostych przekształceniach dochodzi się do postaci:

$$K(s) = \frac{sC_h R_h}{sC_h R_h + 1} \cdot \frac{1}{sC_l R_l + 1} \quad (3.2-2)$$

Oznaczając $\tau_h = C_h \cdot R_h$ jako stałą czasową sekcji górnoprzepustowej, oraz $\tau_l = C_l \cdot R_l$ jako stałą czasową sekcji dolnoprzepustowej, powyższy wzór można zapisać jako:

$$K(s) = \frac{s}{s + \frac{1}{\tau_h}} \cdot \frac{\tau_l}{s + \frac{1}{\tau_l}} \quad (3.2-3)$$

Obliczona zostanie teraz odpowiedź impulsową $V_{out}(s)$ układu o transmitancji danej wzorem (3.2-3). Będzie ona wynosić:

$$V_{out}(s) = K(s) \cdot 1(s) \quad (3.2-4)$$

gdzie: $1(s)$ - transformata Laplace'a skoku jednostkowego; $1(s) = \frac{1}{s}$.

Szukana odpowiedź impulsowa jest zatem równa:

$$V_{out}(s) = \frac{1}{s + \frac{1}{\tau_h}} \cdot \frac{1}{s + \frac{1}{\tau_l}} \quad (3.2-5)$$

Rozkładając powyższe wyrażenie na iloczyn stałej i ułamków prostych, otrzymuje się:

$$V_{out}(s) = \frac{\tau_h}{\tau_h - \tau_l} \left(\frac{1}{s + \frac{1}{\tau_h}} + \frac{1}{s + \frac{1}{\tau_l}} \right) \quad (3.2-6)$$

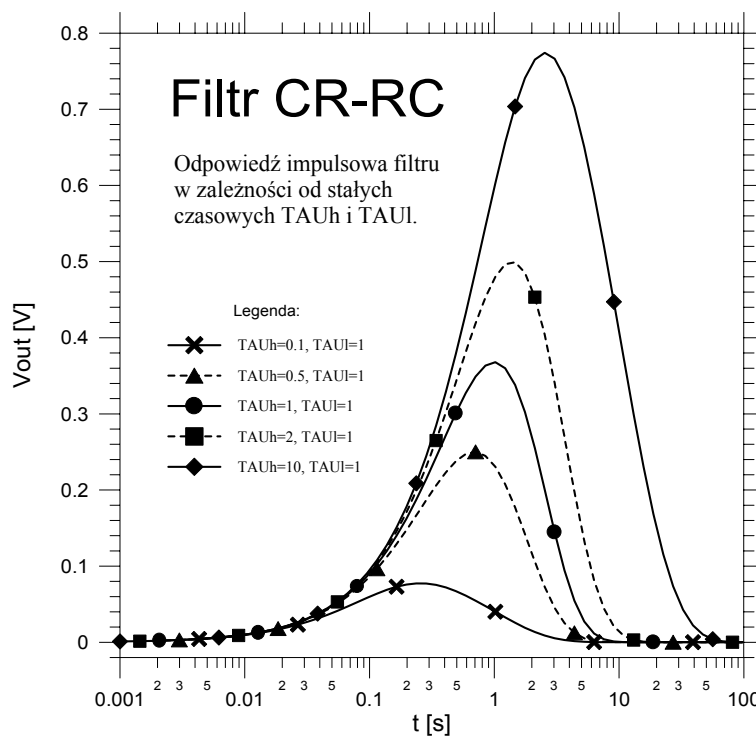
Biorąc pod uwagę, że

$$\mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{1}{s - a} \right\} = \exp(at) \quad (3.2-7)$$

gdzie \mathcal{L}^{-1} oznacza odwrotne przekształcenie Laplace'a, dostaje się odpowiedź impulsową w dziedzinie czasu:

$$V_{out}(t) = \frac{\tau_h}{\tau_h - \tau_l} \left(\exp\left(-\frac{t}{\tau_h}\right) - \exp\left(-\frac{t}{\tau_l}\right) \right) \quad (3.2-8)$$

Na rysunku 3.2-2 zostały przedstawione na podstawie powyższego równania przykładowe odpowiedzi filtru dla różnych stałych czasowych τ_h i τ_l . Widać na nim, że przy ustalonym τ_l i rosnącym τ_h , maksimum odpowiedzi rośnie i występuje coraz później.



Rys. 3.2-2.

Odpowiedzi impulsowe filtru CR-RC dla różnych wartości τ_h i τ_l .

Równanie (3.2-8) ma osobliwość typu $\infty \cdot 0$ dla $\tau_h = \tau_l$, dlatego ten szczególny przypadek, który ma częste zastosowanie w praktyce, należy rozważyć jeszcze przed przejściem do dziedziny czasu.

Przepisując równanie (3.2-6) dla $\tau_h = \tau_l = \tau$, otrzymuje się od razu postać:

$$V_{out}(s) = \frac{1}{\tau} \frac{1}{\left(s + \frac{1}{\tau}\right)^2} \quad (3.2-9)$$

która da się przetransformować na podstawie wzoru:

$$\mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{1}{(s-a)^2} \right\} = t \exp(at) \quad (3.2-10)$$

do postaci czasowej:

$$V_{out}(t) = \frac{t}{\tau} \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \quad (3.2-11)$$

Czas t_p , po którym odpowiedź impulsowa osiąga maksimum nosi nazwę czasu maksimum⁽³⁾ (ang. *peaking time*) i jest często używany w literaturze jako parametr filtru kształtującego. Autor policzy zatem maksimum odpowiedzi impulsowej (3.2-8).

Wyliczając pochodną $\frac{dV_{out}(t)}{dt}$ odpowiedzi impulsowej znajduje się, że jest równa zero tylko dla jednego $t = t_p$, zaś jej druga pochodna $\frac{d^2V_{out}(t)}{dt^2}$ dla $t = t_p$ jest ujemna, zatem odpowiedź impulsowa (3.2-8) ma maksimum dla:

$$t_p = \tau_l \frac{\frac{\tau_h}{\tau_l}}{\frac{\tau_h}{\tau_l} - 1} \ln \frac{\tau_h}{\tau_l} \quad (3.2-12)$$

Znów trzeba oddzielnie rozpatrzyć przypadek dla $\tau_h = \tau_l = \tau$. Postępując analogicznie z wyrażeniem (3.2-8) jak poprzednio, został wyliczony czas maksimum filtru CR-RC dla przypadku $\tau_h = \tau_l = \tau$.

$$t_p = \tau \quad (3.2-13)$$

Maksimum to wynosi:

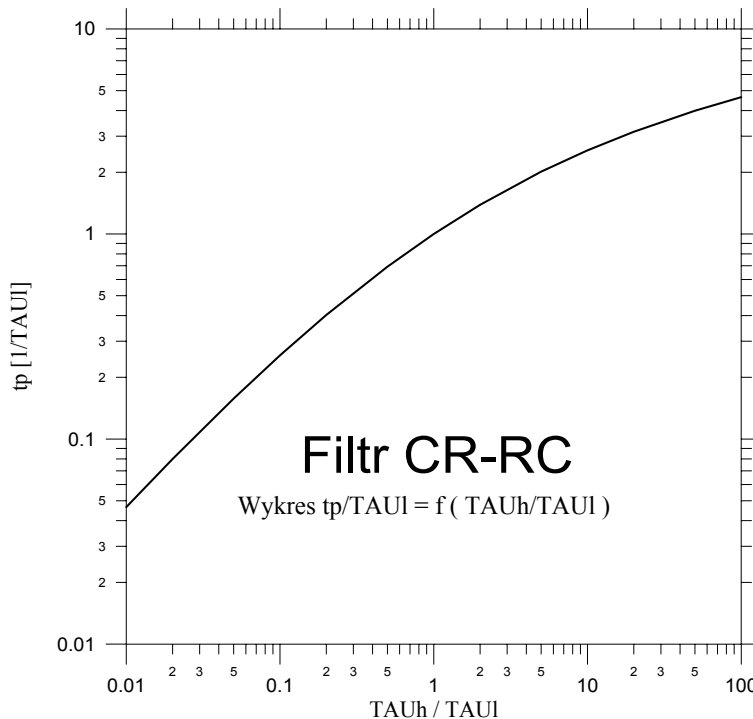
$$V_{out}(t_p) = e^{-1} \cong 0.3679 \quad (3.2-14)$$

Filtr wnosi więc e-krotne tłumienie.

Jeśli należałoby skompensować tłumienia filtru, trzeba by zamiast wtórnika między sekcjami zastosować wzmacniacz o wzmacnieniu e. Dla prostoty rozważań w dalszych częściach pracy autor tak będzie postępował.

⁽³⁾ Termin *czas maksimum filtru* został wprowadzony przez autora, gdyż w literaturze polskiej nie spotkał się z próbą tłumaczenia tego terminu.

Pamiętając, że przypadek $\tau_h = \tau_l = \tau$ dla którego $t_p = \tau$ musi być traktowany oddzielnie, można przedstawić wyrażenie (3.2-12) jako zależność unormowanego czasu maksimum $\frac{t_p}{\tau_l}$ od zmiennej $\frac{\tau_h}{\tau_l}$. Przedstawia ją rysunek 3.2-3.



Rys. 3.2-3.

Zależność znormalizowanego czasu maksimum $\frac{t_p}{\tau_l}$ od zmiennej $\frac{\tau_h}{\tau_l}$ dla filtru CR-RC.

Po ogólnym wprowadzeniu w temat filtru CR-RC, autor skupi się teraz na jego szczególnym przypadku dla którego $\tau_h = \tau_l = \tau$, ponieważ to on ma częste zastosowanie w praktyce jako układ kształtujący w torach odczytowych detektorów paskowych. Wyznaczona będzie teraz jego charakterystyka częstotliwościowa.

Można napisać analogiczne równanie jak (3.2-9) w dziedzinie częstotliwości. Podstawiając formalnie $s = j\omega$ i przekształcając do dogodnej postaci otrzymuje się:

$$K(j\omega) = \frac{j\omega\tau}{(j\omega\tau + 1)^2} \quad (3.2-15)$$

Moduł tej transmitancji wynosi:

$$|K(j\omega)| = \frac{\omega\tau}{\omega^2\tau^2 + 1} \quad (3.2-16)$$

zaś faza:

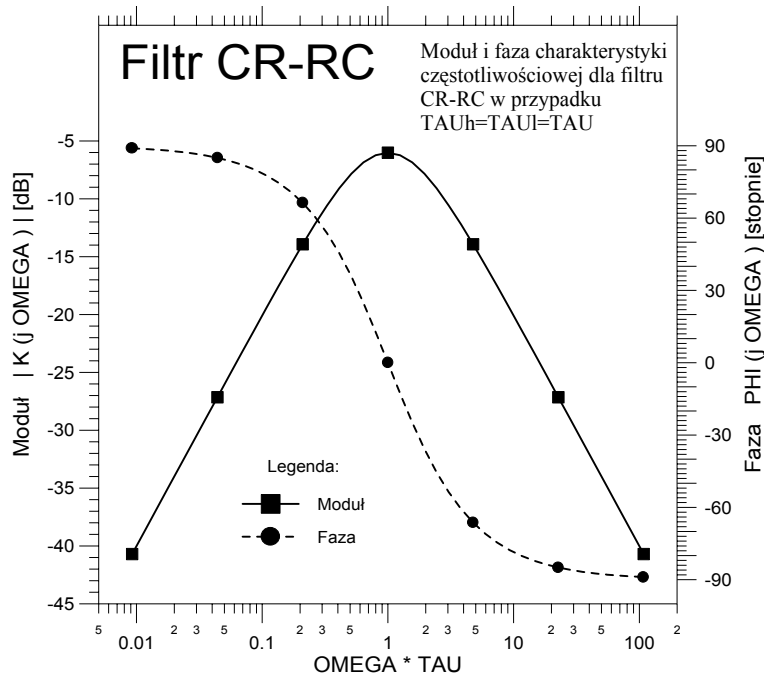
$$\varphi(j\omega) = \arctg \frac{1 - \omega^2\tau^2}{2\omega\tau} \quad (3.2-17)$$

Zależności te dla unormowanej zmiennej $\omega\tau$ przedstawia rysunek 3.2-4.

Jeśli filtr CR-RC zostanie zastosowany na wyjściu kanału odczytowego detektora paskowego, dla którego $\tau_h = \tau_l = \tau$ i założy się, że pobudzenie układu będzie skokowe, to amplituda sygnału użytecznego zostanie słumiona (wzór (3.2-14)) o 8.7dB. O tyle samo

zostałyby stłumione szумы, gdyby szerokości widm sygnału i szumów były sobie równe. Jednak zawsze widmo szumów jest szersze niż widmo sygnału użytecznego. Jest tak nawet uwzględniając to, że sam wzmacniacz będąc źródłem szumów jest jednocześnie ich ogranicznikiem, gdyż ma skończone pasmo przenoszenia. Dlatego szумы są silniej tłumione przez układ kształtujący niż sygnał użyteczny i na jego wyjściu SNR jest poprawiony.

Milcząco założono, że sygnał już został na tyle wzmacniony, iż szумы samego układu kształtującego są nieistotne. W praktyce warunek ten jest dobrze spełniony.



Rys. 3.2-4.

Moduł i faza charakterystyki częstotliwościowej dla filtru CR-RC dla typowego praktycznego przypadku $\tau_h = \tau_l = \tau$ jako funkcja unormowanej zmiennej $\omega \cdot \tau$.

Jeśli strata wzmocnienia 8.7dB jest istotna, można ją łatwo skompensować, wstawiając stosowny wzmacniacz, bądź przed filtr (teoretycznie rozwiązanie lepsze ze względu na szумы), między sekcje różniczkującą i całkującą, lub za filtr. Jeśli sygnał jest odpowiednio duży, szумы wnoszone na tym etapie nie są już istotne. Warunek ten jest w praktyce dobrze spełniony.

3.3. Wzmacniacz ładunkowy

W niniejszym podrozdziale zostanie szczegółowo rozważony wzmacniacz ładunkowy, gdyż właśnie ta struktura znajduje zastosowanie jako wzmacniacz odczytu detektorów paskowych. W dużej mierze to on determinuje jakość toru.

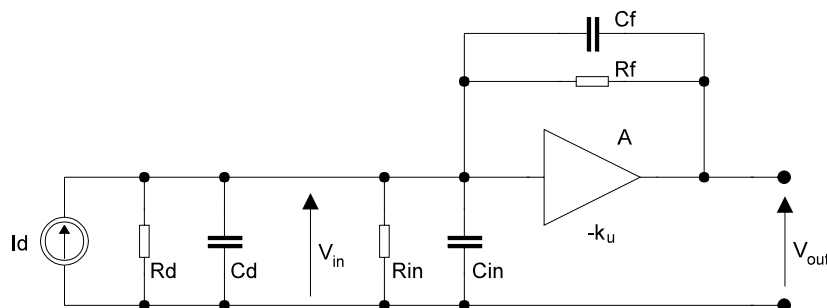
Najpierw (punkt 3.3.1) autor wyliczy wzmocnienie wzmacniacza ładunkowego. Następnie (punkt 3.3.2) zostanie wprowadzony równoważny ładunek szumów – pojęcie często stosowane do określania parametrów szumowych wzmacniaczy ładunkowych oraz pokazany będzie związek między nim, a stosunkiem sygnału do szumu. Dalej (punkt 3.3.3) zostanie wprowadzona kluczowa dla pracy metoda autora modelowania wzmacniacza ładunkowego o z góry zadanych parametrach szumowych za pomocą jego równoważnego ładunku szumów. Na zakończenie podrozdziału (punkt 3.3.4) autor przedstawi modele wzmacniaczy używanych w krzemowych detektorach paskowych eksperymentu DELPHI zbudowane na podstawie rozważań tego rozdziału. Modele te zostaną poddane weryfikującym symulacjom symulatorem SPICE.

Niniejszy rozdział będzie zawierał wiele bardzo szczegółowych wyprowadzeń, zajmujących sporo miejsca. Jednak ponieważ autor wprowadza nowe podejście do problemu modelowania elektroniki odczytu detektorów paskowych, musi ono być należycie uzasadnione matematycznie.

3.3.1. Wzmocnienie wzmacniacza ładunkowego

Podstawową strukturę wzmacniacza ładunkowego przedstawia rysunek 3.3-1. Do jego wejścia jest dołączone źródło prądowe I_d , pojemność C_d i rezystancja R_d , odpowiadające parametrom detektora. Poszczególne elementy reprezentują:

- I_d – prąd indukowany w detektorze przez przechodzącą cząstkę;
- R_d – rezystancję upływu detektora;
- C_d – pojemność detektora;
- R_{in} – wejściową rezystancję wzmacniacza;
- C_{in} – wejściową pojemność wzmacniacza;
- A – idealny odwracający wzmacniacz napięciowy (impenancja wejściowa, wyjściowa i pasmo przenoszenia odpowiednio równe ∞ , 0 i ∞) o wzmocnieniu k_u ;
- C_f – pojemność sprzężenia zwrotnego;
- R_f – rezystancję sprzężenia zwrotnego.



Rys. 3.3-1.

Wzmacniacz ładunkowy.

Do wyliczenia napięcia wyjściowego V_{out} takiego wzmacniacza jako funkcji prądu wejściowego można użyć następujących pięciu równań operatorowych:

$$I_d(s) = I_{Rd}(s) + I_{Cd}(s) + I_{Rin}(s) + I_{Cin}(s) - I_{Cf}(s) - I_{Rf}(s) \quad (3.3-1)$$

$$I_{Rd}(s) + I_{Rin}(s) = \frac{V_{in}(s)}{R_d} + \frac{V_{in}(s)}{R_{in}} = V_{in}(s) \cdot (G_d + G_{in}) \quad (3.3-2)$$

gdzie $G_d = (R_d)^{-1}$, $G_{in} = (R_{in})^{-1}$ – konduktancje odpowiadające odpowiednim rezystancjom;

$$I_{Cd}(s) + I_{Cin}(s) = V_{in}(s) s(C_d + C_{in}) \quad (3.3-3)$$

$$I_{Cf}(s) + I_{Rf}(s) = (V_{out}(s) - V_{in}(s)) \cdot (G_f + sC_f) \quad (3.3-4)$$

gdzie $G_f = (R_f)^{-1}$.

$$V_{in}(s) = -\frac{V_{out}(s)}{k_u} \quad (3.3-5)$$

Wstawiając do równania (3.3-1) równania (3.3-2), (3.3-3), (3.3-4) i (3.3-5) otrzymuje się:

$$I_d(s) = -\frac{V_{out}(s)}{k_u} \cdot [G_d + G_{in} + s(C_d + C_{in})] - \left(V_{out}(s) + \frac{V_{out}(s)}{k_u} \right) \cdot (G_f + sC_f) \quad (3.3-6)$$

Kolejno przekształcając:

$$I_d(s) = -V_{out}(s) \cdot \left[G_f + sC_f + \frac{1}{k_u} (G_d + G_{in} + G_f + s(C_d + C_{in} + C_f)) \right] \quad (3.3-7)$$

$$V_{out}(s) = -I_d(s) \cdot \left[G_f + sC_f + \frac{1}{k_u} (G_d + G_{in} + G_f + s(C_d + C_{in} + C_f)) \right]^{-1} \quad (3.3-8)$$

dochodzi się do dogodnej postaci:

$$V_{out}(s) = -I_d(s) \cdot \left[C_f + \frac{1}{k_u} (C_d + C_{in} + C_f) \right]^{-1} \cdot \left[\frac{G_f + \frac{1}{k_u} (G_d + G_{in} + G_f)}{C_f + \frac{1}{k_u} (C_d + C_{in} + C_f)} + s \right]^{-1} \quad (3.3-9)$$

Przy założeniu, że prąd I_d został wygenerowany w bardzo krótkim czasie w porównaniu z odpowiedzią układu, co najczęściej ma miejsce, można napisać:

$$I_d(t) = Q_d \cdot \delta(t) \quad (3.3-10)$$

gdzie Q_d jest ładunkiem wyindukowanym w detektorze.

W postaci operatorowej odpowiada to zależności:

$$I_d(s) = Q \quad (3.3-11)$$

gdyż $L(\delta(t))=1$.

Wstawiając powyższe równanie do równania (3.3-9) dostaje się:

$$V_{out}(s) = -Q_d \cdot \left[C_f + \frac{1}{k_u} (C_d + C_{in} + C_f) \right]^{-1} \cdot \left[\frac{G_f + \frac{1}{k_u} (G_d + G_{in} + G_f)}{C_f + \frac{1}{k_u} (C_d + C_{in} + C_f)} + s \right]^{-1} \quad (3.3-12)$$

Przechodząc do dziediny czasu otrzymuje się wzór na napięcie wyjściowe w funkcji czasu:

$$V_{out}(t) = -Q_d \cdot \left[C_f + \frac{1}{k_u} (C_d + C_{in} + C_f) \right]^{-1} \cdot \exp \left(- \frac{G_f + \frac{1}{k_u} (G_d + G_{in} + G_f)}{C_f + \frac{1}{k_u} (C_d + C_{in} + C_f)} \cdot t \right) \quad (3.3-13)$$

Powyższe równania przedstawiają zależność napięcia wyjściowego wzmacniacza ładunkowego od ładunku wejściowego. Jest ono proporcjonalne do ładunku, tak w dziedzinie operatorowej, jak i czasu, co tłumaczy jego nazwę.

Skok napięcia wyjściowego w odpowiedzi na ładunek wejściowy pojawia się od razu. Jego wielkość nie jest zależna od rezystancji w układzie, a jedynie od pojemności. Rezystancje wpływają jedynie na stałą czasową opadania napięcia wyjściowego po skoku.

Jeśli wzmocnienie napięciowe k_u wzmacniacza A jest na tyle duże, że $C_f \gg (k_u)^{-1} (C_d + C_{in})$ oraz $G_f \gg (k_u)^{-1} (G_d + G_{in})$ to powyższe równanie można uprościć do postaci:

$$V_{out}(t) = -\frac{Q_d}{C_f} \cdot \exp \left(- \frac{t}{R_f C_f} \right) \quad (3.3-14)$$

Jeśli zakłada się dokładności rzędu 5%, to do zastosowania powyższego uproszczenia dla korzystnego przypadku $C_f = 0.4$ pF (chip MX6) oraz $C_d + C_{in} = 30$ pF potrzebne jest $k_u = 1500$. Jest to wartość możliwa do uzyskania. Natomiast jeśli wymagane dokładności są rzędu 1% i dla gorszego przypadku weźmie się $C_f = 0.16$ pF (chip TRIPLEX) oraz $C_d + C_{in} = 30$ pF, potrzebne jest już $k_u = 18750$, co jest raczej niemożliwe do uzyskania w praktyce⁽⁴⁾. Zatem stosując uproszczenie (3.3-14) należy zachować ostrożność. Rozważane były tylko warunki na pojemność, gdyż są trudniejsze do uzyskania.

Czasami rezystor R_f nie jest w ogóle stosowany i wtedy równanie (3.3-14) przechodzi do granicznej postaci:

$$V_{out}(s) = -\frac{Q_d}{C_f} \quad (3.3-15)$$

⁽⁴⁾ Wzmacniacze odczytu muszą być z konieczności dość proste aby zajmować mało miejsca na płycie krzemowej. Szerokości pojedynczych kanałów wzmacniaczy musi być najczęściej mniejsza od odległości między czytanyymi paskami detektora.

Ta najprostsza formuła najdobitniej tłumaczy nazwę *wzmacniacz ładunkowy*.

3.3.2. Równoważny ładunek szumów

Jak to zostało pokazane wcześniej, sygnał wyjściowy wzmacniacza ładunkowego jest proporcjonalny do ładunku dostarczonego na jego wejście, dlatego ładunek można uważać za sygnał wejściowy wzmacniacza. Celowe zatem będzie określenie własności szumowych wzmacniacza ładunkowego za pomocą ładunku, który działając odpowiednio krótko w porównaniu z odpowiedzią układu, da na wyjściu wzmacniacza napięcie równe obserwowanemu napięciu szumów wzmacniacza przy założeniu, że sam wzmacniacz jest bezszumny. Taki wejściowy ładunek nazywa się równoważnym ładunkiem szumów *ENC* (ang. *equivalent noise charge*) i jest używany powszechnie do określania własności szumowych wzmacniaczy tego typu.

Jego definicję można zapisać symbolicznie za pomocą równania:

$$\sqrt{V_{out}(t)_N^2} = \sqrt{V_{out}(t)^2} \Big|_{Q_{in} = ENC} \quad (3.3-16)$$

gdzie $\sqrt{V_{out}(t)_N^2}$ jest skutecznym wyjściowym napięciem szumów.

Równoważny ładunek szumów wzmacniacza ładunkowego podaje się zwykle jako:

$$ENC [e] = \alpha + \beta \cdot C_d [pF] \quad (3.3-17)$$

gdzie: e – ładunek elektronu, $e \cong 1.602 \cdot 10^{-19}$ C,

C_d – pojemność odczytywanego detektora.

Stała α ma więc sens ładunku w jednostkach ładunku elementarnego, który doprowadzony do wejścia bezszumnego wzmacniacza, dałby na jego wyjściu napięcie takie, jakie jest napięcie szumów rzeczywistego wzmacniacza przy zerowej pojemności wejściowej. Stała β jest współczynnikiem, który określa przyrost tak rozumianego równoważnego ładunku szumów przy wzroście pojemności wejściowej detektora o 1 pF.

Równoważny ładunek szumów *ENC* zwykle zależy silnie od czasu maksimum t_p układu kształtującego za wzmacniaczem, dlatego należy zaznaczyć, jakiego t_p *ENC* dotyczy (zależy także od typu tego układu, jednak zazwyczaj znacznie mniej). Przykładowo dla rozważanych w pracy chipów MX6 i TRIPLEX równoważne ładunki szumów *ENC* wynoszą odpowiednio $340 + 20 \cdot C_d$ dla $t_p = 1.5 \mu s$ i $283 + 17 \cdot C_d$ dla $t_p = 500 ns$.

Stosunek sygnału do szumu wzmacniacza na jego wyjściu definiuje się jako:

$$SNR = \frac{\sqrt{V_{out}(t)_S^2}}{\sqrt{V_{out}(t)_N^2}} \quad (3.3-18)$$

gdzie $\sqrt{V_{out}(t)_S^2}$ i $\sqrt{V_{out}(t)_N^2}$ są odpowiednio skutecznym wyjściowym napięciem sygnału i szumów.

Autor zakłada teraz, że zarówno szумы jak i sygnał na wyjściu układu złożonego ze wzmacniacza ładunkowego i filtru kształtującego, mają takie samo widmo (np. szумы są białe a sygnał ma postać idealnego ładunkowego sygnału impulsowego $Q_{in} \cdot \delta(t)$). W takim przypadku stosunek sygnału do szumu na wyjściu wzmacniacza jest niezależny od częstotliwości i równy stosunkowi ładunku wejściowego Q_{in} do szumu wzmacniacza sprowadzonego do wejścia, czyli *ENC*:

$$SNR = \frac{Q_{in}}{ENC} \quad (3.3-19)$$

Wzór ten wyjaśnia, dlaczego równoważny ładunek szumów ENC jest tak powszechnie używany do określania parametrów szumowych wzmacniaczy ładunkowych. Wielkość ta pozwala bowiem na obliczenie stosunku sygnału do szumu na wyjściu kanału odczytowego jako prostej zależności ładunku wejściowego przy wspomnianych wcześniej założeniach, które w praktyce są dobrze spełnione.

3.3.3. Modelowanie szumów wzmacniacza ładunkowego

Zazwyczaj wzmacniacze ładunkowe pracujące w układach fizyki jądrowej są symulowane na poziomie fizycznym. Podejście takie wymaga znajomości całej ich struktury oraz parametrów ich elementów, zależnych przecież od technologii wykonania. W szczególności parametry wejściowego tranzystora wzmacniacza powinny być znane z dość dużą dokładnością, gdyż ten pierwszy tranzystor w dużym stopniu determinuje parametry szumowe całego wzmacniacza.

O ile struktura wzmacniacza jest stosunkowo łatwa do poznania, o tyle dostęp do danych o parametrach jego elementów jest bardzo trudny i ściśle związany z technologią jego wykonania. Nawet gdyby zmierzono te parametry bezpośrednio na strukturze wzmacniacza, to są one i tak obarczone dużym błędem. Zatem taki model jest trudny do określenia i wymaga bardzo dużej liczby danych, z których wiele jest trudno dostępnych i praktycznie wymaga dostępu do danych technologicznych procesu, w którym wzmacniacze były wykonane.

W niniejszej części autor przedstawi opracowaną przez siebie metodę symulowania prawie każdego wzmacniacza ładunkowego wraz z jego parametrami szumowymi na wyższym poziomie abstrakcji, gdzie do zbudowania jego modelu wystarcza zaledwie kilka parametrów, które zazwyczaj są dobrze znane i mierzalne. Umożliwia to szybkie zbudowanie modelu wzmacniacza ładunkowego, zupełnie niezależnie od technologii jego wykonania.

Prezentowane podejście zakłada co następuje:

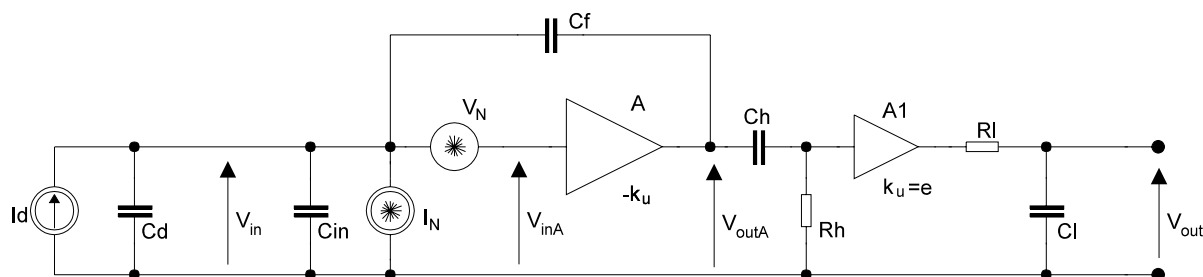
- odpowiedź impulsowa wzmacniacza z układem kształtującym jest zbliżona do odpowiedzi toru z filtrem CR-RC;
- sygnał na wyjściu wzmacniacza jest na tyle duży, że szumy wnoszone przez układ kształtujący mogą być pominięte.

Założenia te w praktyce są dobrze spełnione i nie stanowią istotnego ograniczenia prezentowanej metody.

Autor rozważał będzie zatem wzmacniacz ładunkowy z pojemnościowym sprzężeniem zwrotnym i filtrem kształtującym CR-RC o stałej czasowej $\tau = \tau_h = \tau_l$. Schemat układu jest pokazany na rysunku **3.3-2**.

Jego parametry szumowe niech określa równoważny ładunek szumów $ENC = \alpha + \beta \cdot C_d$, gdzie C_d jest pojemnością dołączonego do jego wejścia detektora reprezentującego jedynie równoległą pojemność. Szeregowe źródło napięcia szumów V_N i równoległe źródło prądowe szumów I_N reprezentują szumy wzmacniacza sprowadzone do jego wejścia.

Wtórnik między sekcjami różniczkującą i całkującą filtru CR-RC został zastąpiony wzmacniaczem o wzmocnieniu e-ktotnym, który kompensuje tłumienie filtru tak, aby napięcie wyjściowe całego wzmacniacza przy odpowiedzi na impuls ładunkowy wynosiło tyle samo co i bez filtru (wzór 3.2-14). Pozostałe elementy pełnią analogiczną rolę jak w układach przedstawionych wcześniej.



Rys. 3.3-2. Wzmacniacz ładunkowy z pojemnościowym sprzężeniem zwrotnym i układem kształtującym CR-RC. Źródło prądu I_N i źródło napięcia V_N reprezentują szumy wzmacniacza sprowadzone do jego wejścia.

Aby policzyć szum całego układu należy najpierw wyznaczyć gęstości widmowe szumów widziane z wyjścia wzmacniacza ładunkowego, a następnie uwzględniając transmitancję filtru, policzyć średniokwadratowe napięcie szumów na wyjściu przez wyliczenie całki:

$$\overline{(V_{out}^N)^2} = \int_0^{\infty} \frac{d(V_{outA}^N)^2}{df} \cdot |eK(jf)|^2 df \quad (3.3-20)$$

gdzie: $\frac{d(V_{outA}^N)^2}{df}$ – gęstość widmowa szumów na wyjściu wzmacniacza ładunkowego,
 $|K(jf)|$ – moduł transmitancji filtru kształtującego CR-RC.

Zamieniając częstotliwość f na pulsację ω , będącą dogodniejszą zmienną całkowania, otrzymuje się:

$$\overline{(V_{out}^N)^2} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} \frac{d(V_{outA}^N)^2}{df} \cdot |eK(j\omega)|^2 d\omega \quad (3.3-21)$$

Moduł transmitancji widmowej filtru CR-RC dla $\tau = \tau_h = \tau_l$ był wyliczony w punkcie 3.2 – wzór (3.2-16). Wstawiając (3.2-16) do powyższego równania dostaje się:

$$\overline{(V_{out}^N)^2} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} \frac{d(V_{outA}^N)^2}{df} \cdot \left(e \cdot \frac{\omega\tau}{\omega^2\tau^2 + 1} \right)^2 d\omega \quad (3.3-22)$$

Zatem, aby policzyć średniokwadratowe napięcie szumów na wyjściu całego układu, należy policzyć gęstość widmową szumów na wyjściu wzmacniacza ładunkowego.

Korzystając z zasady superpozycji można napisać, że napięcie na wyjściu wzmacniacza ładunkowego wynosi:

$$\frac{d(V_{outA}^N)^2}{df} = \frac{d(V_{outA}^N(I_N))^2}{df} + \frac{d(V_{outA}^N(V_N))^2}{df} \quad (3.3-23)$$

gdzie $\frac{d\overline{(V_{outA}^N(I_N))^2}}{df}$ i $\frac{d\overline{(V_{outA}^N(V_N))^2}}{df}$ są gęstościami widmowymi odpowiednio prądu szumów I_N i napięcia szumów V_N widzianych od strony wyjścia wzmacniacza ładunkowego.

Należy zatem policzyć oba składniki sumy.

Prąd I_N jest włączony na wejście wzmacniacza ładunkowego analogicznie jak źródło prądu I_d , reprezentujące prąd indukowany w detektorze. Zatem prąd I_N będzie przenosił się na wyjście wzmacniacza ładunkowego tak jak i prąd I_d . Można więc do określenia napięcia szumów na wyjściu wzmacniacza ładunkowego pochodzących od prądu szumów I_N użyć wzoru na wzmocnienie wzmacniacza ładunkowego wyprowadzonego wcześniej w punkcie 3.3.1.

Jeśli we wzorze (3.3-9) przyjmie się wszystkie konduktancje za zera (rozważany jest układ wyłącznie z pojemnościami), dostanie się równanie:

$$V_{outA}(s) = -I_N \cdot \left(C_f + \frac{1}{k_u} (C_d + C_{in} + C_f) \right)^{-1} \cdot s^{-1} \quad (3.3-24)$$

Wstawiając do powyższego wzoru formalnie $s = j\omega$, można przejść do dziedziny częstotliwości. Stosując to podstawienie i przepisując równanie w nieco czytelniejszej formie otrzymuje się:

$$V_{outA}(j\omega) = \frac{-I_N}{j\omega \left(C_f + \frac{1}{k_u} (C_d + C_{in} + C_f) \right)} \quad (3.3-25)$$

Średniokwadratowe gęstości widmowe szumów przenoszą się na wyjście wzmacniacza ładunkowego tak jak odpowiadające im kwadraty widm prądu lub napięcia. Stąd otrzymuje się szukany pierwszy składnik sumy (3.3-23):

$$\frac{d\overline{(V_{outA}^N(I_N))^2}}{df} = \frac{\frac{d\overline{I_N^2}}{df}}{\omega^2 \left(C_f + \frac{1}{k_u} (C_d + C_{in} + C_f) \right)^2} \quad (3.3-26)$$

gdzie $\frac{d\overline{I_N^2}}{df}$ jest gęstością widmową źródła prądu szumów I_N .

Teraz należy wyliczyć szukany drugi składnik sumy (3.3-23) – składową $\frac{\overline{(V_{outA}^N(V_N))^2}}{df}$ widma szumów na wyjściu wzmacniacza ładunkowego.

Postępując analogicznie jak poprzednio, należy najpierw zbadać jak przenosi się napięcie źródła V_N na wyjście wzmacniacza ładunkowego. W tym celu można napisać następujące trzy równania w dziedzinie częstotliwości wiążące napięcie V_N z wyjściem wzmacniacza ładunkowego:

$$V_{outA}(j\omega) = -k_u \cdot V_{inA}(j\omega) \quad (3.3-27)$$

$$V_{inA}(j\omega) = V_{in}(j\omega) + V_N \quad (3.3-28)$$

gdzie dla ustalenia uwagi przyjęto strzałkowanie napięcia V_N od węzła wejściowego całego układu do węzła wejściowego wzmacniacza A (rysunek 3.3-2).

$$V_{in}(j\omega) = \frac{1}{\frac{j\omega(C_d + C_{in})}{1} + \frac{1}{j\omega C_f}} V_{outA}(j\omega) = \frac{C_f}{C_f + C_d + C_{in}} V_{outA}(j\omega) \quad (3.3-29)$$

Teraz wstawiając do równania (3.3-27) równania (3.3-28) i (3.3-29) otrzymuje się:

$$V_{outA}(j\omega) = -k_u \left(\frac{C_f}{C_f + C_d + C_{in}} V_{outA}(j\omega) + V_N \right) \quad (3.3-30)$$

co po przekształceniach daje ostatecznie:

$$V_{outA}(j\omega) = -V_N \frac{C_f + C_d + C_{in}}{C_f + \frac{1}{k_u} (C_f + C_d + C_{in})} \quad (3.3-31)$$

Na podstawie powyższego równania można teraz napisać analogiczne równanie dla średniokwadratowych gęstości widmowych szumów, które jest szukany drugim składnikiem sumy (3.3-23):

$$\frac{d(\overline{V_{outA}^N (V_N)^2})}{df} = \frac{d\overline{V_N^2}}{df} \left(\frac{C_f + C_d + C_{in}}{C_f + \frac{1}{k_u} (C_f + C_d + C_{in})} \right)^2 \quad (3.3-32)$$

Teraz wstawiając do równania (3.3-23) równania (3.3-26) i (3.3-32) otrzymuje się szukaną średniokwadratową gęstość widmową szumów na wyjściu wzmacniacza ładunkowego:

$$\frac{d(\overline{V_{outA}^N})^2}{df} = \frac{d\overline{I_N^2}}{df} \cdot \frac{1}{\omega^2 \left(C_f + \frac{1}{k_u} (C_f + C_d + C_{in}) \right)^2} + \frac{d\overline{V_N^2}}{df} \cdot \left(\frac{C_f + C_d + C_{in}}{C_f + \frac{1}{k_u} (C_f + C_d + C_{in})} \right)^2 \quad (3.3-33)$$

co można zapisać jako:

$$\frac{d\overline{(V_{out}^N)^2}}{df} = \frac{\frac{d\overline{I_N^2}}{df} \cdot \frac{1}{\omega^2} + \frac{d\overline{V_N^2}}{df} \cdot (C_f + C_d + C_{in})^2}{\left(C_f + \frac{1}{k_u}(C_f + C_d + C_{in})\right)^2} \quad (3.3-34)$$

Można już zatem wyliczyć napięcie szumów na wyjściu całego układu wstawiając powyższy wzór do wzoru (3.3-22), uwzględniającego transmitancję całego toru wzmacniacz – filtr kształtujący. Po wstawieniu otrzymuje się:

$$\overline{(V_{out}^N)^2} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty \frac{\frac{d\overline{I_N^2}}{df} \cdot \frac{1}{\omega^2} + \frac{d\overline{V_N^2}}{df} \cdot (C_f + C_d + C_{in})^2}{\left(C_f + \frac{1}{k_u}(C_f + C_d + C_{in})\right)^2} \left(e \cdot \frac{\omega\tau}{\omega^2\tau^2 + 1}\right)^2 d\omega \quad (3.3-35)$$

co da się zapisać jako:

$$\overline{(V_{out}^N)^2} = \frac{e^2 \cdot \tau^2}{2\pi \left(C_f + \frac{1}{k_u}(C_f + C_d + C_{in})\right)^2} \cdot \int_0^\infty \left(\frac{d\overline{I_N^2}}{df} \cdot \frac{1}{\omega^2} + \frac{d\overline{V_N^2}}{df} \cdot (C_f + C_d + C_{in})^2\right) \cdot \left(\frac{\omega}{\omega^2\tau^2 + 1}\right)^2 d\omega \quad (3.3-36)$$

Dalej autor zakłada, że gęstości widmowe $\frac{d\overline{(I_N)^2}}{df}$ i $\frac{d\overline{(V_N)^2}}{df}$ są niezależne od częstotliwości, to znaczy że odpowiadają szumom białym. W takim wypadku obie gęstości można uważać za stałe i wyciągnąć je przed znak całki:

$$\overline{(V_{out}^N)^2} = \frac{e^2 \tau^2}{2\pi \left(C_f + \frac{1}{k_u}(C_f + C_d + C_{in})\right)^2} \cdot \left[\frac{d\overline{I_N^2}}{df} \int_0^\infty \frac{1}{\omega^2} \left(\frac{\omega}{\omega^2\tau^2 + 1}\right)^2 d\omega + (C_f + C_d + C_{in})^2 \frac{d\overline{V_N^2}}{df} \cdot \int_0^\infty \left(\frac{\omega}{\omega^2\tau^2 + 1}\right)^2 d\omega \right] \quad (3.3-37)$$

Teraz można skrócić zmienną w pierwszej z całek:

$$\begin{aligned} \overline{(V_{out}^N)^2} &= \frac{e^2 \tau^2}{2\pi \left(C_f + \frac{1}{k_u} (C_f + C_d + C_{in}) \right)^2} \cdot \\ &\cdot \left[\frac{d\overline{I_N^2}}{df} \int_0^\infty \left(\frac{1}{\omega^2 \tau^2 + 1} \right)^2 d\omega + (C_f + C_d + C_{in})^2 \frac{d\overline{V_N^2}}{df} \cdot \int_0^\infty \left(\frac{\omega}{\omega^2 \tau^2 + 1} \right)^2 d\omega \right] \end{aligned} \quad (3.3-38)$$

Aby obliczyć powyższe wyrażenie, należy znaleźć całki następujących funkcji:

$$A = \int \frac{1}{(\omega^2 \tau^2 + 1)^2} d\omega \quad \text{oraz:} \quad (3.3-39)$$

$$B = \int \left(\frac{\omega}{\omega^2 \tau^2 + 1} \right)^2 d\omega \quad (3.3-40)$$

Całka A ma następujące rozwiązanie:

$$\int \frac{1}{(\omega^2 \tau^2 + 1)^2} d\omega = \frac{1}{2} \cdot \frac{\omega}{\omega^2 \tau^2 + 1} + \frac{1}{2} \cdot \frac{\arctg(\omega\tau)}{\tau} + C \quad (3.3-41)$$

zaś całka B :

$$\int \left(\frac{\omega}{\omega^2 \tau^2 + 1} \right)^2 d\omega = -\frac{1}{2} \cdot \frac{\omega}{\tau^2 (\omega^2 \tau^2 + 1)} + \frac{1}{2} \cdot \frac{\arctg(\omega\tau)}{\tau^3} + C \quad (3.3-42)$$

Obliczając granice w nieskończoności dla powyższych funkcji i odejmując od nich wartości tych funkcji wyliczone w 0 dostaje się wyniki całek oznaczonych. Całka A :

$$\int_0^\infty \frac{1}{(\omega^2 \tau^2 + 1)^2} d\omega = \frac{1}{4} \cdot \frac{\pi|\tau|}{\tau^2} \quad (3.3-43)$$

zaś całka B :

$$\int \left(\frac{\omega}{\omega^2 \tau^2 + 1} \right)^2 d\omega = \frac{1}{4} \cdot \frac{\pi|\tau|}{\tau^4} \quad (3.3-44)$$

Ponieważ τ jest stałą czasową, jest zatem liczbą nieujemną, dlatego powyższe wyniki można uprościć. Wstawiając uproszczone wzory do wzoru (3.3-38) otrzymuje się:

$$\overline{(V_{out}^N)^2} = \frac{e^2 \tau^2}{2\pi \left(C_f + \frac{1}{k_u} (C_f + C_d + C_{in}) \right)^2} \cdot \left[\frac{d\overline{I_N^2}}{df} \frac{\pi}{4\tau} + (C_f + C_d + C_{in})^2 \frac{d\overline{V_N^2}}{df} \frac{\pi}{4\tau^3} \right] \quad (3.3-45)$$

co daje się uprościć do postaci:

$$\overline{(V_{out}^N)^2} = e^2 \cdot \frac{\tau \cdot \frac{d\overline{I_N^2}}{df} + \frac{(C_f + C_d + C_{in})^2}{\tau} \cdot \frac{d\overline{V_N^2}}{df}}{8 \left(C_f + \frac{1}{k_u} (C_f + C_d + C_{in}) \right)^2} \quad (3.3-46)$$

Autor zakłada teraz, że do wejścia rozważanego układu został wprowadzony ładunek równy równoważnemu ładunkowi szumów ENC układu. Na wyjściu pojawi się napięcie dane wzorem (3.3-13) (dla wszystkich konduktancji we wzorze równych 0), czyli:

$$V_{out}^{ENC}(t) = -ENC \cdot \left[C_f + \frac{1}{k_u} (C_d + C_{in} + C_f) \right]^{-1} \quad (3.3-47)$$

Z definicji amplituda napięcia wyjściowego układu wywołana ładunkiem ENC jest równa wyjściowemu napięciu pochodzącemu jedynie od szumu:

$$|V_{out}^{ENC}(t)| = \sqrt{\overline{(V_{out}^N)^2}} \quad (3.3-48)$$

Wstawiając do powyższego równania równania (3.3-46) i (3.3-47) i podnosząc obustronnie do kwadratu otrzymuje się:

$$\frac{ENC^2}{\left(C_f + \frac{1}{k_u} (C_f + C_d + C_{in}) \right)^2} = e^2 \cdot \frac{\tau \cdot \frac{d\overline{I_N^2}}{df} + \frac{(C_f + C_d + C_{in})^2}{\tau} \cdot \frac{d\overline{V_N^2}}{df}}{8 \left(C_f + \frac{1}{k_u} (C_f + C_d + C_{in}) \right)^2} \quad (3.3-49)$$

co można uprościć do postaci:

$$ENC^2 = \frac{e^2 \tau}{8} \cdot \frac{d\overline{I_N^2}}{df} + \frac{e^2 (C_f + C_d + C_{in})^2}{8\tau} \cdot \frac{d\overline{V_N^2}}{df} \quad (3.3-50)$$

Na początku tych rozważań zostało założone, że dla omawianego układu $ENC = \alpha + \beta \cdot C_d$, gdzie C_d jest pojemnością detektora dołączonego do wejścia układu. Uwzględniając tę zależność, równanie (3.3-50) można przepisać jako:

$$(\alpha + \beta \cdot C_d)^2 = \frac{e^2 \tau}{8} \cdot \frac{d\overline{I_N^2}}{df} + \frac{e^2 (C_f + C_d + C_{in})^2}{8\tau} \cdot \frac{d\overline{V_N^2}}{df} \quad (3.3-51)$$

Rozwijając wyrażenia kwadratowe dostaje się:

$$\alpha^2 + 2\alpha\beta C_d + \beta^2 C_d^2 = \frac{e^2 \cdot \tau}{8} \cdot \frac{d\overline{I_N^2}}{df} + \frac{e^2}{8\tau} \cdot \frac{d\overline{V_N^2}}{df} \left[(C_{in} + C_f)^2 + 2(C_{in} + C_f)C_d + C_d^2 \right] \quad (3.3-52)$$

Teraz traktując obie strony powyższego równania jako funkcje zmiennej C_d można przyrównać współczynniki przy tych samych potęgach C_d otrzymując następujący układ równań:

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha^2 = \frac{e^2 \cdot \tau}{8} \cdot \frac{d\overline{I_N^2}}{df} + \frac{e^2}{8\tau} \cdot \frac{d\overline{V_N^2}}{df} (C_{in} + C_f)^2 \end{array} \right. \quad (3.3-53a)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} 2\alpha\beta = \frac{e^2}{8\tau} \cdot \frac{d\overline{V_N^2}}{df} 2(C_{in} + C_f) \end{array} \right. \quad (3.3-53b)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \beta^2 = \frac{e^2}{8\tau} \cdot \frac{d\overline{V_N^2}}{df} \end{array} \right. \quad (3.3-53c)$$

Rozwiązując ten układ równań, traktując jako zmienne $\frac{d(\overline{I_N})^2}{df}$, $\frac{d(\overline{V_N})^2}{df}$ i C_{in} (reszta zaś: α , β , τ i C_f jako dane) otrzymuje się wynik:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\overline{I_N^2}}{df} = 0 \end{array} \right. \quad (3.3-54a)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\overline{V_N^2}}{df} = \frac{8\beta^2\tau}{e^2} \end{array} \right. \quad (3.3-54b)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{in} = \frac{\alpha}{\beta} - C_f \end{array} \right. \quad (3.3-54c)$$

Z rozważań autora tutaj przedstawionych, zakończonych powyższym rezultatem wynika, że szumy wzmacniacza ładunkowego o sprzężeniu pojemnościowym określonych za pomocą formuły $ENC = \alpha + \beta \cdot C_d$ z filtrem kształtującym CR-RC, można modelować za pomocą tylko szeregowego napięcia szumu białego i wejściowej pojemności. Założone na wstępie równoległe źródło prądu szumów okazuje się niepotrzebne.

Szeregowy źródło napięcia szumu białego najwygodniej jest modelować za pomocą rezystancji, której gęstość widmowa szumu odpowiada gęstości widmowej szumu źródła. Przyrównując gęstość widmową szumu rezystancji R_N i źródła, które nią zamierza się zastąpić, dostaje się:

$$4kTR_N = \frac{8\beta^2\tau}{e^2} \quad (3.3-55)$$

skąd można natychmiast wyliczyć równoważną rezystancję szumu R_N :

$$R_N = \frac{2}{e^2 k T} \beta^2 \tau \quad (3.3-56)$$

gdzie: e – podstawa logarytmów naturalnych, $e \cong 2.718281\dots$;

k – stała Boltzmana, $k \cong 1.3807 \cdot 10^{-23}$ J/K,

T – temperatura bezwzględna; autor przyjmuje do dalszych obliczeń

$T = 300$ K.

Wzór powyższy wraz z zależnością (3.3-54c), którą tutaj jako bardzo ważną się powtarza:

$$C_{in} = \frac{\alpha}{\beta} - C_f \quad (3.3-57)$$

pozwalają wyliczyć równoważną szeregową rezystancję szumów R_N oraz wejściową pojemność wzmacniacza C_{in} , które wystarczają do zbudowania modelu wzmacniacza ładunkowego z rysunku **3.3-1** o z góry zadanych szumach opisanych równaniem $ENC = \alpha + \beta \cdot C_d$. Jest to wniosek kończący rozważania tego podrozdziału. W podrozdziale następnym, za pomocą równań (3.3-56) i (3.3-57), zostaną wyliczone parametry szumowe modeli wzmacniaczy stosowanych w eksperymencie DELPHI do czytania detektorów paskowych.

3.4. Modele wzmacniaczy używanych w eksperymencie DELPHI

W eksperymencie DELPHI obecnie są używane dwa typy wzmacniaczy odczytu do współpracy z detektorami paskowymi: MX6 i jego ulepszona wersja znana jako TRIPLEX. Oba wzmacniacze mają strukturę studiowaną w poprzednich podrozdziałach. Są one podobne. Różnią się przede wszystkim:

- wartością pojemności sprzężenia zwrotnego;
wzmacniacz TRIPLEX ma mniejszą pojemność sprzężenia zwrotnego, co powoduje, że jego wzmocnienie ładunkowe jest większe.
- geometrią wejściowego tranzystora MOS;
w układzie TRIPLEX jego struktura jest bardziej zoptymalizowana, dzięki czemu jego szумы są mniejsze;
- TRIPLEX nie posiada wejściowej szeregowej rezystancji zabezpieczającej, co dalej zmniejsza jego szумы.

Oba typy wzmacniaczy na jednej płytce krzemu posiadają 128 kanałów odczytowych. Wzmacniacz MX6 był wykonany w technologii CMOS 3 μ m, zaś TRIPLEX – CMOS 1.2 μ m.

W niniejszym podrozdziale zostaną przedstawione modele obu wzmacniaczy zaproponowane przez autora oraz wyniki ich symulacji programem SPICE. Opierają się one na przedstawionej w poprzednim podrozdziale metodzie modelowania szumów wzmacniacza ładunkowego za pomocą równoważnej szeregowej rezystancji szumów R_N oraz wejściowej pojemności wzmacniacza C_{in} , wyliczonych na podstawie z góry założonych szumów określonych przez formułę $ENC = \alpha + \beta + C_d$.

3.4.1. Parametry wzmacniaczy MX6 i TRIPLEX

Na podstawie dostępnych publikacji [2] [4] [5] [26] oraz korespondencji z naukowcami zaangażowanymi w projektowanie i badania obu tych wzmacniaczy [3], autorowi udało się zgromadzić parametry, zupełnie wystarczające do zbudowania modeli. Są one zebrane w tabeli 3.4-1 jako *Dane*.

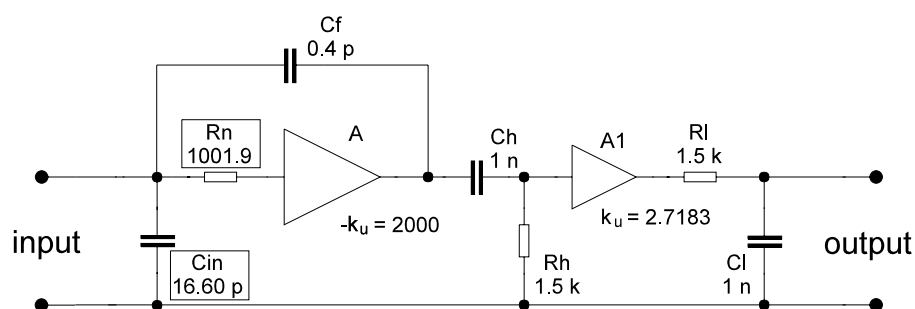
Parametr		Jednostka	MX6	TRIPLEX	
Dane	Równoważny ładunek szumów ENC	α	[e]	340	283
		β	[e/pF]	20	17
	Pojemność sprzężenia zwrotnego	C_f	[pF]	0.4	0.16
	Stała czasowa układu CR-RC	τ	[μ s]	1.5	0.5
	Wzmocnienie w otwartej pętli	$-k_u$	[V/V]	2000	2000
Wyliczone	Równoważna rezystancja szumów	R_N	[Ω]	1001.9	241.29
	Wyliczona pojemność wejściowa	C_{in}	[pF]	16.60	16.49

Tab. 3.4-1. Parametry układów MX6 i TRIPLEX oraz wyliczone przez autora wartości elementów ich modeli.

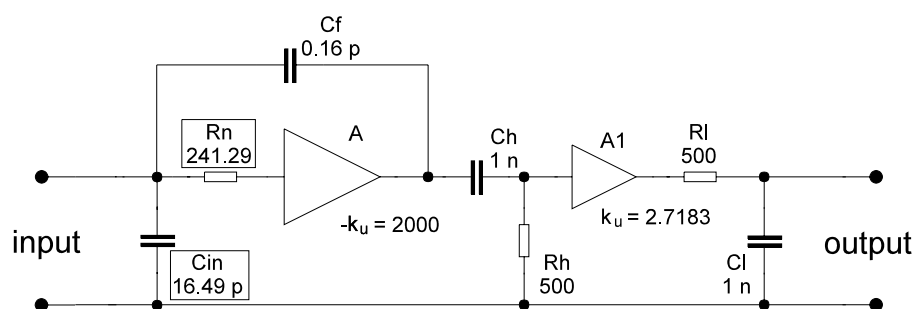
Na podstawie tych parametrów zostały wyliczone równoważne rezystancje szumów i pojemności wejściowe metodą zaproponowaną przez autora (wzory (3.3-56) i (3.3-57)). Wyniki są zebrane w tabeli 3.4-1 w rubryce *Wyliczone*.

3.4.2. Modele wzmacniaczy MX6 i TRIPLEX

Schematy modeli wzmacniaczy MX6 i TRIPLEX są przedstawione odpowiednio na rysunkach 3.4-1 i 3.4-2.



Rys. 3.4-1. Model wzmacniacza ładunkowego MX6.



Rys. 3.4-2. Model wzmacniacza ładunkowego TRIPLEX.

Elementy modelujące szum wzmacniaczy o wartościach z tabeli 3.4-1 są zaznaczone ramkami. Za wzmacniaczami są umieszczone filtry kształtujące CR-RC o odpowiednich stałych czasowych, również wymienionych w tabeli.

Oba modele zostały zapisane w formacie zbioru wejściowego symulatora SPICE. Przykładowe modele wzmacniaczy MX6 i TRIPLEX są przedstawione odpowiednio na listingach 3.4-1 i 3.4-2. Zbiór dotyczący wzmacniacza MX6 zawiera ponadto zlecenia analizy stanów przejściowych. Dotyczy ona badania odpowiedzi czasowej na ładunek odpowiadający 25000 ładunkom elementarnym dla dwóch pojemności na wejściu wzmacniacza 0 i 200 pF; modelują one pojemności detektora. W zbiorze dotyczącym układu TRIPLEX umieszczono analizę szumową, mającą na celu wyznaczenie szumów wzmacniacza jako funkcję zmieniającej się pojemności na wejściu, modelującej pojemność detektora.

<p>Listing 3.4-1. Przykład zbioru wsadowego z opisem modelu wzmacniacza MX6 wraz ze zleceniami analizy odpowiedzi impulsowej wzmacniacza.</p>

```

MX6 - response.

***** Marek GASIOR's master degree project *****
*
*      MX6 chip
*      -----
*
*      Evaluated parameters:
*      equivalent serial noise resistance:      Rn = 1001.9 [Ohm]
*      input capacitance:                      Cin = 16.6 [pF]
*
*      Physical parameters:
*      feedback capacitance:                   Cf = 0.4 [pF]
*      open loop gain:                         2000 [V/V]
*      CR-RC shaper peaking time:             tp = 1.5 [us]
*
*****

*** parameters
.param Cdet=0p                ; value of detector capacitance
                              ; it's changing in .step param Cdet
.param NoOfEl=25000           ; injected charge of NoOfEl electrons
.param Tdep=10n               ; deposition time of detector charge

*** input current source;
*** TRAN: modelling injection of detector charge NoOfEl of electrons
***      during time Tdep;
Iin      in      0      pulse
+        0 { NoOfEl * (-1.602e-19) / Tdep } 10p 10p 10p {Tdep} 100u

*** detector capacitance
Cd      in      0      {Cdet} ; detector capacitance

***** description of the MX6 circuit
*      input node: in;
*      output node: out;

*** input
Cin      in      0      16.6p ; input capacitance
Rin      in_1    0      100G ; formal req., big -> almost noiseless

Rn      in      in_1    1001.9 ; eqiv. input serial noise resistance

*** gain
Eamp     outA    0      in_1  0  -2000 ; open loop gain = -2000 V/V

*** feedback
Cf      in      outA    0.4p ; feedback capacitance
Rf      in      outA    100G ; formal req., big -> almost noiseless

*** shaper
Ch      outA    shp_1    1n ; R of highpass section
Rh      shp_1   0      1.5k ; C of highpass section, Ch*Rh=tp
Eshp    shp_2   0      shp_1  0  2.7183 ; shaper gain/separator
Rl      shp_2   out     1.5k ; R of lowpass section
Cl      out     0      1n ; C of lowpass section, Rl*Cl=tp

***** end of the MX6 description

*** analyses
.options opts, node, limpts=1000
.step param Cdet list 0p 100p
.tran 0.1u 10u 0u 0.1u
.probe
.print tran v(out)

.end

```

Koniec listingu 3.4-1.

3.4. Modele wzmacniaczy używanych w eksperymencie DELPHI

Listing 3.4-2. Przykład zbioru wsadowego z opisem modelu wzmacniacza TRIPLEX wraz ze zleceniami analizy szumów wzmacniacza

```

TRIPLEX - VoutN & ENC.

***** Marek GASIOR's master degree project *****
*
*   TRIPLEX chip
*   -----
*
*   Evaluated parameters:
*   equivalent serial noise resistance:   Rn = 241.29 [Ohm]
*   input capacitance:                   Cin = 16.49 [pF]
*
*   Physical parameters:
*   feedback capacitance:                 Cf = 0.16 [pF]
*   open loop gain:                       2000 [V/V]
*   CR-RC shaper peaking time:           tp = 0.5 [us]
*
*****

*** parameters
.param Cdet=0p                               ; value of detector capacitance
                                           ; it's changing in .step param Cdet

*** input current source
Iin  in  0 0 0 ; measuring only noise

*** detector capacitance
Cd   in  0 {Cdet} ; detector capacitance

***** description of the circuit
*   input node: in;
*   output node: out;

*** input
Cin  in  0 16.49 ; input capacitance
Rin  in_1 0 100G ; formal req., big -> almost noiseless
Rn   in  in_1 241.29 ; eqiv. input serial noise resistance

*** gain
Eamp  aouA 0 in_1 0 -2000 ; open loop gain = -2000 V/V

*** feedback
Cf   in  outA 0.16p ; feedback capacitance
Rf   in  0 100G ; formal req., big -> almost noiseless

*** shaper
Ch   outA shp_1 1n ; R of highpass section
Rh   shp_1 0 500 ; C of highpass section, Ch*Rh=tp
Efol shp_2 0 shp_1 0 2.7183 ; shaper gain/separator
Rl   shp_2 out 500 ; R of lowpass section
Cl   out 0 1n ; C of lowpass section, Rl*Cl=tp

***** end of the TRIPLEX description

*** analyses
.options opts, node, limpts=1000
.ac dec 20 1 1G
.step param Cdet 0p 200p 10p
.noise v(out) Iin 20
.probe
.end

```

Koniec listingu 3.4-2.

Zbiory wejściowe podobne do przedstawionych na listingach, zostały zasymulowane symulatorem SPICE, przy czym każdy z układów został poddany zarówno analizie stanów nieustalonych, jak i analizie szumowej.

Rysunki **3.4-3** i **3.4-4** (strona następna) zawierają odpowiedzi impulsowe modeli odpowiednio układów MX6 i TRIPLEX na ładunek równy 25000 elektronów w postaci prostokątnego impulsu o szerokości 10 ns. W rzeczywistości kształt impulsu prądowego generowanego na paskach detektorów jest inny, opisany w podrozdziale 2.4, lecz jego czas jest tego rzędu. Z uwagi jednak na to, że rzeczywisty impuls generowany w detektorze jest bardzo krótki w porównaniu z czasem kształtowania wyjściowego filtra CR-RC praktycznie nie wpływa on na kształt odpowiedzi. W przypadku zastąpienia go impulsem prostokątnym o tym samym ładunku jedynie pierwsze kilkadziesiąt nanosekund przedniego zbocza sygnału wyjściowego o czasie maksimum 1.5μs dla MX6 lub 500ns w przypadku układu TRIPLEX jest inne niż przy rzeczywistym kształcie sygnału wejściowego. Nie wpływa to na poziom sygnału wyjściowego. Wnioski te są oparte na symulacjach modeli wzmacniaczy do których dostarczane były różne impulsy prądowe o takim samym ładunku, czyli stałym polu na wykresie czasowym, gdyż ładunek jest całką prądu po czasie.

Rysunki **3.4-5** i **3.4-6** przedstawiają zależności wyjściowego napięcia szumu od pojemności wejściowej. Napięcie wyjściowe szumu uzyskano przez scałkowanie kwadratu gęstości widmowej szumu policzonej przez program SPICE. Całkowania dokonano w postprocesorze graficznym programu SPICE – PROBE.

Równoważny ładunek szumu uzyskano z napięcia wyjściowego szumu. Po wstawieniu do wzoru 3.3-47 wzoru 3.3-48 i elementarnych przekształceniach otrzymuje się:

$$ENC = \sqrt{(V_{out}^N)^2} \cdot \left[C_f + \frac{1}{k_u} (C_d + C_{in} + C_f) \right] \quad (3.4-1)$$

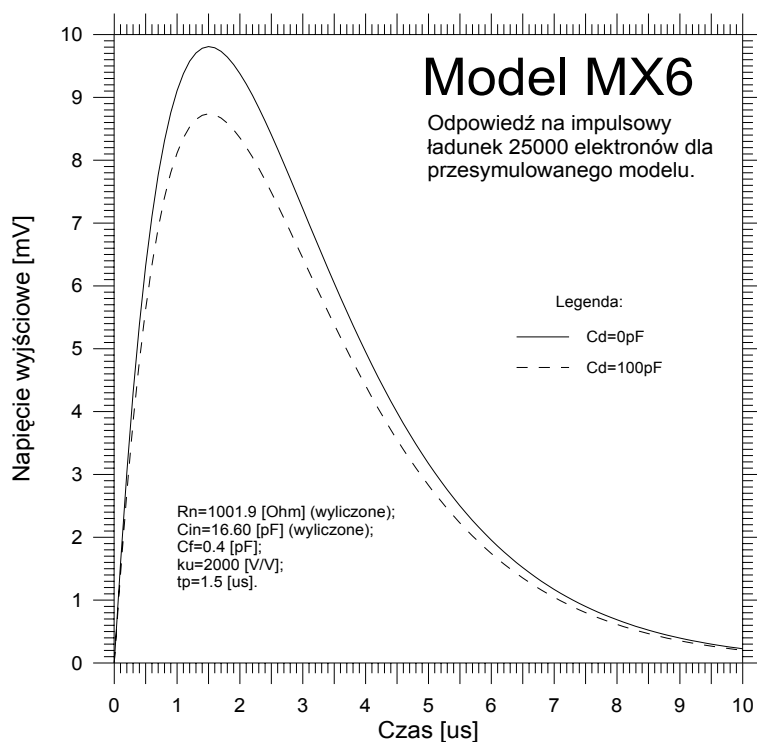
Na podstawie tego wzoru przeliczone zostały napięcia szumu na odpowiadający im równoważny ładunek szumu ENC. Wynik przedstawiają wykresy zależności ENC od pojemności wejściowej, znajdujące się na rysunkach **3.4-7** i **3.4-8**.

W przypadku wzmacniacza MX6 do obliczeń parametrów szumowych modelu autor założył szumy ENC [e] = 340 + 20·C_d [pF] (tabela **3.4-1**). Po regresji liniowej punktów z symulacji otrzymano zależność ENC = 339.8 + 19.98·C_d (rysunek **3.4-7**). Odpowiada to błędom stałej i współczynnika odpowiednio 0.06% i 0.1%. Dla wzmacniacza TRIPLEX założony szum wynosił ENC = 283 + 17·C_d, zaś z symulacji otrzymano ENC = 282.77 + 16.98·C_d (rysunek **3.4-8**). Błędy stałej i współczynnika w równaniu ENC wynoszą odpowiednio 0.08% i 0.12%.

Otrzymana liniowa zależność ENC od pojemności wejściowej wzmacniacza C_d zgodna, z bardzo małym błędem, z szumami założonymi przy wyliczaniu parametrów szumowych modeli wzmacniaczy, potwierdza słuszność metod wprowadzonych i stosowanych przez autora. Bardzo mała różnica szumów uzyskanych z symulacji w porównaniu z szumami założonymi pozwala stwierdzić, że wszystkie założenia metody autora są bardzo dobrze spełnione. Należy także podkreślić dużą dokładność z jaką symulator SPICE symuluje szumy układów.

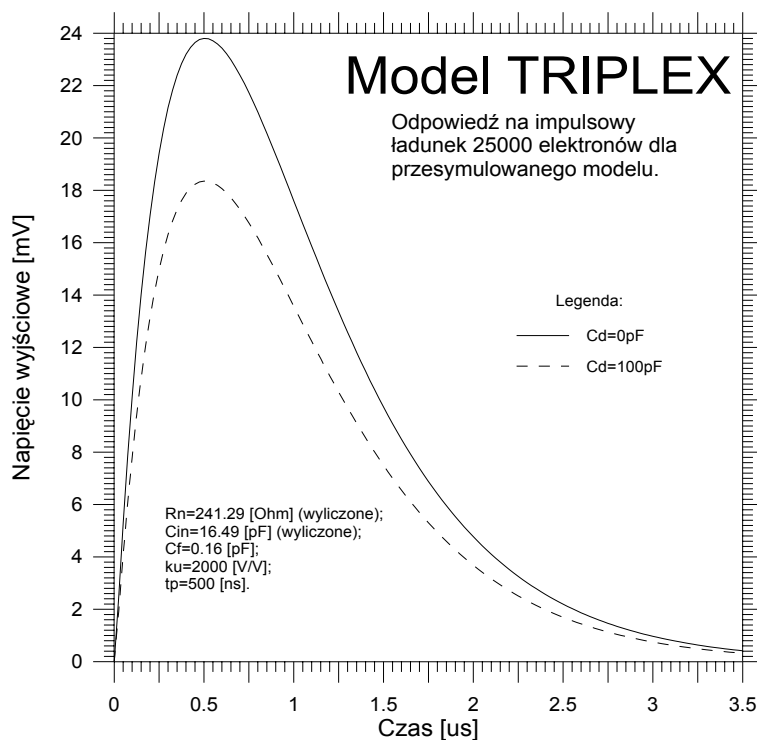
Przedstawione modele wzmacniaczy MX6 i TRIPLEX będą stosowane w dalszych symulacjach (rozdział czwarty), w których autor będzie badał parametry szumowe już całego toru odczytowego detektor-wzmacniacz.

3.4. Modele wzmacniaczy używanych w eksperymencie DELPHI



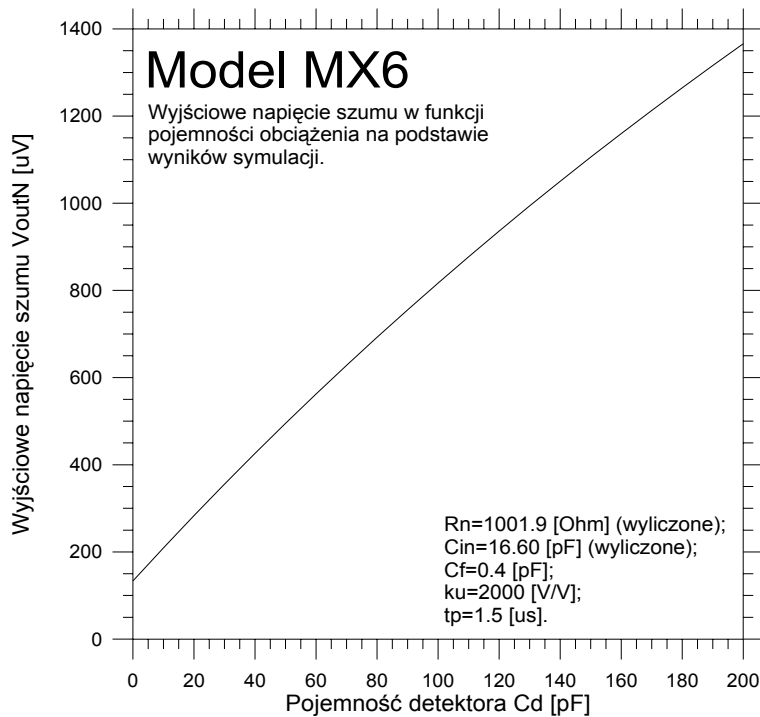
Rys. 3.4-3.

Odpowiedź wzmacniacza MX6 na pobudzenie impulsowym ładunkiem 25000 elektronów na podstawie symulacji jego modelu. Do wejścia wzmacniacza była przyłączona pojemność 0pF (linia ciągła) i 100pF (linia przerywana).



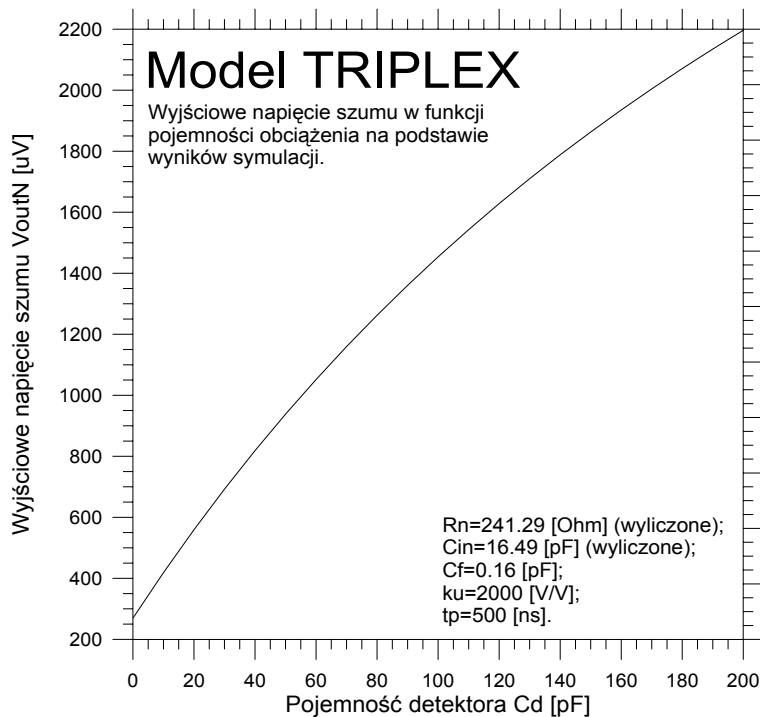
Rys. 3.4-4.

Odpowiedź wzmacniacza TRIPLEX na pobudzenie impulsowym ładunkiem 25000 elektronów na podstawie symulacji jego modelu. Pojemność dołączona do wejścia wzmacniacza wynosiła 0pF (linia ciągła) i 100pF (linia przerywana).



Rys. 3.4-5.

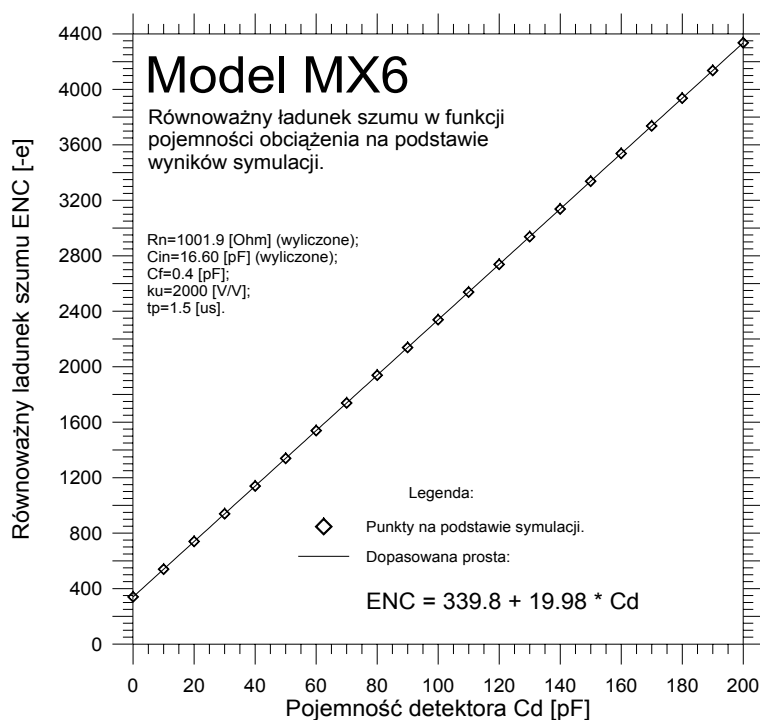
Napięcie szumu na wyjściu wzmacniacza MX6 w funkcji pojemności wejściowej na podstawie symulacji jego modelu.



Rys. 3.4-6.

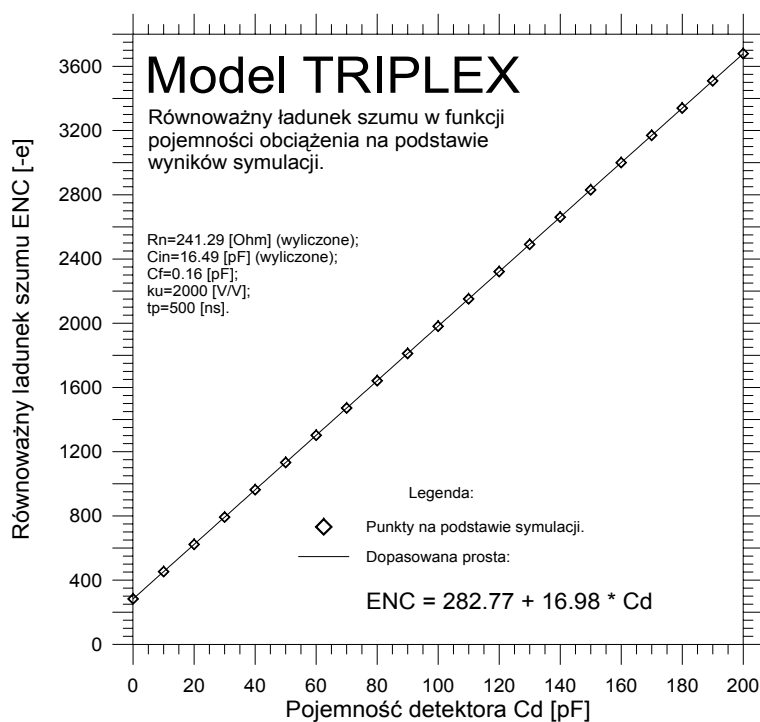
Napięcie szumu na wyjściu wzmacniacza TRIPLEX w funkcji pojemności wejściowej na podstawie symulacji jego modelu.

3.4. Modele wzmacniaczy używanych w eksperymencie DELPHI



Rys. 3.4-7.

Równoważny ładunek szumów ENC wzmacniacza MX6 w funkcji pojemności wejściowej na podstawie symulacji jego modelu.



Rys. 3.4-8.

Równoważny ładunek szumów ENC wzmacniacza TRIPLEX w funkcji pojemności wejściowej na podstawie symulacji jego modelu.

4. Symulacje

W niniejszym rozdziale autor prezentuje wyniki symulacji programem SPICE modeli detektorów paskowych dołączonych do modeli wzmacniaczy odczytu. Symulacje te mają na celu pokazanie użyteczności metod wprowadzonych przez autora oraz stanowią ich weryfikację. W rozdziale tym znajduje się także szczegółowy opis programu napisanego przez autora, generującego sieci modeli detektorów według uniwersalnego modelu zaproponowanego w rozdziale drugim.

Najpierw opisywany jest (podrozdział 4.1) program generujący sieci modeli detektorów paskowych. Podaje się ogólną charakterystykę programu (punkt 4.1.1), format jego wejściowego zbioru konfiguracyjnego (punkt 4.1.2) oraz postać generowanego zbioru wyjściowego (punkt 4.1.3). Następnie (podrozdział 4.2) autor bada jak duże sieci modeli detektorów należy symulować, biorąc pod uwagę z jednej strony dokładność uzyskiwanych wyników, z drugiej zaś – ilość elementów sieci modelu. Dalej (podrozdział 4.3) autor prezentuje wyniki szeregu symulacji, które miały na celu zbadanie ogólnego wpływu poszczególnych parametrów detektorów na wyjściowy stosunek sygnał-szum. Jest to chyba najważniejsza część niniejszej pracy, pokazująca łatwość określania wpływu poszczególnych parametrów detektorów na ich własności szumowe za pomocą metod wprowadzonych przez autora oraz bardzo dużych ich możliwości. Wyniki te są ukoronowaniem wszystkich prezentowanych wcześniej rozważań autora. Na koniec (podrozdział 4.4) autor pokaże porównanie wyników symulacji parametrów szumowych poszczególnych części systemu detektora śladowego eksperymentu DELPHI z danymi pomiarowymi.

4.1. Generacja opisu sieci modelu detektora.

Wprowadzony w podrozdziale 2.5 model detektora paskowego zawiera kilkanaście elementów, które połączone w sieć składającą się z kilku pasków, podzielonych na kilkadziesiąt sekcji, dają w końcu sieć składającą się z kilku-, kilkunastu tysięcy elementów. „Ręczne” tworzenie tak dużych sieci byłoby praktycznie niemożliwe, z uwagi tak na liczbę węzłów i elementów, jak i na prawdopodobieństwo pomyłki. Dlatego autor zdecydował się na napisanie programu, który automatycznie generuje sieć odpowiadającą modelowi detektora o zadanych parametrach. Nosi on nazwę `det_net.exe`.

W dedykowanym zbiorze wejściowym podaje się parametry modelu detektora. Następnie uruchamia się program `det_net.exe`, który generuje wyjściowy plik w formacie symulatora SPICE z siecią odpowiadającą temu modelowi. Tak wygenerowany plik włącza się specjalną dyrektywą do zbioru wsadowego zawierającego zlecenia analiz symulatora, modele wzmacniaczy odczytu (opis w podrozdziale 3.4) oraz źródło prądowe symulujące ładunek wygenerowany w detektorze. Zbiór wsadowy następnie jest symulowany symulatorem SPICE celem określenia szukanego stosunku sygnału do szumu na wyjściu kanału detektor-wzmacniacz.

Cały proces symulacji jest zautomatyzowany, gdyż do raz przygotowanego zbioru wsadowego można dołączać różne modele detektorów paskowych. Potrzeba przeredagowania zbioru wsadowego zachodzi jedynie w przypadku zmiany ilości symulowanych pasków. Należy wtedy do każdego nowego czytanego paska dołączyć model jego wzmacniacza

odczytu oraz umieścić źródło prądowe w miejscu detektora, gdzie zamierza się symulować przejście cząstki.

4.1.1. Program `det_net.exe` generujący sieć modelu detektora

Program `det_net.exe`, generujący sieć odpowiadającą modelowi detektora paskowego, autor napisał w języku C++ w środowisku Visual C++ firmy Microsoft na platformę Windows 95. Platforma ta została wybrana z uwagi na istniejące tam funkcje systemowe czytania danych z plików konfiguracyjnych. Z uwagi na dużą liczbę przekazywanych parametrów (17), zbiór konfiguracyjny wydaje się być lepszym rozwiązaniem, niż podawanie wszystkich parametrów przy każdorazowym generowaniu sieci detektora. Umożliwia to także łatwą modyfikację tylko jednego z parametrów, co często może mieć praktyczne zastosowanie przy badaniu jego wpływu na wyjściowy stosunek sygnał-szum.

Narzut pracy związany z tworzeniem interfejsu użytkownika środowiska graficznego został zmniejszony przez pominięcie tworzenia okienek i zastosowanie trybu pracy programu jako tzw. konsoli, który od strony użytkownika wygląda jak typowe środowisko tekstowe a od strony programisty jest niewiele bardziej złożone od zwykłego trybu tekstowego DOS. Rozwiązanie takie pozwala natomiast używać funkcji typowych dla środowiska Windows.

Program jest anglojęzyczny: tak komunikaty na ekranie, jak i komentarze w zbiorze wyjściowym, są generowane w języku angielskim, co znacznie zwiększa krąg osób, które mogłyby być zainteresowane jego używaniem.

Bez podania żadnych opcji program oczekuje parametrów modelu detektora umieszczonych w zbiorze wejściowym `det_net.ini`, a wygenerowaną sieć umieszcza w zbiorze wyjściowym `det_net.out`. Wydanie komendy:

```
det_net.exe c nazwa_pliku_konfiguracyjnego
```

powoduje, że program zacznie szukać parametrów konfiguracyjnych w zbiorze wejściowym o nazwie `nazwa_pliku_konfiguracyjnego`. Podobnie komenda:

```
det_net.exe o nazwa_pliku_wyjściowego
```

spowoduje umieszczenie wygenerowanej sieci w zbiorze wyjściowym o nazwie `nazwa_pliku_wyjściowego`. Jest możliwe użycie obu opcji jednocześnie i długich nazw plików (przekraczających 8 znaków + 3 znaki rozszerzenia). Wydanie komendy:

```
det_net.exe ?
```

spowoduje wyświetlenie krótkiego komunikatu z pomocą. Jego treść przedstawiono na poniższym listingu.

Listing 4.1-1. Pomoc programu `det_net.exe`

```
det_net.exe [c cfg_name] [o out_name]

Silicon microstrip detector models network generator, ver. Sep 22 1999

Program generates equivalent network of detector model in SPICE format.
(c) 1998,99 by M.GASIOR, University of Mining & Metallurgy, Krakow, Poland

Options:
-----
c cfg_name ... The file cfg_name is taken as the program config file.
                The default name is "det_net.ini".
                The file cfg_name has to be in the same directory
                as the det_net.exe.
```

```
o out_name ... The program generates the output file with name out_name.
                The default is "det_net.out".
```

```
If a file name includes any space(s) add signs " at the beginning
and the end of the name.
```

```
Program has finished.
```

Koniec listingu 4.1-1.

Zamiast '?' można użyć dowolnego znaku za wyjątkiem 'o' i 'c'.

Nie znalezienie wejściowego zbioru konfiguracyjnego powoduje wygenerowanie odpowiedniego komunikatu. Każdy błąd, na który program natrafi podczas czytania wejściowego pliku konfiguracyjnego, jest sygnalizowany stosownym komunikatem wraz z podaniem miejsca, gdzie błąd wystąpił.

Po uruchomieniu, program wyświetla na ekranie wartości wczytanych parametrów oraz sygnalizuje na bieżąco ilość sekcji sieci, która już została wygenerowana. W pliku wyjściowym są umieszczane również wartości parametrów modelu, dla którego sieć wygenerowano. Zawiera on także dodatkowe informacje pomagające w poruszaniu się po opisie dużej sieci, zawierającej najczęściej ponad tysiąc elementów. Wszystkie węzły i elementy są numerowane według ściśle określonej konwencji umożliwiające natychmiastowe zlokalizowanie ich położenia w trzech wymiarach: warstwie, pasku i sekcji. Ma to pomóc w podłączaniu do pasków wzmacniaczy odczytu, źródła prądowego symulującego generowany ładunek oraz ewentualne łączenie kilku podsieci w jedną całość w przypadku symulacji detektora niejednorodnego, złożonego z kilku części o różnych parametrach.

4.1.2. Wejściowy plik konfiguracyjny programu det_net.exe

Plik wejściowy do programu det_net.exe, zawierający parametry symulowanego modelu detektora, ma postać typowego pliku konfiguracyjnego właściwego środowisku Windows. Poszczególne parametry są pogrupowane w sekcje. Nazwy sekcji są ujęte w nawiasy klamrowe []. Selekcja poszczególnych parametrów w sekcjach odbywa się przez podanie ich nazwy. Konwencja ta powoduje, że tego typu pliki są bardzo czytelne, zwłaszcza że można do nich dodawać komentarze umieszczone po średnikach.

Listing przykładowego wejściowego zbioru konfiguracyjnego zamieszczono poniżej.

Listing 4.1-2. Przykład wejściowego zbioru konfiguracyjnego programu det_net.exe

```

;-----
;
;                               Config file for det_net.exe
;                               -----
;
; det_net.exe generates SPICE networks of silicon microstrip detector
; models studied in Marek GASIOR's master degree project.
; This is a config file with parameters of the detector which model
; network is to be generated.
;
; (c) 1999 by M.GASIOR, University of Mining & Metallurgy, Krakow, Poland
;
;-----

```

[Main]

4.1. Generacja opisu sieci modelu detektora.

```
NumberOfStrips=9      ; Number of simulated strips.

Readout=1             ; 1 - read all strips;
                    ; 2 - read every second strip, and so on;

NoOfFirstSection=1   ; Number of first section.

NumberOfSections=20  ; Number of generated sections.

[Parameters]
; -----
Length=10            ; Length of simulated detector in [cm].
                    ; All parameters will be calculated for this length.
Thickness=300        ; wafer thickness [um];
Rbias=10e6           ; bias resistance (or equivalent of FOXFET) [Ohm]
Ilk=10e-9            ; leakage current per one whole strip [A/strip]

; ----- Parameters for 1cm of detector:
; capacitances [F/cm]:
Cb=0.1e-12           ; bulk capacitance
Cc=10e-12            ; coupling capacitance
Ci_d=0.76e-12        ; interstrip cap. to first neighbour for p+/n+ region
Ci_m=0.24e-12        ; interstrip cap. to first neighbour for metal 1 (or 2)
Ci2_d=0.152e-12     ; interstrip cap. to second neighbour for p+/n+ region
Ci2_m=0.048e-12     ; interstrip cap. to second neighbour for metal 1 (or 2)
; resistances [Ohm/cm]:
Rd=20e3              ; p+/n+ strip resistance
Rm=30                ; metal strip resistance
Rb=10e9              ; bulk resistance

; end

Koniec listingu 4.1-2.
```

W sekcji Main wymieniono parametry ogólne, sterujące pracą programu det_net.exe. Sekcja Parameters grupuje parametry bezpośrednio określające model detektora.

Poniżej zestawiono wszystkie parametry przekazywane do programu det_net.exe wraz z ich znaczeniem.

Sekcja Main

- | | |
|------------------|---|
| NumberOfStrips | Określa ilość symulowanych pasków dyfuzyjnych.
Ilość symulowanych pasków metalowych zależy od parametru Readout (opis poniżej). |
| Readout | Określa, czy metalowy pasek odczytowy jest nad każdym paskiem dyfuzyjnym, czy nie.
Dla Readout = 1 przyjmuje się, że każdy pasek dyfuzyjny ma nad sobą pasek metalowy (czytany jest każdy pasek). Dla Readout = 2 co drugi pasek dyfuzyjny ma nad sobą pasek metalowy (czytany jest co drugi pasek) i tak dalej. |
| NoOfFirstSection | Określa numer pierwszej wygenerowanej sekcji.
Parametr ten jest użyteczny, gdy detektor nie jest jednorodny, ale składa się z kilku części, każda o różnych parametrach. Wtedy można zacząć generować np. drugą część detektora od numeru po sekcji, na której się skończyła część poprzednia bez konieczności kłopotliwego przenumerowywania numerów węzłów, które m.in. składają się z |

numeru sekcji w celu umożliwienia orientacji w netliście. Pozwala to także zachować jednolitą konwencję numerowania węzłów i elementów. Może to być bardzo pomocne przy pracy z dużymi sieciami.

NumberOfSections Ilość wygenerowanych sekcji.
Każdy z pasków jest dzielony na sekcje w liczbie określonej tym parametrem, w celu zasymulowania rozłożonego charakteru detektora. Wartości elementów modelu podane w wejściowym zbiorze konfiguracyjnym są przeliczane na długość detektora, a następnie dzielone na poszczególne sekcje. Wartości elementów w każdej sekcji są takie same. Od góry ilość sekcji jest ograniczona czasem symulacji modelu, od dołu zaś – dokładnością obliczeń.

Sekcja Parameters

Length Długość symulowanych pasków w cm.
Wszystkie dalsze parametry podawane w jednostkach na cm, są przeliczane na taką długość pasków.

Thickness Grubość detektora w μm .
Potrzebna jest jedynie do obliczenia ładunku, który generuje cząstka minimalnie jonizująca przechodząca przez krzem o grubości **Thickness** μm pod kątem prostym. Jeśli przejście cząstki następuje pod innym kątem, jest to droga cząstki w krzemie. Wielkość ładunku jest podawana w ładunkach elementarnych (i kulombach) na początku zbioru konfiguracyjnego. Jest wyliczana z prostej zależności:

$$Q_g [e]([\text{fC}]) = \frac{\text{Thickness}[\mu\text{m}]}{300} \cdot 25000(4.005) \quad (4.1-1)$$

Opiera się ona na doświadczalnym stwierdzeniu, że relatywistyczna tzw. cząstka minimalnie jonizująca generuje w krzemie o grubości 300 μm 25000 par elektron-dziura oraz że ładunek wygenerowany jest wprost proporcjonalny do drogi cząstki przebytej w krzemie [24].

Rbias Rezystancja polaryzująca w Ω .
Dołączana jest do początku każdego z pasków dyfuzyjnych. Wzmacniacze odczytu zwykle powinny być umieszczone na przeciwległym ich końcu. Jeśli jednak zachodzi inna potrzeba, nic nie stoi na przeszkodzie, aby je podłączyć w innej ich części.

I1k Prąd upływu całego jednego paska detektora w A.
Szum śrutowy pochodzący od tego prądu jest symulowany przez niejawne wstawienie rezystancji równoległe do rezystancji R_b , która daje tyle samo szumu co i prąd **I1k** (wzór 2.5-14). Rezystancja ta jest dzielona na sekcje wraz z R_b , co powoduje, że uwzględnia się rozłożony charakter szumów od prądu **I1k**.

Cb Pojemność do podłoża w F/cm.

Ci_d Pojemność międzypaskowa do pierwszego sąsiada dla warstwy dyfuzji w F/cm.

4.1. Generacja opisu sieci modelu detektora.

Uwaga! Wszystkie pojemności międzypaskowe dotyczą pojemności do JEDNEGO sąsiada. Należy zwracać na to uwagę, gdyż w literaturze często podaje się pojemności do obydwu sąsiadów, co jest podyktowane metodologią pomiarów tych pojemności.

Ci_m	Pojemność międzypaskowa do pierwszego sąsiada dla warstwy metalu w F/cm. W detektorach z dwoma warstwami metalu pojemność ta modeluje pojemności od obu warstw metalu.
Cc	Pojemność sprzęgająca w F/cm.
C2i_d	Pojemność międzypaskowa do drugiego sąsiada dla warstwy dyfuzji w F/cm.
C2i_m	Pojemność międzypaskowa do drugiego sąsiada dla warstwy metalu w F/cm. W detektorach z dwoma warstwami metalu pojemność ta modeluje pojemności od obu warstw metalu, podobnie jak pojemność Ci_m.
Rd	Rezystancja warstwy dyfuzji w Ω/cm .
Rm	Rezystancja warstwy pierwszego metalu w Ω/cm . Rezystancja warstwy metalu drugiego jest pomijana.
Rb	Rezystancja do podłoża w Ω/cm . Duże wartości tej rezystancji powodują, że nie ma ona wpływu na pracę detektora, z uwagi na to, że równoległe z nią połączone są o wiele od niej mniejsze rezystancja polaryzująca i rezystancja modelująca szum od prądu upływu detektora. W zbiorze konfiguracyjnym umieszczono ją ze względu na fakt, że model i tak musi mieć rezystancję od pasków dyfuzyjnych do podłoża modelującą szum od prądu upływu detektora. Rezystancja Rb nie podnosi zatem kosztu obliczeniowego modelu, a zwiększa jego uniwersalność.

4.1.3. Zbiór wyjściowy generowany przez program det_net.exe

Program det_net.exe generuje tekstowy zbiór w formacie symulatora SPICE z siecią odpowiadającą modelowi detektora opisanego w wejściowym zbiorze konfiguracyjnym. Z uwagi na dużą ilość informacji w nim zawartych, zostanie on opisany na podstawie przykładu, pokazanego na poniższym listingu. Ze względu na objętość pliku właściwą dla większych sieci, dotyczy on jedynie trywialnego przypadku trzech pasków, każdy podzielony na dwie sekcje.

<p>Listing 4.1-3. Przykład zbioru wygenerowanego programem det_net.exe. Zawiera sieć przykładowego trywialnego modelu detektora składającego się z trzech pasków podzielonych na dwie sekcje.</p>
<pre>** Microstrip detector models network generator, ver. Aug 22 1998 ** * (c) 1998,99 by M.GASTOR, University of Mining & Metallurgy, Krakow, Poland ***** Network generated 18:51:28, 08/22/98: * *** Main: *</pre>

Rozdział 4. Symulacje

```

* NumberOfStrips=3,      Readout=1,
* NoOfFirstSection=1,   NumberOfSections=2.
*
* *** Parameters:
*
* Length=                2.00e+001 [cm]
* Thickness=             3.00e+002 [um]
* Rbias=                 1.00e+007 [Ohm]
* Ilk=                   1.00e-008 [A]
*
* Cb=                    1.00e-013 [F/cm]
* Cc=                    2.00e-011 [F/cm]
* Ci_d=                  7.60e-013 [F/cm]
* Ci_m=                  2.40e-013 [F/cm]
* Ci2_d=                 1.52e-013 [F/cm]
* Ci2_m=                 4.80e-014 [F/cm]
* Rd=                    2.00e+004 [Ohm/cm]
* Rm=                    3.00e+001 [Ohm/cm]
* Rb=                    1.00e+010 [Ohm/cm]

***** Calculations:
* Charge produced: 4.005e-015 [C] = 25000 [#electrons]
* Equiv. R for Ilk: 5.170e+006 [Ohm]

***** Nodes and devices numbering convention:
*
*           Nodes:                Devices:
*
*   s s s s L S S
*
*   -----
*   |         | |_____ strip: 01..99 _____|
*   |         | |_____ layer: _____|
*   |         | | 1 - diffusion      DeviceName _ s s s s S S
*   |         | | 2 - metal          -----
*   |         | |_____ section: 1..9999 _____|
*
***** Nodes at the beginning of readout strips:
* Strip 01      0201
* Strip 02      0202
* Strip 03      0203

***** Bias resistances (or equivalent of FOXFET)
Rbias_01      0101      0      1.000e+007
Rbias_02      0102      0      1.000e+007
Rbias_03      0103      0      1.000e+007

***** Very big R (almost N=0) for avoiding floating nodes
Rspice_01     0201      0      1.000e+018
Rspice_02     0202      0      1.000e+018
Rspice_03     0203      0      1.000e+018

***** Section 1
* Strip 1
Cb_101        1101      0      3.065e-012
Rb_101        1101      0      1.023e+007
Cc_101        1101      1201     2.000e-010
Ci_d_101      1101      1102     7.600e-012
Ci_m_101      1201      1202     2.400e-012
Ci2_d_101     1101      1103     1.520e-012
Ci2_m_101     1201      1203     4.800e-013
Rm_101        1201      0201     3.000e+002
* Strip 2
Cb_102        1102      0      1.000e-012
Rb_102        1102      0      1.023e+007
Cc_102        1102      1202     2.000e-010
Ci_d_102      1102      1103     7.600e-012
Ci_m_102      1202      1203     2.400e-012
Rm_102        1202      0202     3.000e+002
* Strip 3
Cb_103        1103      0      3.065e-012
Rb_103        1103      0      1.023e+007
Cc_103        1103      1203     2.000e-010
Rm_103        1203      0203     3.000e+002

***** Section 2

```

4.1. Generacja opisu sieci modelu detektora.

```

* Strip 1
Cb_201      2101      0      3.065e-012
Rb_201      2101      0      1.023e+007
Cc_201      2101      2201     2.000e-010
Ci_d_201    2101      2102     7.600e-012
Ci_m_201    2201      2202     2.400e-012
Ci2_d_201   2101      2103     1.520e-012
Ci2_m_201   2201      2203     4.800e-013
Rm_201      2201      1201     3.000e+002
* Strip 2
Cb_202      2102      0      1.000e-012
Rb_202      2102      0      1.023e+007
Cc_202      2102      2202     2.000e-010
Ci_d_202    2102      2103     7.600e-012
Ci_m_202    2202      2203     2.400e-012
Rm_202      2202      1202     3.000e+002
* Strip 3
Cb_203      2103      0      3.065e-012
Rb_203      2103      0      1.023e+007
Cc_203      2103      2203     2.000e-010
Rm_203      2203      1203     3.000e+002

***** Nodes at the end of readout strips:
* Strip 01      2201
* Strip 02      2202
* Strip 03      2203

*** 39 devices (R and C) have been generated ***

```

Koniec listingu 4.1-3.

Na początku zbioru wyjściowego są wymienione parametry, dla których sieć wygenerowano. Umieszczono je w liniach zaczynających się od znaku gwiazdki ‘*’ oznaczającą komentarz pomijany podczas symulacji zbioru. Umożliwia to archiwizację wyników analiz wraz z parametrami, których dotyczą.

Dalej są umieszczone obliczenia:

- Ładunku wygenerowanego przez cząstkę minimalnie jonizującą na drodze *Thickness*. Przyjmuje się, że cały ładunek jest zebrany na jednym pasku. Wynik jest podawany w kulombach [C] oraz liczbie ładunków elementarnych [#electrons] zgodnie ze wzorem (4.1-1). Wielkość ta jest potrzebna do symulacji, aby do środkowego paska symulowanej sieci wstrzyknąć tyle ładunku, ile przy przejściu cząstki.
- Rezystancji która szumowo jest równoważna szumowi od prądu upływu. Tak wyliczona rezystancja jest dzielona na każdą sekcję i niejawnie dołączana do rezystancji *Rb* (w netliście występuje jedynie *Rb*). Wynik jest podawany w [Ω] zgodnie ze wzorem (2.5-3) wyłącznie w celach informacyjnych.

Następnie objaśniono w liniach komentarza konwencję numerowania węzłów (*nodes*) i elementów (*devices*).

Konwencja numerowania węzłów

W ogólności numer węzła ma postać ssssLSS.

- Dwie pierwsze cyfry od prawej, zaznaczone jako SS (*strip*), określają numer paska, w którym węzeł się znajduje. Są to zawsze dwie cyfry: liczby poniżej 10 są uzupełniane zerami wiodącymi (poprawia to czytelność zbioru wyjściowego). Paski są liczone od lewej strony sieci: 01, 02 , ... , 09, 10, 11, itd., przy czym jej początek przyjmuje się od strony rezystancji polaryzujących.
- Trzecia cyfra od prawej L (*layer*) określa warstwę, w której węzeł się znajduje: 1 oznacza warstwę dyfuzji, 2 – warstwę metalu.
- Dalsze cyfry ssss (*section*) bez zer wiodących określają numer sekcji, w której węzeł się znajduje.

Przykładowo węzeł o numerze 15109 odpowiada paskowi numer 9 w warstwie dyfuzji i jest umieszczony w sekcji numer 15. Węzły na początku pasków, gdzie podłączone są rezystancje polaryzujące, mają numer `NoOfFirstSection - 1` w polu oznaczającym numer sekcji.

Konwencja numerowania elementów

W ogólności numer elementu ma postać `NazwaElementu_ssssSS`.

Po nazwie elementu umieszczany jest znak podkreślenia `'_'` oraz numer, analogiczny jak w przypadku węzłów z pominięciem teraz już zbędnej informacji o warstwie (informacja ta zawiera się w nazwie elementu):

- Dwie pierwsze cyfry od prawej, zaznaczone jako `SS` (*strip*), określają numer paska, w którym element się znajduje (znowż zawsze dwie cyfry: liczby poniżej 10 są uzupełniane zerami wiodącymi). Paski są liczone tak jak w przypadku węzłów.
- Dalsze cyfry `ssss` (*section*) bez zer wiodących określają numer sekcji, w której element się znajduje.

Przykładowo element `Cb_1509` oznacza pojemność do podłoża `Cb` znajdującą się w pasku numer 9 i sekcji numer 15.

Dalej w netliście wymienione są węzły na początku czytanych pasków o numerze sekcji `NoOfFirstSection - 1`. Ułatwia to orientację w netliście, zwłaszcza gdy jedną netlistę trzeba podłączyć do drugiej (symulacja niejednorodnych detektorów), oraz pomaga przy dołączaniu źródła prądowego symulującego ładunek wygenerowany przez przechodzącą cząstkę. Dotyczą one warstwy metalu, co odpowiada rzeczywistym miejscom połączeń detektorów między sobą. W przypadku podłączania źródła prądowego bardziej odpowiednia wydaje się być warstwa dyfuzji (zamiana numeru warstwy z 2 na 1)

Następnie są umieszczone rezystory polaryzujące (lub rezystancje równoważne innego rodzaju polaryzacji) jako `Rbias_SS`, gdzie `SS` oznacza numer paska. Mają one wartość `Rbias` i są dołączane do początku pasków dyfuzyjnych (sekcja numer `NoOfFirstSection - 1`).

Poniżej znajdują się rezystancje `Rspice_SS` (w węzłach o numerze sekcji `NoOfFirstSection - 1`), gdzie `SS` oznacza numer paska. Tworzą one stałoprądowe połączenie warstwy metalu z węzłem masy. Jest to formalny wymóg programu SPICE. Rezystancje te mają bardzo duże wartości $10^{18} \Omega$ czyli są praktycznie bezsumne i nie zakłócają modelu detektora.

Początek każdej sekcji jest zaznaczany stosownym komentarzem. Również elementy dotyczące jednego paska są grupowane razem. Umożliwia to łatwą orientację w zbiorze wyjściowym.

Na końcu zbioru są wymienione węzły na końcu pasków odczytowych oraz jest podawana liczba elementów `R` i `C` w wygenerowanej sieci (bez uwzględnienia rezystorów `Rspice_SS`).

Wyjściowe zbiory z opisem modelu detektora, podobne do przedstawionego wyżej lecz o znacznie większej objętości (typowo około dwa tysiące linii), dołącza się do pliku z opisem modelu wzmacniaczy odczytu, źródła prądowego modelującego generację ładunku i zleceniami analiz dyrektywą

```
.INCLUDE nazwa_zbioru_wyjściowego
```

Umożliwia to symulowanie różnych modeli detektora bez konieczności modyfikowania zbioru z opisem analiz. Korekta jest wymagana jedynie gdy zmienia się ilość generowanych sekcji bądź pasków, co jak się okazało, występuje bardzo rzadko.

4.2. Ilość symulowanych sekcji i pasków

Jak już wspomniano wcześniej, model detektora składający się z kilku pasków podzielonych na kilkadziesiąt sekcji, zawiera kilka-, kilkanaście tysięcy elementów. Symulacja sieci składających się z tak dużej liczby elementów jest bardzo czasochłonna. Dlatego pojawiła się konieczność decyzji ile pasków symulować i na ile sekcji je podzielić, biorąc pod uwagę, z jednej strony czas potrzebny na wykonanie symulacji, a z drugiej osiąganą dokładność.

Autor zdecydował się na zasymulowanie detektora o średnich, typowych parametrach i zbadanie zmian stosunku sygnału do szumu SNR na wyjściu kanału odczytowego w zależności od ilości symulowanych pasków i sekcji, na które podzielono ten sam model detektora. Należy przyjąć do dalszych analiz takie ilości pasków i sekcji które zapewniają, że dalsze ich zwiększanie nie wpływa już znacząco na zmiany wyjściowego SNR.

Bardzo ważnym było wybrać takie parametry detektora, przy których każdy z nich wpływał znacząco na SNR na wyjściu a zarazem nie „zdominował” własności szumowych detektora. Po gruntownym przestudiowaniu literatury [6] [7] [9] [15] [16] [22] [27] [28] [29], autor zdecydował się na parametry zebrane w tabeli 4.2-1. Dotyczą one detektora z czytaniem każdym paskiem, z odległością międzypaskową około 25 μm .

		Oznaczenie	Wartość
Parametry	Długość pasków	Length	10 cm
	Grubość detektora	Thickness	300 μm
	Rezystory polaryzujące	Rbias	10 M Ω
	Prąd upływu jednego paska	I _{lk}	10 nA
	Pojemność do podłoża	C _b	0.1 pF/cm
	Pojemność sprzęgająca	C _c	10 pF/cm
	Pojemność międzypaskowa, 1. sąsiad – dyfuzja	C _{i_d}	0.76 pF/cm
	Pojemność międzypaskowa, 1. sąsiad – metal	C _{i_m}	0.24 pF/cm
	Pojemność międzypaskowa, 2. sąsiad – dyfuzja	C _{i2_d}	0.152 pF/cm
	Pojemność międzypaskowa, 2. sąsiad – metal	C _{i2_m}	0.048 pF/cm
	Rezystancja dyfuzji	R _d	20 k Ω /cm
	Rezystancja metalu	R _m	30 Ω /cm
	Rezystancja do podłoża	R _b	10 G Ω /cm

Tabela 4.2-1. Parametry detektora użyte do określenia optymalnej ilości symulowanych sekcji i pasków.

Niektóre parametry wymagały obliczeń. Pojemność całkowita do pierwszego sąsiada została podzielona na warstwę dyfuzji i metalu według wzorów (2.5-5a) i (2.5-5b). Rezystancje pasków dyfuzyjnych i metalu pierwszego wyliczono z uzyskanych z literatury rezystancji warstwowych i typowych wymiarów pasków. Pojemność do podłoża wyliczono jako pojemność płaskiego kondensatora o szerokości okładek takich, jak odległość międzypaskowa. Jest to uzasadnione tym, że zwykle odległości międzypaskowe są mniejsze niż grubość płytki detektora a wszystkie paski mają taki sam potencjał. Dlatego pole elektryczne pod paskami w dużej mierze jest jednorodne, tak jak w kondensatorze płaskim (rysunek 2.2-1). Podejście to jest uzasadnione pomiarami [14].

Detektor o tak wybranych parametrach użyto w symulacji 5, 7, 9 i 11 pasków (nieparzysta liczba pozwala wyróżnić środkowy pasek: na nim jest generowany ładunek), które dzielono na 10, 20, 50 i 200 sekcji, uzyskując sieci zawierające od około 400 do około 18500 elementów. Symulowano detektory z dołączonymi wzmacniaczami MX6 i TRIPLEX o modelach przedstawionych w podrozdziale 3.4.

Źródło prądowe symulujące ładunek wygenerowany w detektorze było dołączane do końca środkowego paska dyfuzyjnego od strony rezystorów polaryzujących (do drugiej strony były dołączone wzmacniacze). Przebieg prądu był prostokątny o czasie trwania 10 ns. Podejście takie było już uzasadniane w podrozdziale 3.4, przy okazji symulacji szumów wzmacniaczy odczytu. Wyniki symulacji zebrano w tabeli 4.2-2.

		Wzmacniacz	MX6				TRIPLEX			
		Ilość sekcji	10	20	50	200	10	20	50	200
5	pasków	Liczba elementów [#]	385	775	1945	7795	385	775	1945	7795
		Sygnał [mV]	8.055	8.051	8.049	8.048	18.98	18.97	18.97	18.97
		Szum [μ V]	348.5	348.8	349.0	349.1	665.6	668.2	669.8	670.6
		SNR [V/V]	23.11	23.08	23.06	23.06	28.52	28.40	28.32	28.28
7	pasków	Liczba elementów [#]	563	1133	2843	11393	563	1133	2843	11393
		Sygnał [mV]	8.053	8.050	8.048	8.046	18.98	18.97	18.96	18.96
		Szum [μ V]	348.3	348.6	348.7	348.8	665.0	667.6	669.2	670.0
		SNR [V/V]	23.12	23.09	23.08	23.07	28.54	28.41	28.34	28.30
9	pasków	Liczba elementów [#]	741	1491	3741	14991	741	1491	3741	14991
		Sygnał [mV]	8.053	8.050	8.047	8.046	18.98	18.97	18.96	18.96
		Szum [μ V]	348.2	348.5	348.7	348.8	664.9	667.5	669.1	669.9
		SNR [V/V]	23.13	23.10	23.08	23.07	28.54	28.42	28.34	28.30
11	pasków	Liczba elementów [#]	919	1849	4639	18589	919	1849	4639	18589
		Sygnał [mV]	8.053	8.050	8.047	8.046	18.98	18.97	18.96	18.96
		Szum [μ V]	348.2	348.5	348.7	348.8	664.9	667.5	669.1	669.9
		SNR [V/V]	23.13	23.10	23.08	23.07	28.54	28.42	28.34	28.30

Tabela 4.2-2. Zestawienie wyników symulacji detektora o parametrach jak w tabeli 4.2-1.

Z powyższej tabeli widać, że zarówno ilość sekcji na które są dzielone paski, jak i liczba pasków, praktycznie nie wpływa na wyjściowy SNR. Nie ma zatem sensu symulowanie wielkiej liczby pasków oraz dzielenie ich na wielką liczbę sekcji ze względu na wzrastający znacznie czas obliczeń. Autor zdecydował się na symulowanie w dalszej części pracy sieci składającej się z 9 pasków, podzielonych na 20 sekcji (o ile nie zachodziła inna potrzeba, co każdorazowo będzie sygnalizowane), dających sieci z około 1500 elementami.

9 pasków pozwala wyróżnić środkowy pasek z zachowaniem symetrii i na nim jest generowany ładunek. Ponadto w przypadku symulacji z czytaniem co drugim paskiem w warstwie metalu znajduje się 5 pasków, co nadal pozwala wyróżnić pasek środkowy z zachowaniem symetrii. Nie pozwala na to model zawierający 7 ani 11 pasków, jedynie 5 i 9. Dla przypadku 5 pasków i odczytu co drugiego paska, w warstwie metalu pozostałoby jedynie 3 paski co źle symuluje rozptył ładunku do sąsiadów. Dlatego najlepszym rozwiązaniem wydaje się 9 pasków.

4.3. Badanie wrażliwości SNR na zmiany parametrów detektora

W celu zbadania ogólnego wpływu poszczególnych parametrów detektora na wyjściowy stosunek sygnał-szum, autor wykonał szereg symulacji ⁽¹⁾ detektora o parametrach jak w tabeli 4.2-1, przy czym jeden z nich był zmieniany. W ten sposób autor badał wrażliwość wyjściowego stosunku sygnał-szum na zmiany poszczególnych parametrów. Badania przeprowadzono zarówno dla wzmacniacza MX6 jak i TRIPLEX celem porównania także wpływu wzmacniacza na parametry szumowe toru detektor-wzmacniacz. Opisanie poniżej symulacje są pierwszą weryfikacją modelu detektora i pokazują jego dużą użyteczność w badaniu detektorów paskowych. Uzyskane wyniki są przedstawione na rysunkach 4.3-1 do 4.3-12. Symbolami zaznaczono punkty uzyskane z symulacji.

Rysunek 4.3-1 przedstawia zależność SNR od długości detektora (parametr modelu Length). Widać, że dla wzmacniacza TRIPLEX wpływ długości detektora jest większy. Autora ta własność tak zaciekawiła, że postanowił sprawdzić, czy jest możliwe, aby SNR na wyjściu wzmacniacza TRIPLEX był gorszy niż na wyjściu wzmacniacza MX6, dołączonych do tak samo długich detektorów. Zadawane były długości dłuższe niż spotykane w praktyce. Okazało się, że detektor o długości dochodzącej do 100 cm mógłby spowodować, że wzmacniacz TRIPLEX byłby gorszy. Jednak wtedy stosunek sygnał-szum na wyjściu kanału detektor-wzmacniacz spada znacznie poniżej 10, co w praktyce zazwyczaj jest niedopuszczalne.

Rysunek 4.3-2 przedstawia zależność SNR od prądu upływu detektora (parametr modelu I1k). Okazuje się, że wpływ prądu upływu detektora na SNR jest znaczny i duży prąd upływu może całkowicie zepsuć własności szumowe detektora. Dla wybranych parametrów detektora prąd około 10 nA/pasek (to jest około 1 nA/pasek/cm) znacznie pogarsza parametry szumowe detektorów.

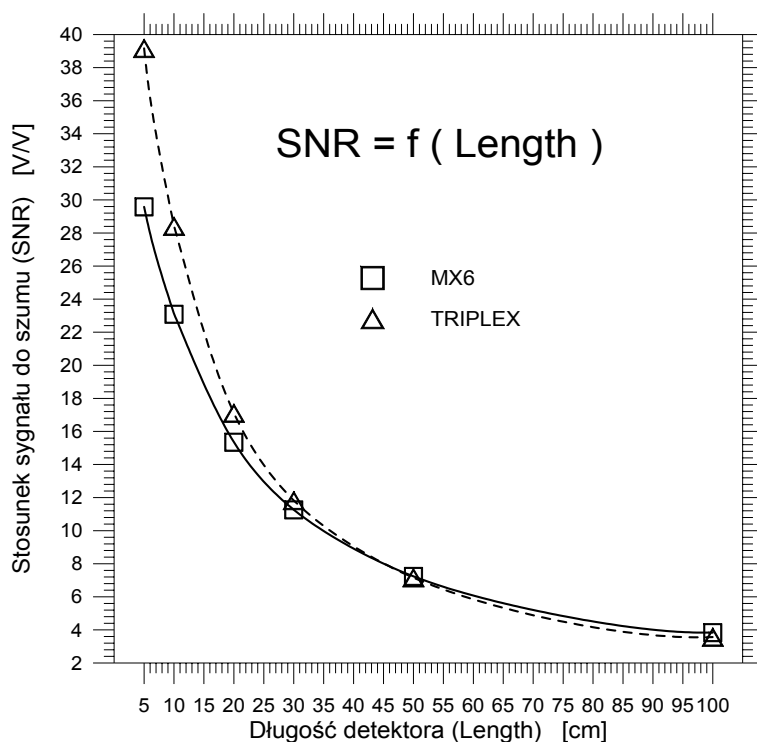
Rysunek 4.3-3 przedstawia zależność SNR od rezystancji rezystorów polaryzujących (parametr modelu Rbias). Dla detektorów o parametrach zbliżonych do symulowanych rezystory o rezystancji przekraczającej 10-20M Ω wydają się być wystarczające. Nie mogą natomiast być zbyt duże, gdyż prąd upływu paska powoduje na rezystancji Rbias spadek napięcia, zaburzający polaryzację paska (prąd I1k = 10nA na rezystancji Rbias = 20M Ω powoduje spadek napięcia 0.2V). W przypadku polaryzacji dynamicznej, np. za pomocą tranzystora MOS (tzw. struktura FOXFET) można uzyskać większe rezystancje dynamiczne bez spadku napięcia, gdyż dla polaryzującego prądu stałego rezystancje te są znacznie mniejsze niż rezystancje dynamiczne.

Rysunek 4.3-4 przedstawia zależność SNR od pojemności sprzęgającej (parametr modelu Cc). Przy wzrastającej wartości pojemności sprzęgającej, po przekroczeniu około 20pF/cm, SNR już się polepsza niewiele. Natomiast zmniejszenie Cc poniżej 10pF/cm powoduje drastyczną degradację stosunku sygnał-szum na wyjściu kanału detektor-wzmacniacz.

Rysunek 4.3-5 przedstawia zależności SNR od pojemności międzypaskowej dla warstwy metalu (parametr modelu Ci_m), przy czym pojemność w warstwie dyfuzji jest ustalona. Należy podkreślić silny wpływ tej pojemności na parametry szumowe kanału detektor-wzmacniacz.

Na parametry szumowe wzmacniacza bezpośredni wpływ ma pojemność do podłoża (rozważania rozdziału trzeciego). Jednak do każdego paska detektora jest dołączony wzmacniacz ładunkowy, który od strony paska detektora jest widziany jako bardzo duża

⁽¹⁾ Aby uzyskać charakterystyki zamieszczone dalej autor wykonał około 120 symulacji. Jeden punkt charakterystyki odpowiada jednej symulacji.

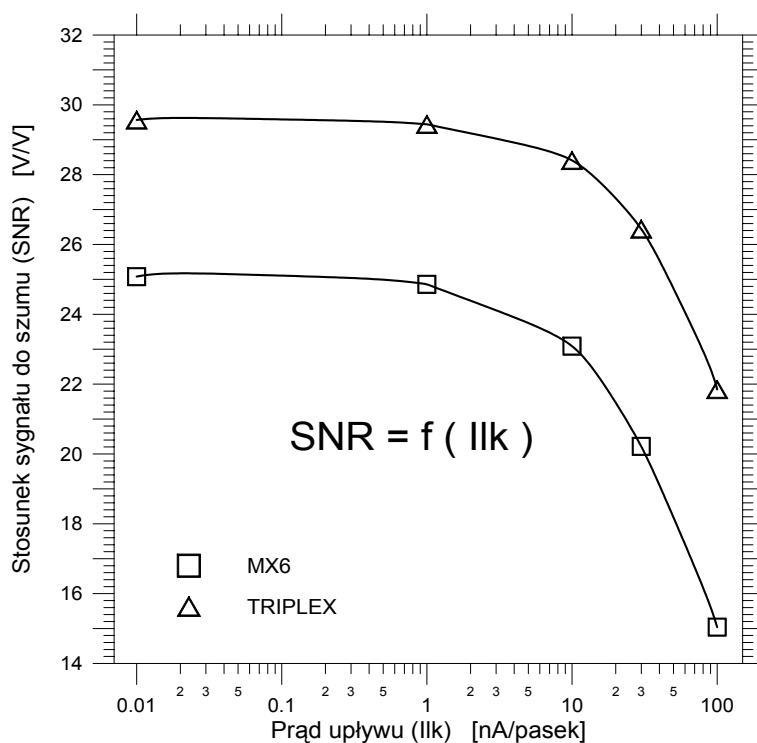


Rys. 4.3-1.

Zależność wyjściowego stosunku sygnału do szumu (SNR) od długości pasków detektora (Length) na podstawie symulacji.

Pozostałe parametry modelu:

Thickness=0.3mm	Ci_m=240fF/cm
Rbias=10MΩ	Ci2_d=152fF/cm
Ilk=10nA/pasek	Ci2_m=48fF/cm
Cb=0.1pF/cm	Rd=20kΩ/cm
Cc=10pF/cm	Rm=30Ω/cm
Ci_d=0.76p/cm	Rb=10GΩ/cm



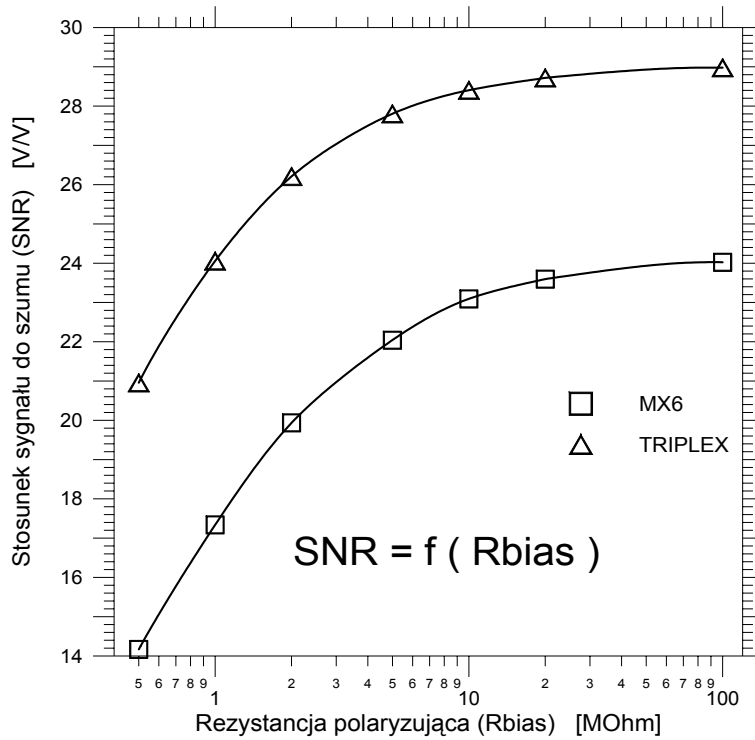
Rys. 4.3-2.

Zależność stosunku sygnału do szumu (SNR) od prądu upływu (Ilk) na podstawie symulacji.

Pozostałe parametry modelu:

Thickness=0.3mm	Ci_m=240fF/cm
Length=10cm	Ci2_d=152fF/cm
Rbias=10MΩ	Ci2_m=48fF/cm
Cb=0.1pF/cm	Rd=20kΩ/cm
Cc=10pF/cm	Rm=30Ω/cm
Ci_d=0.76p/cm	Rb=10GΩ/cm

4.3. Badanie wrażliwości SNR na zmiany parametrów detektora

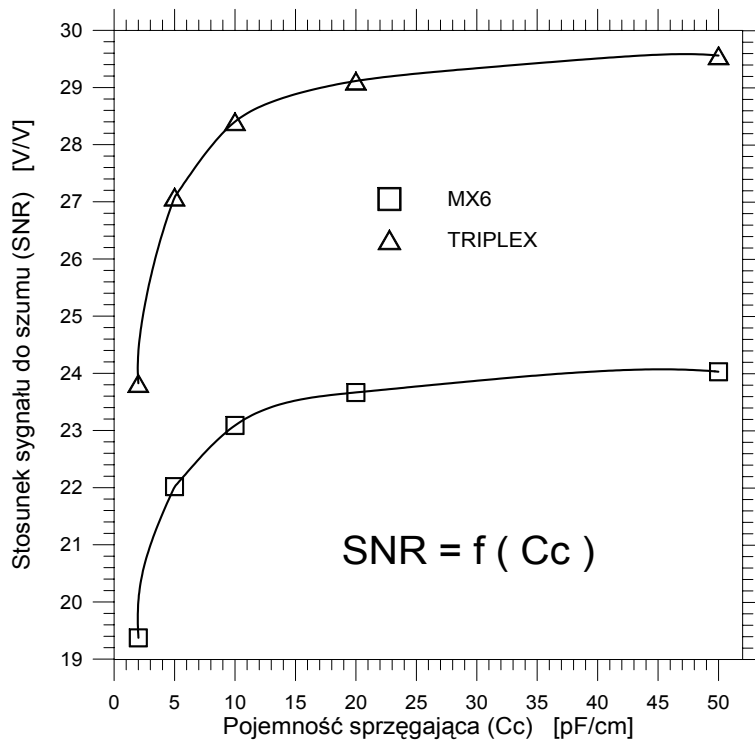


Rys. 4.3-3.

Zależność stosunku sygnału do szumu (SNR) od rezystancji rezystorów polaryzujących (Rbias) na podstawie symulacji.

Pozostałe parametry modelu:

Thickness=0.3mm	Ci_m=240fF/cm
Length=10cm	Ci2_d=152fF/cm
Ilk=10nA/pasek	Ci2_m=48fF/cm
Cb=0.1pF/cm	Rd=20kΩ/cm
Cc=10pF/cm	Rm=30Ω/cm
Ci_d=0.76p/cm	Rb=10GΩ/cm

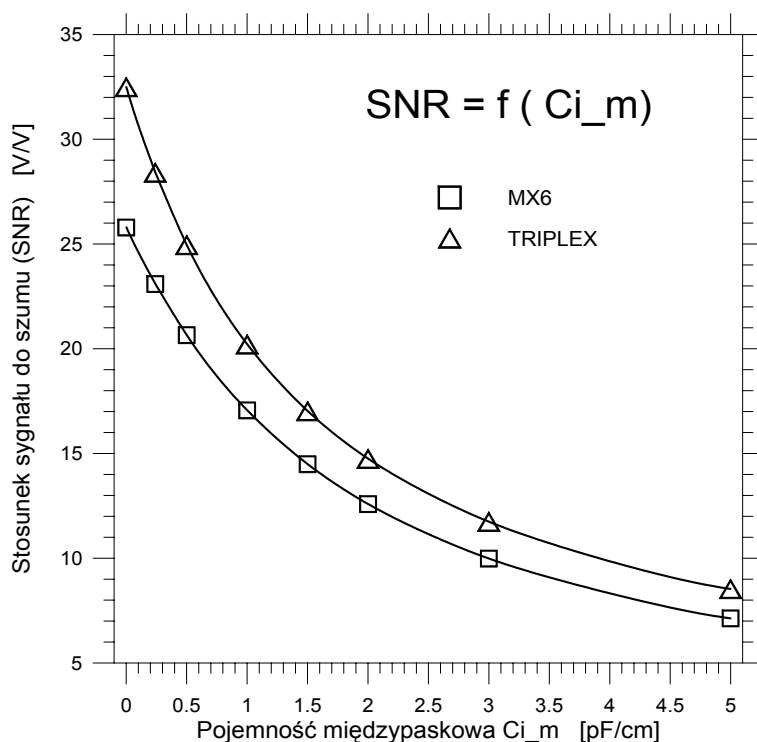


Rys. 4.3-4.

Zależność stosunku sygnału do szumu (SNR) od pojemności sprzęgającej (Cc) na podstawie symulacji.

Pozostałe parametry modelu:

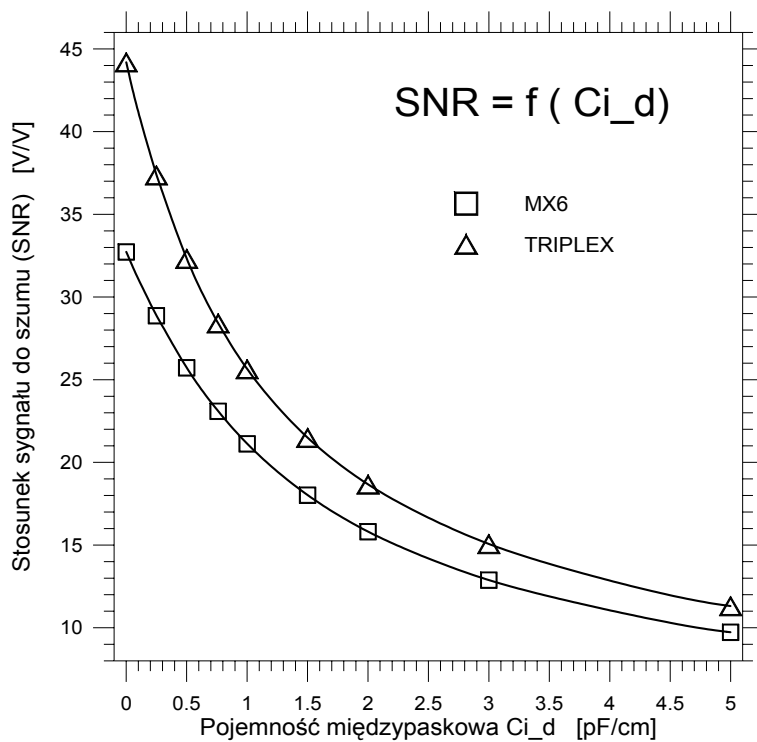
Thickness=0.3mm	Ci_m=240fF/cm
Length=10cm	Ci2_d=152fF/cm
Rbias=10MΩ	Ci2_m=48fF/cm
Ilk=10nA/pasek	Rd=20kΩ/cm
Cb=0.1pF/cm	Rm=30Ω/cm
Ci_d=0.76p/cm	Rb=10GΩ/cm

**Rys. 4.3-5.**

Zależność stosunku sygnału do szumu (SNR) od pojemności międzypaskowej dla warstwy metalu (Ci_m) na podstawie symulacji.

Pozostałe parametry modelu:

Thickness=0.3mm	$Ci_d=0.76\text{pF/cm}$
Length=10cm	$Ci2_d=152\text{fF/cm}$
Rbias=10M Ω	$Ci2_m=48\text{fF/cm}$
Ilk=10nA/pasek	Rd=20k Ω /cm
Cb=0.1pF/cm	Rm=30 Ω /cm
Cc=10pF/cm	Rb=10G Ω /cm

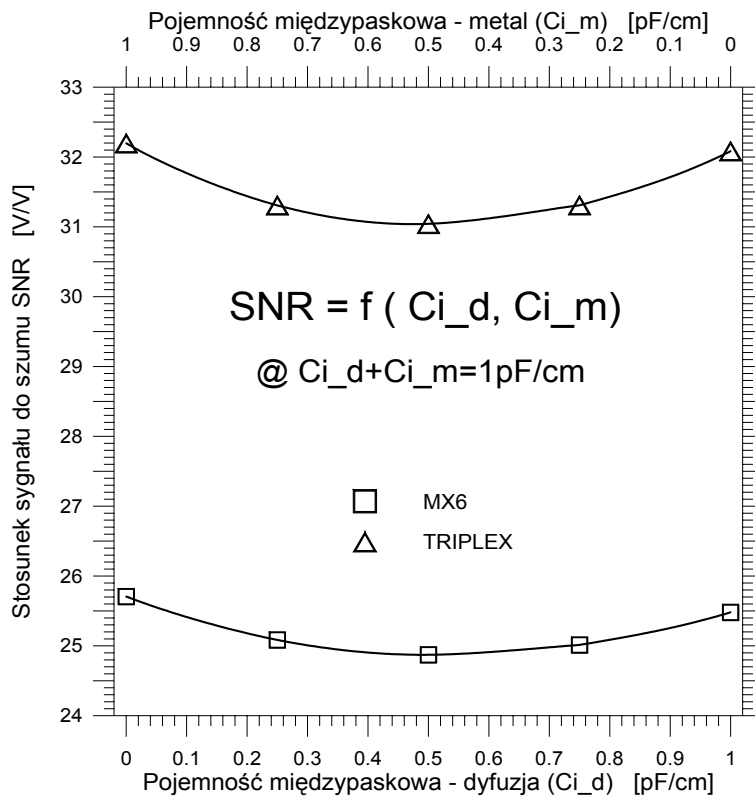
**Rys. 4.3-6.**

Zależność stosunku sygnału do szumu (SNR) od pojemności międzypaskowej dla warstwy dyfuzji (Ci_d) na podstawie symulacji.

Pozostałe parametry modelu:

Thickness=0.3mm	$Ci_m=240\text{fF/cm}$
Length=10cm	$Ci2_d=152\text{fF/cm}$
Rbias=10M Ω	$Ci2_m=48\text{fF/cm}$
Ilk=10nA/pasek	Rd=20k Ω /cm
Cb=0.1pF/cm	Rm=30 Ω /cm
Cc=10pF/cm	Rb=10G Ω /cm

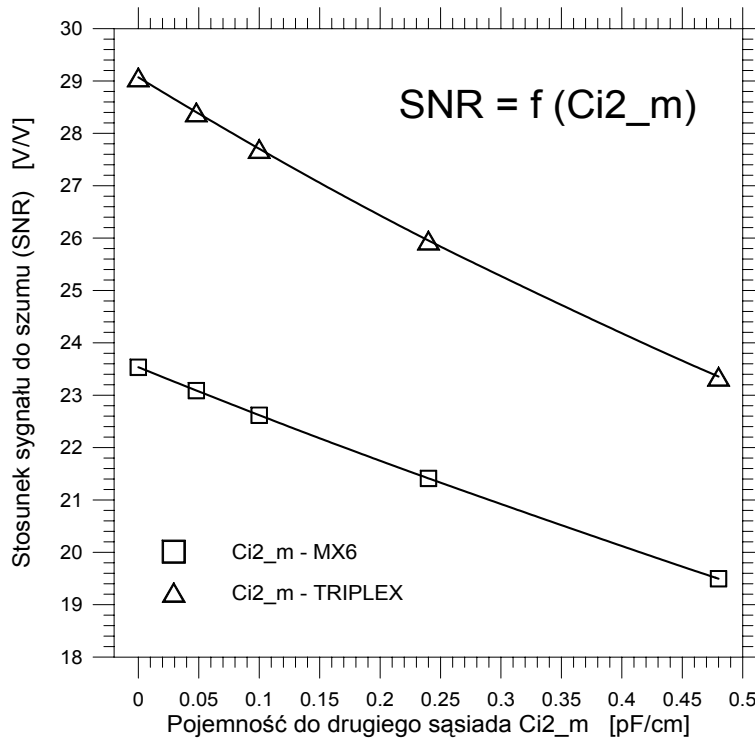
4.3. Badanie wrażliwości SNR na zmiany parametrów detektora



Rys. 4.3-7.

Zależność stosunku sygnału do szumu (SNR) od pojemności międzypaskowej dla warstwy metalu (Ci_m) i warstwy dyfuzji (Ci_d) przy stałej ich sumie (1pF/cm) na podstawie symulacji. Pozostałe parametry modelu:

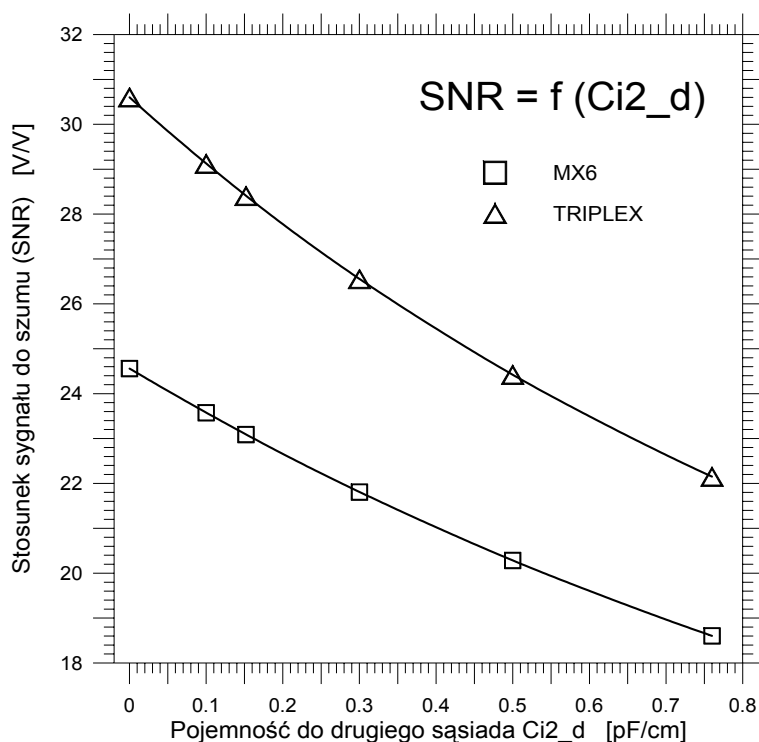
Thickness=0.3mm $Ci2_d=152\text{fF/cm}$
 Length=10cm $Ci2_m=48\text{fF/cm}$
 Rbias=10MΩ $Rd=20\text{k}\Omega/\text{cm}$
 Ilk=10nA/pasek $Rm=30\Omega/\text{cm}$
 Cb=0.1pF/cm $Rb=10\text{G}\Omega/\text{cm}$
 Cc=10pF/cm



Rys. 4.3-8.

Zależność stosunku sygnału do szumu (SNR) od pojemności międzypaskowej do drugiego sąsiada dla warstwy metalu ($Ci2_m$) na podstawie symulacji. Pozostałe parametry modelu:

Thickness=0.3mm $Ci_d=0.76\text{p/cm}$
 Length=10cm $Ci_m=240\text{fF/cm}$
 Rbias=10MΩ $Ci2_d=152\text{fF/cm}$
 Ilk=10nA/pasek $Rd=20\text{k}\Omega/\text{cm}$
 Cb=0.1pF/cm $Rm=30\Omega/\text{cm}$
 Cc=10pF/cm $Rb=10\text{G}\Omega/\text{cm}$

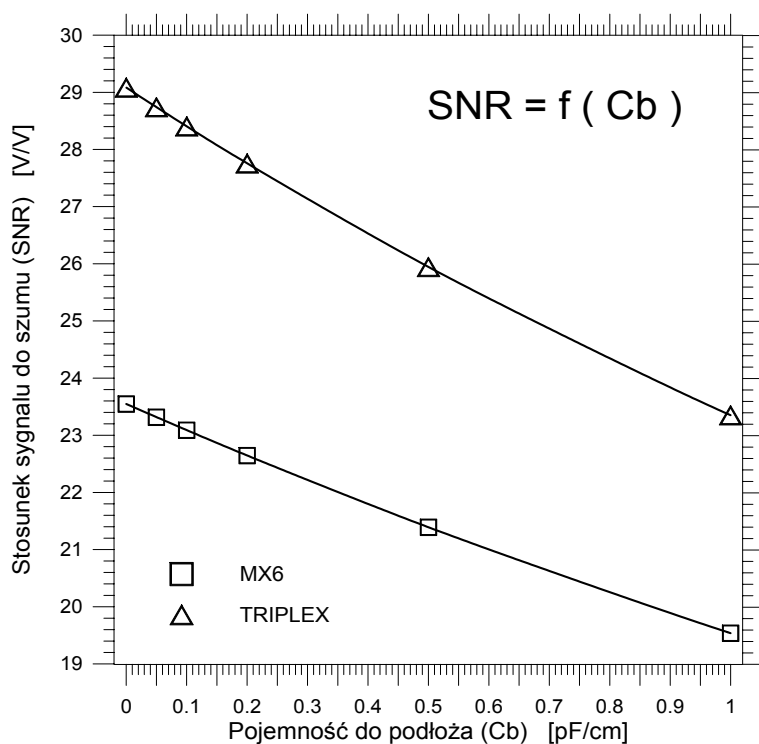


Rys. 4.3-9.

Zależność stosunku sygnału do szumu (SNR) od pojemności międzypaskowej do drugiego sąsiada dla warstwy dyfuzji (Ci2_d) na podstawie symulacji.

Pozostałe parametry modelu:

Thickness=0.3mm	Ci_d=0.76p/cm
Length=10cm	Ci_m=240fF/cm
Rbias=10MΩ	Ci2_m=48fF/cm
Ilk=10nA/pasek	Rd=20kΩ/cm
Cb=0.1pF/cm	Rm=30Ω/cm
Cc=10pF/cm	Rb=10GΩ/cm



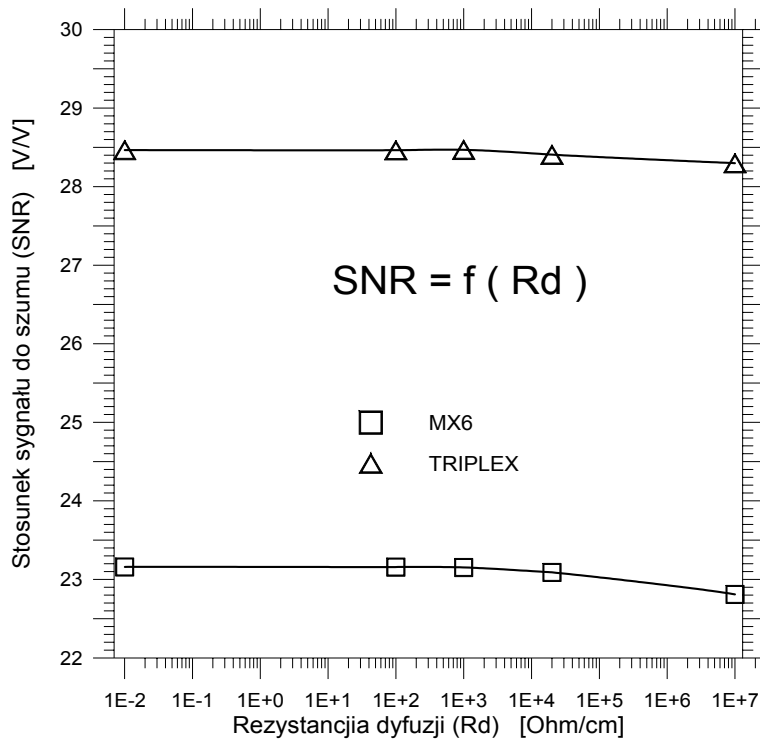
Rys. 4.3-10.

Zależność stosunku sygnału do szumu (SNR) od pojemności do podłoża (Cb) na podstawie symulacji.

Pozostałe parametry modelu:

Thickness=0.3mm	Ci_m=240fF/cm
Length=10cm	Ci2_d=152fF/cm
Rbias=10MΩ	Ci2_m=48fF/cm
Ilk=10nA/pasek	Rd=20kΩ/cm
Cc=10pF/cm	Rm=30Ω/cm
Ci_d=0.76p/cm	Rb=10GΩ/cm

4.3. Badanie wrażliwości SNR na zmiany parametrów detektora

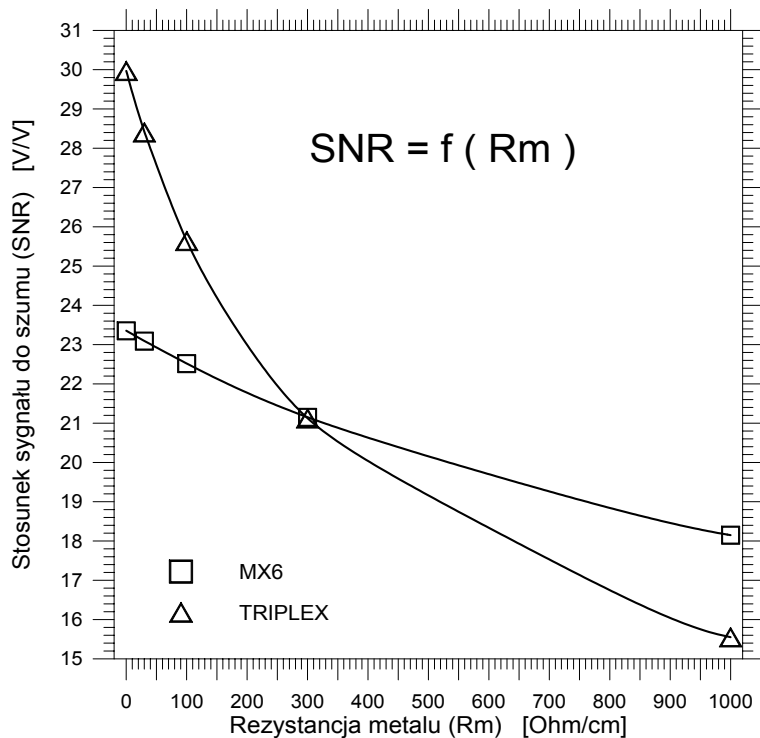


Rys. 4.3-11.

Zależność stosunku sygnału do szumu (SNR) od rezystancji dyfuzji (R_d) na podstawie symulacji.

Pozostałe parametry modelu:

Thickness=0.3mm	C_{i_d} =0.76p/cm
Length=10cm	C_{i_m} =240fF/cm
Rbias=10M Ω	C_{i2_d} =152fF/cm
Ilk=10nA/pasek	C_{i2_m} =48fF/cm
Cb=0.1pF/cm	R_m =30 Ω /cm
Cc=10pF/cm	R_b =10G Ω /cm



Rys. 4.3-12.

Zależność stosunku sygnału do szumu (SNR) od rezystancji metalu (R_m) na podstawie symulacji.

Pozostałe parametry modelu:

Thickness=0.3mm	C_{i_d} =0.76p/cm
Length=10cm	C_{i_m} =240fF/cm
Rbias=10M Ω	C_{i2_d} =152fF/cm
Ilk=10nA/pasek	C_{i2_m} =48fF/cm
Cb=0.1pF/cm	R_d =20k Ω /cm
Cc=10pF/cm	R_b =10G Ω /cm

pojemność, gdyż na skutek ujemnego pojemnościowego sprzężenia zwrotnego wzmacniacza ładunkowego, jego pojemność sprzęgająca wyjście-wejście przenosi się na wejście ze współczynnikiem multiplikacji $1 + k_u$, gdzie k_u jest wzmocnieniem wzmacniacza odwracającego w otwartej pętli (tzw. *efekt Millera*). Przykładowo, dla $k_u = 2000$ V/V i pojemności sprzężenia zwrotnego 0.4 pF (wzmacniacz MX6) daje to pojemność widzianą przez pasek 800 pF. Przez taką pojemność pojemności do sąsiadów są dołączone do podłoża, co powoduje, że praktycznie są one dołączone równolegle do pojemności do podłoża. Powoduje to, że pojemności do sąsiadów mają podobny wpływ na wzmacniacz odczytu jak i pojemności do podłoża.

Rysunek 4.3-6 przedstawia zależności SNR od pojemności międzypaskowej dla warstwy dyfuzji (parametr modelu Ci_d), przy czym pojemność w warstwie metalu jest ustalona. Wpływa ona także silnie na parametry szumowe kanału detektor-wzmacniacz, podobnie jak pojemność Ci_m , z którą jest bardzo silnie sprzężona za pomocą zazwyczaj stosunkowo dużej pojemności Cc .

Autor postawił sobie pytanie, która z pojemności do sąsiada: w warstwie metalu (Ci_m) czy dyfuzji (Ci_d) ma większy wpływ na własności szumowe toru detektor-wzmacniacz. W tym celu zbadał zależność SNR od pojemności Ci_m i Ci_d , przy czym ich suma była stała. Wynik pokazuje wykres na rysunku 4.3-7. Dolna oś odpowiada zmianom Ci_d , zaś górna, zorientowana w przeciwną stronę – zmianom Ci_m . Ich suma jest cały czas stała i wynosi 1pF/cm. Okazuje się, że najmniej korzystne jest dzielenie pojemności międzypaskowej po równo na obie warstwy. Przesunięcie pojemności międzypaskowej w stronę warstwy dyfuzji bądź metalu daje praktycznie taką samą wartość stosunku sygnał-szum. Występuje jedynie bardzo nieznaczna różnica: duża pojemność między paskami w warstwie metalu powoduje nieco większe pogorszenie SNR, niż taka sama pojemność między paskami warstwy dyfuzji.

Rysunek 4.3-8 przedstawia zależności SNR od pojemności międzypaskowej do drugiego sąsiada dla warstwy metalu (parametr modelu $Ci2_m$) przy ustalonej pojemności międzypaskowej do drugiego sąsiada dla warstwy dyfuzji ($Ci2_d$), zaś rysunek 4.3-9 – zależność SNR od pojemności międzypaskowej do drugiego sąsiada dla warstwy dyfuzji (parametr modelu $Ci2_d$) przy ustalonej pojemności międzypaskowej do drugiego sąsiada dla warstwy metalu ($Ci2_m$). Wnioski są podobne do wniosków dotyczących pojemności do pierwszych sąsiadów.

Rysunek 4.3-10 przedstawia zależności SNR od pojemności do podłoża (parametr modelu Cb). Dla parametrów wybranych do symulacji Cb wpływa mniej na SNR, niż pojemności do sąsiadów, przede wszystkim dlatego, że pojemność do podłoża jest znacznie mniejsza niż pojemność do sąsiadów. Mechanizm wpływu na parametry szumowe toru detektor-wzmacniacz jest podobny dla obu pojemności (z powodu obciążenia pasków bardzo dużą pojemnością wejściową wzmacniaczy ładunkowych – wytłumaczenie wyżej).

Rysunek 4.3-11 przedstawia zależności SNR od rezystancji dyfuzji (parametr modelu Rd). Okazuje się, że SNR praktycznie nie zależy od tego parametru nawet gdy ten się zmienia 9 rzędów wielkości (wykonywano także symulacje dla większej ilości sekcji niż 20 w celu skontrolowania tego rezultatu). Jest to spowodowane bardzo silnym sprzężeniem pojemnościowym między paskami w warstwach dyfuzji i metalu.

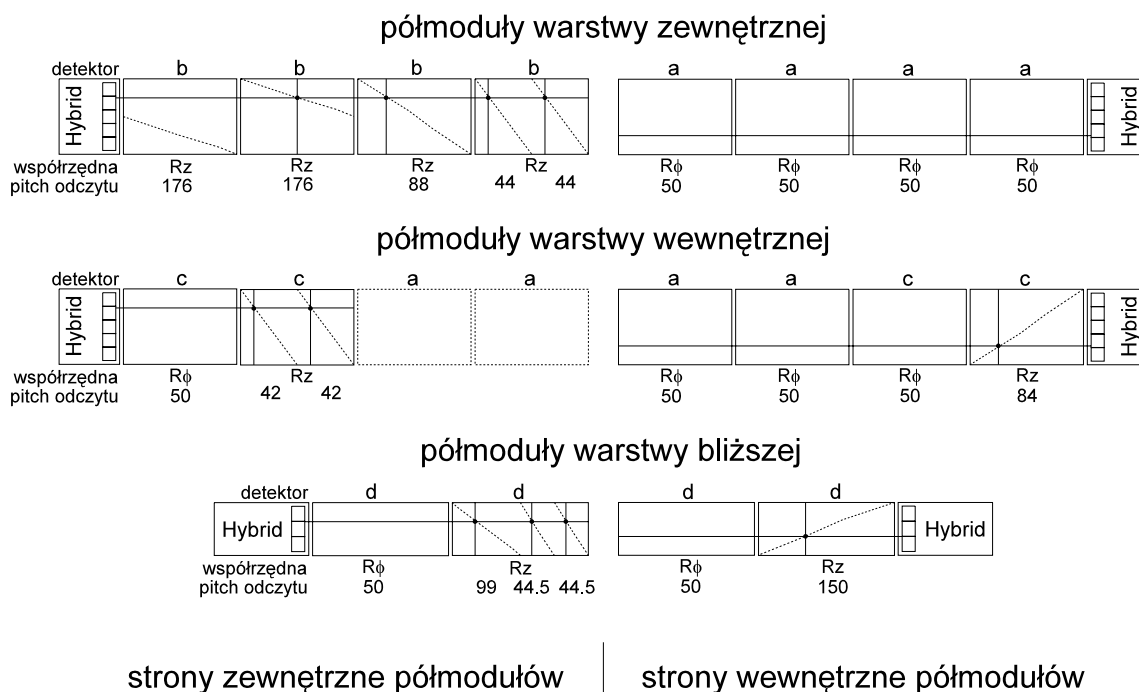
Rysunek 4.3-12 przedstawia zależności SNR od rezystancji metalu (parametr modelu Rm). Wpływ tego parametru na SNR jest znaczny. Tor odczytowy zawierający wzmacniacz TRIPLEX okazuje się być bardziej czuły na rezystancję metalu i to do tego stopnia, że może być gorszy niż tor ze wzmacniaczem MX6, przy odpowiednio dużej jej wartości.

4.4. Porównanie SNR detektorów paskowych z pomiarów i symulacji

4.4.1. Budowa systemu detektora śladowego eksperymentu DELPHI

W poprzednim podrozdziale autor badał wrażliwość wyjściowego stosunku sygnału szumu detektora paskowego na zmiany poszczególnych jego parametrów. Miało to na celu pokazanie użyteczności metod wprowadzonych przez autora. Wydaje się, że dobrym sprawdzianem będzie także zasymulowanie poszczególnych części systemu detektora śladowego eksperymentu DELPHI i porównanie ich zmierzonych parametrów szumowych z wynikami symulacji.

System detektora śladowego składa się z trzech cylindrycznych warstw, zwanych zewnętrzną (*outer*), wewnętrzną (*inner*) oraz bliższą (*closer*). Warstwy zbudowane są z modułów, te zaś – z dwóch jednakowych półmodułów. Na półmoduły składają się poszczególne detektory dołączone do wspólnych wzmacniaczy odczytu znajdujących się na jednym z krańców półmodułów. Warstwy modułów są koncentryczne i w samym ich środku znajduje się obszar zdarzeń rejestrowanych przez detektor. Widok poszczególnych półmodułów przedstawia rysunek 4.4-1.



Rys. 4.4-1. Budowa półmodułów w poszczególnych warstwach systemu detektora śladowego eksperymentu DELPHI: zewnętrznej (*outer*), wewnętrznej (*inner*) i bliższej (*closer*). Po lewej stronie rysunku pokazano zewnętrzne strony półmodułów (zwrócone na zewnątrz warstw), po prawej – strony wewnętrzne półmodułów. Linie ciągłe pokazują kierunek pasków, zaś przerywane – miejsca kontaktu między warstwami obydwu metali. System zbudowany jest z czterech typów detektorów, zaznaczonych jako a, b, c i d. Pod każdym detektorem zaznaczono współrzędną, którą on mierzy (R_z – oś współrzędnych prostopadła do rury próżniowej, R_ϕ – oś równoległa). Pokazano ilość układów wzmacniaczy odczytu oraz układ odpowiedzialny za transmisję sygnału z detektorów (*hybrid*). Rysunek na podstawie [29].

Cały system detektora śladowego jest zbudowany z czterech typów detektorów, zaznaczonych na rysunku jako a, b, c i d. W tabeli 4.4-1 zebrano ich parametry.

typ detektorów	część cylindryczna				korki
	a	b	c	d	minipaski
producent	Hamamatsu	SINTEF	Hamamatsu	SINTEF	MICRON
jednostronne / dwustronne	jednostronne	jednostronne	dwustronne	dwustronne	jednostronne
warstwy metali po stronie p	1	2	1	1	1
warstwy metali po stronie n	-	-	2	2	-
długość [cm]	5.99	5.99	5.75	6.07, 7.91	5.3
szerokość [cm]	3.35	3.35	3.35	2.08	5.3
powierzchnia aktywna [cm ²]	18.6	17.9	17.1	11.1, 14.7	27.0
pitch dyfuzji strony p [μm]	25	44	25	25	100
pitch dyfuzji strony n [μm]	-	-	42	49.5, 99, 150	-
pitch odczytu strony p [μm]	50	44, 88, 176	50	50	200
pitch odczytu strony n [μm]	-	-	42, 84	49.5, 99, 150	-
szerokość dyfuzji strony p [μm]	8	8	12	6	60
szerokość dyfuzji strony n [μm]	-	-	14	8	-
szerokość metalu 1 strony p [μm]	8 ?	8 ?	8	8	60
szerokość metalu 1 strony n [μm]	-	-	8	17	-
szerokość metalu 2 [μm]	-	8 ?	6	9	-
izolator metal 1 – metal 2 [4-5 μm]	-	SiO ₂	SiO ₂	poliamid	-
separacja pasków n ⁺	-	-	paski p ⁺	poszerzone paski Al	-
liczba kanałów odczytowych	640	640	640 × 2	384 × 2	256
metoda polaryzacji	FOXFET	rezystory polikrzem.	rezystory polikrzem.	rezystory polikrzem.	FOXFET
typ detektorów: AC / DC	AC	AC	AC	AC	AC
grubość [μm]	290	310	320	310	300
rezystywność podłoża [kΩ·cm]	3 – 6	3 – 6	3 – 6	3 – 6	10

Tabela 4.4-1. Parametry detektorów typu a, b, c i d (rys. 4.4-1) z których zbudowane są półmoduły systemu detektora śladowego eksperymentu DELPHI. Dodatkowo podano parametry detektora minipaskowego, umieszczonego w „korkach” cylindrycznej części. Dane na podstawie [11], [28] oraz [29]. Wartości z pytajnikami zostały założone przez autora.

W tabeli zamieszczono także parametry detektora minipaskowego (od pozostałych detektorów odróżniają go jedynie znacznie większe odległości międzypaskowe), który wchodzi w skład „korków” znajdujących się na dwóch krańcach cylindrycznej części systemu detektora śladowego. Jego parametry szumowe będą także symulowane.

Detektory typu c i d zostały wykorzystane z poprzedniej wersji systemu detektora eksperymentu DELPHI (zwanego detektorem wierzchołka: *microvertex detector*, opis w [28]).

W tabeli podano szerokości warstw metali, które autor założył i wykorzystuje w dalszych rozważaniach (liczby ze znakiem ‘?’). Wpływają one jedynie na rezystancje warstw metali.

Parametry zebrane w tabeli dotyczą fizyczno-geometrycznego opisu detektorów. Do symulacji potrzebne są zaś parametry elektryczne. Z danych umieszczonych w tabeli można wyliczyć rezystancje poszczególnych warstw. Także szerokości poszczególnych pasków i odległości między nimi mogą być pomocne do wyliczenia pojemności międzypaskowych.

Do modułów detektorów są podłączane wzmacniacze MX6 lub TRIPLEX, zgodnie z tabelą 4.4-2.

4.4. Porównanie SNR detektorów paskowych z pomiarów i symulacji

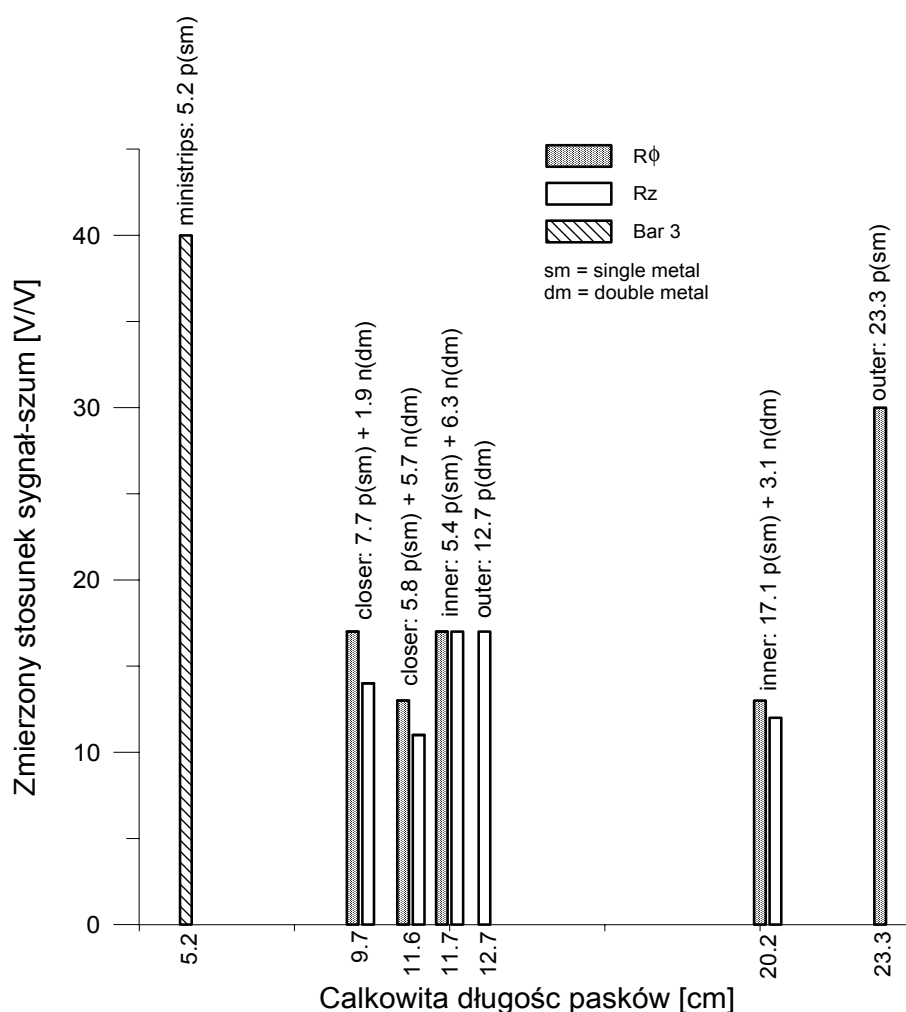
	typ wzmacniacza
warstwa zewnętrzna	TRIPLEX
warstwa wewnętrzna	MX6
warstwa najbliższa	MX6
minipaski	MX6

Tabela 4.4-2.

Typy wzmacniaczy w poszczególnych warstwach. Na podstawie [29].

4.4.2. Wyniki pomiarów SNR poszczególnych części detektora śladowego

W pracach [28] i [29] znajdują się wyniki pomiarów stosunku sygnału do szumu poszczególnych części systemu detektora śladowego eksperymentu DELPHI. Przedstawia je rysunek 4.4-2.



Rys. 4.4-2. Stosunek sygnału do szumu części składowych detektora śladowego eksperymentu DELPHI jako funkcja całkowitej długości pasków widzianej przez wzmacniacze odczytu. Zaznaczono SNR we współrzędnej $R\phi$ (ciemne prostokąty) oraz Rz (jasne prostokąty) dla warstw wewnętrznej i bliższej. Nad każdym prostokątem podano odpowiednie długości pasków p i n z zaznaczeniem ilości warstw metalu dla tej części półmodułu (sm – jedna warstwa metalu, dm – dwie warstwy). Rysunek na podstawie wyników z pracy [29]; jedynie dane dla półmodułów warstw wewnętrznej i bliższej pochodzących z detektora wierzchołka zaczerpnięto z [28].

Z rysunku widać, że najlepsze własności szumowe ma detektor minipaskowy o stosunkowo krótkich paskach. Półmoduły zawierające detektory z dwoma warstwami metalu mają mniejszy SNR. Strona wewnętrzna półmodułu warstwy zewnętrznej (współrzędna $R\phi$: detektory a+a+a+a), mimo o wiele dłuższych pasków, posiada o wiele lepszy stosunek sygnał-szum. Można stąd wyciągnąć wniosek, że druga warstwa metalu znacznie pogarsza własności szumowe detektorów przez wprowadzenie znacznych dodatkowych pojemności pasożytniczych (opis – podrozdział 2.5).

W następnym punkcie rezultaty te zostaną porównane z wynikami uzyskanymi z symulacji modeli poszczególnych półmodułów.

4.4.3. Symulacja detektorów paskowych eksperymentu DELPHI

Oprócz strony wewnętrznej półmodułu warstwy zewnętrznej (współrzędna $R\phi$) oraz detektora minipaskowego, wszystkie inne półmoduły składają się z kilku różnych części. Symulacja takich niejednorodnych struktur w najprostszym przypadku polega na połączeniu ze sobą modeli wszystkich jej jednorodnych części i przeprowadzeniu symulacji całości. Problem w takim postępowaniu polega na tym, że zazwyczaj dane pomiarowe dotyczą całych półmodułów, nie ma zaś wyszczególnienia parametrów poszczególnych jego części. Autor ma tu na myśli przede wszystkim pojemności międzypaskowe detektorów składowych oraz znacznie trudniejsze do oszacowania pojemności pochodzące od drugiego metalu w detektorach z dwoma ich warstwami. Mimo tych trudności autor przeprowadził symulacje wszystkich detektorów paskowych systemu detektora śladowego eksperymentu DELPHI.

Dostępność parametrów poszczególnych półmodułów oraz ich części determinuje podejście autora do procesu symulacji każdego z nich. W miarę możliwości autor starał się tak postępować, aby wykorzystać jak najwięcej danych pomiarowych a swoje obliczenia i szacunki ograniczyć do niezbędnego minimum. Jednak z powodu braku odpowiednich danych pomiarowych, autor w każdej z symulacji musiał posilkować się swoimi obliczeniami i szacunkami. Dlatego wyniki symulacji należy analizować pamiętając, że nie opierają się one jedynie na danych pomiarowych.

Autor zdaje sobie sprawę, że wartość przeprowadzonych symulacji nie jest pełna, gdyż niektóre dane detektora są co najmniej niepewne. Niestety, podejście prezentowane przez autora nie ma odpowiedniego wsparcia danymi pomiarowymi. Może to świadczyć o oryginalności wprowadzanych metod, gdyż w przeciwnym razie literatura zawierałaby odpowiednie dane pomiarowe, umożliwiające symulację detektorów.

Z powodu dużej roli obliczeń autora, najpierw symuluje się detektory najprostsze. W ten sposób parametry przyjęte przez autora mogą być sukcesywnie weryfikowane aby w końcu umożliwić podjęcie próby symulacji parametrów detektorów najbardziej złożonych, w szczególności dwustronnych z dwoma warstwami metalu.

Strona wewnętrzna półmodułu warstwy zewnętrznej (detektory a+a+a+a)

Nawet dla najprostszego przypadku strony wewnętrznej ($R\phi$) półmodułu warstwy zewnętrznej, która składa się z czterech identycznych detektorów typu a (rysunek 4.4-1 i tabela 4.4-1), ilość precyzyjnych danych pomiarowych nie wystarcza do zbudowania jego modelu. Autor musiał posilkować się mocno informacjami na temat innych detektorów i na tej podstawie wyliczył lub przyjął brakujące parametry modelu tego półmodułu.

Po szczegółowym przeanalizowaniu dostępnych źródeł [6] [9] [7] [10] [13] [15] [16] [22] [27] [28] [29] [30] i własnych obliczeniach, autor uzyskał parametry modelu zebrane w tabeli 4.4-3.

4.4. Porównanie SNR detektorów paskowych z pomiarów i symulacji

		Oznaczenie	Wartość
Parametry	Odczyt	Readout	2 (co drugi pasek)
	Wzmacniacz odczytu	-	TRIPLEX
	Długość pasków	Length	23.3 cm
	Grubość detektora	Thickness	290 μm
	Rezystory polaryzujące	Rbias	10 $\text{M}\Omega$
	Prąd upływu jednego paska	Ilk	4 nA
	Pojemność do podłoża	Cb	90 fF/cm
	Pojemność sprzęgająca	Cc	20 pF/cm
	Pojemność międzypaskowa, 1. sąsiad – dyfuzja	Ci_d	417 fF/cm
	Pojemność międzypaskowa, 1. sąsiad – metal	Ci_m	83.3 fF/cm
	Pojemność międzypaskowa, 2. sąsiad – dyfuzja	Ci2_d	83.3 fF/cm
	Pojemność międzypaskowa, 2. sąsiad – metal	Ci2_m	8.3 fF/cm
	Rezystancja dyfuzji	Rd	20 $\text{k}\Omega/\text{cm}$
	Rezystancja metalu	Rm	30 Ω/cm
	Rezystancja do podłoża	Rb	10 $\text{G}\Omega/\text{cm}$

Tabela 4.4-3. Zestawienie parametrów używanych w symulacji modelu strony wewnętrznej ($R\phi$) półmodułu warstwy zewnętrznej systemu detektora śladowego eksperymentu DELPHI. Strona ta składa się z czterech detektorów: a+a+a+a (rysunek 4.4-1).

Poniżej podano krótkie wyjaśnienia wartości parametrów.

- Długość pasków przyjęto taką jaką dotyczy SNR z rysunku 4.4-2.
- Pojemność do podłoża Cb wyliczono jako pojemność kondensatora płaskiego o wymiarach 25 μm (szerokość), 1 cm (długość) i 290 μm (grubość) wypełnionego krzemem (bardzo dobre przybliżenie – uzasadnienie podał autor w rozdziale drugim).
- Jako pojemność międzypaskową przyjęto 0.5pF/cm. Według specyfikacji w [27] powinna ona być w przedziale 0.25...0.75 pF/cm⁽²⁾, przyjęto wartość środkową. Pojemność tę podzielono na warstwy dyfuzji i metalu inaczej niż zwykle. Zamiast Ci_m/Ci_d = 0.314 – wzory (2.5-16a) i (2.5-16b), autor przyjął Ci_m/Ci_d = 0.2. Ze względu na odczyt co drugiego paska więcej pojemności powinno być w warstwie dyfuzji.
- Pojemność do drugiego sąsiada w warstwie dyfuzji Ci2_d przyjęto jako 20% pojemności do pierwszego sąsiada w tej warstwie Ci_d (wartość typowa) zaś pojemność do drugiego sąsiada w warstwie metalu Ci2_m już jako 10% pojemności do pierwszego sąsiada w warstwie metalu Ci_m, ponieważ paski metalu są odległe od siebie o 50 μm – dwukrotnie więcej niż w warstwie dyfuzji.
- Pojemność sprzęgającą Cc przyjęto jako wartość minimalną z [27].
- Prąd upływu przyjęto jako typową wartość z [27], przy czym tam podaje się 1nA dla jednego detektora. Cały półmoduł składa się z czterech takich detektorów, stąd wartość w tabeli.
- Rezystancje polaryzujące przyjęto jako wartość z [27] równą 40 $\text{M}\Omega$ dotyczącą jednego detektora. Cały półmoduł składa się z czterech takich detektorów, stąd wartość w tabeli.
- Rezystancje warstwy metalu obliczono jako odpowiadającą aluminium o grubości około 1 μm (rezystancja warstwowa 28 $\text{m}\Omega/\square$).
- Rezystancję warstwy dyfuzji obliczono przyjmując rezystancję warstwową około 15 Ω/\square .

⁽²⁾ W dokumencie [27] znajdują się wartości dwukrotnie większe, jednak chodzi tutaj o pojemności do OBYDWU sąsiadów, w pracy zaś pojemności międzypaskowe są brane jako pojemności do jednego sąsiada. Tak też należy podawać parametry do programu det_net.exe.

Na podstawie parametrów z tabeli 4.4-3 sporządzono wejściowy zbiór konfiguracyjny do programu `det_net.exe`, którym wygenerowano sieć odpowiadającą stronie wewnętrznej (Rφ) półmodułu warstwy zewnętrznej (9 pasków dyfuzyjnych podzielonych na 20 sekcji). Następnie do każdego czytanego paska dołączono wzmacniacz TRIPLEX i przeprowadzono symulację całego toru odczytowego detektor-wzmacniacz. Uzyskano stosunek-sygnał szum równy 29.7. Pomiary dały wynik $SNR = 30$ (rys. 4.4-2). Różnica między symulacją a pomiarami wynosi zaledwie 1%.

Detektor minipaskowy

Detektor minipaskowy również jest jednorodny. W tym jednak przypadku autor nie ma zupełnie danych pomiarowych dotyczących pojemności międzypaskowych. Zostaną one wyliczone na podstawie informacji zawartych w publikacji [16].

Okazuje się, że pojemność międzypaskowa słabo zależy od odległości sąsiadujących pasków. Pojemność ta jest zdeterminowana przede wszystkim stosunkiem szerokości paska do odległości międzypaskowej i w dużym zakresie zależy od niego prawie liniowo. We wspomnianej pracy podaje się empiryczny wzór⁽³⁾:

$$C_{IS} [\text{pF/cm}] = \frac{\varepsilon_{eq}}{7.9} \left(0.47 + 0.81 \frac{w}{p} \right), \quad \text{dla } \frac{w}{p} \in \langle 0.1; 0.6 \rangle \quad (4.4-1)$$

gdzie: ε_{eq} – średnia arytmetyczna stałych dielektrycznych ośrodków w których paski się znajdują,
 w – szerokość pasków,
 p – odległość międzypaskowa (*pitch*) pasków czytanych.

Wzór ten stosuje się przy następujących założeniach:

- Ze wzoru można liczyć pojemności zarówno dla warstwy metalu pierwszego jak i drugiego, należy jedynie wstawić odpowiednią wartość ε_{eq} : dla granicy SiO_2 /krzem $\varepsilon_{eq} = 7.9$ (metal pierwszy i warstwa SiO_2 – detektory AC), dla granicy powietrze/krzem $\varepsilon_{eq} = 6.5$ (metal pierwszy bez warstwy SiO_2 – detektory DC) i $\varepsilon_{eq} = 2.45$ dla granicy powietrze/ SiO_2 (warstwa metalu drugiego).
- Ważne są jedynie paski czytane; dla strony z paskami p dodatkowe paski p bez pasków odczytowych zwiększają jedynie pojemność międzypaskową nie więcej niż około 10%.
- W przypadku pasków n^+ i separacji między nimi za pomocą poszerzonych elektrod do wzoru bierze się tę powiększoną szerokość.
- W przypadku pasków n^+ i separacji między nimi za pomocą dodatkowych pasków stopujących p^+ do wzoru jako szerokość w bierze się $p - w_p - 1 \mu\text{m}$, gdzie p – odległość międzypaskowa, w_p – szerokość pasków stopujących⁽⁴⁾.
- Jeśli paski metalowy i dyfuzyjny mają różne szerokości, za szerokość w przyjmuje się wymiar paska szerszego.

Stosując powyższy wzór do symulowanej już strony wewnętrznej (Rφ) półmodułu warstwy zewnętrznej, przyjmując $w = 8 \mu\text{m}$, $p = 50 \mu\text{m}$, otrzymuje się pojemność międzypaskową 0.6 pF/cm wobec zastosowanej 0.5 pF/cm. Można więc sądzić, że wzór (4.4-1) daje dobre rezultaty.

⁽³⁾ W publikacji [16] wzór dotyczy pojemności do obydwu sąsiadów, w niniejszej pracy zaś autor za pojemność międzypaskową przyjmuje pojemność tylko do JEDNEGO sąsiada. Dlatego cytowany wzór został przeskalowany.

⁽⁴⁾ Wynika to z tego, że na całej przestrzeni między paskami n^+ , za wyjątkiem jedynie obszaru zajmowanego przez pasek stopujący p^+ , istnieje przewodząca akumulacyjna warstwa elektronowa.

4.4. Porównanie SNR detektorów paskowych z pomiarów i symulacji

W przypadku detektora minipaskowego dla $w = 60 \mu\text{m}$ i $p = 200 \mu\text{m}$, otrzymuje się ze wzoru (4.4-1) pojemność międzypaskową 0.7 pF/cm .

Pomimo tego, że detektor minipaskowy ma czytany co drugi pasek, stosowanie wzoru (4.4-1) i jego założeń wymaga, aby detektor ten był symulowany jako detektor z czytaniem każdym paskiem. Odległość międzypaskowa wynosi $200 \mu\text{m}$ (pitch odczytu).

Opierając się na literaturze jak w przypadku strony wewnętrznej ($R\phi$) półmodułu warstwy zewnętrznej, dodatkowo na [11] oraz własnych obliczeniach, autor uzyskał parametry detektora minipaskowego zebrane w tabeli 4.4-4.

		Oznaczenie	Wartość
Parametry	Odczyt	Readout	1 (każdy pasek)
	Wzmacniacz odczytu	-	MX6
	Długość pasków	Length	5.2 cm
	Grubość detektora	Thickness	300 μm
	Rezystory polaryzujące	Rbias	30 $\text{M}\Omega$
	Prąd upływu jednego paska	I _{lk}	1 nA
	Pojemność do podłoża	C _b	690 fF/cm
	Pojemność sprzęgająca	C _c	30 pF/cm
	Pojemność międzypaskowa, 1. sąsiad - dyfuzja	C _{i_d}	532 fF/cm
	Pojemność międzypaskowa, 1. sąsiad - metal	C _{i_m}	168 fF/cm
	Pojemność międzypaskowa, 2. sąsiad - dyfuzja	C _{i2_d}	106 fF/cm
	Pojemność międzypaskowa, 2. sąsiad - metal	C _{i2_m}	33.6 fF/cm
	Rezystancja dyfuzji	R _d	2.5 $\text{k}\Omega/\text{cm}$
	Rezystancja metalu	R _m	5 Ω/cm
	Rezystancja do podłoża	R _b	10 $\text{G}\Omega/\text{cm}$

Tabela 4.4-4. Zestawienie parametrów detektora minipaskowego systemu detektora śladowego eksperymentu DELPHI używanych w symulacji jego modelu.

Poniżej podano krótkie wyjaśnienia wartości parametrów.

- Długość pasków przyjęto taką jaką dotyczy SNR z rysunku 4.4-2.
- Pojemność do podłoża C_b wyliczono jako pojemność kondensatora płaskiego o wymiarach $200 \mu\text{m}$ (szerokość), 1 cm (długość) i $300 \mu\text{m}$ (grubość) wypełnionego krzemem (przybliżenie nieco gorsze niż przy małej odległości międzypaskowej z uwagi na większe niejednorodności pola przy paskach).
- Pojemność międzypaskową wyliczoną ze wzoru (4.4-1) podzielono na warstwy dyfuzji i metalu zgodnie ze wzorami (2.5-16a) i (2.5-16b), tj. $C_{i_m}/C_{i_d} = 0.314$.
- Pojemności do drugiego sąsiada w warstwie dyfuzji C_{i2_d} i metalu C_{i2_m} przyjęto jako 20% pojemności do pierwszego sąsiada w odpowiednich warstwach.
- Pojemność sprzęgającą C_c przyjęto jako wartość minimalną z [11].
- Prąd upływu przyjęto jako typową wartość z [11].
- Rezystancje polaryzujące przyjęto jako wartość minimalną z [11].
- Rezystancje warstwy metalu obliczono jako odpowiadającą aluminium o grubości około $1 \mu\text{m}$ (rezystancja warstwowa $28 \text{ m}\Omega/\square$).
- Rezystancję warstwy dyfuzji obliczono przyjmując rezystancję warstwową około $15 \Omega/\square$.

Na podstawie parametrów z tabeli 4.4-4 sporządzono wejściowy zbiór konfiguracyjny do programu `det_net.exe`, którym wygenerowano sieć odpowiadającą detektorowi minipaskowemu (9 pasków podzielonych na 20 sekcji). Następnie do każdego czytanego paska dołączono wzmacniacz MX6 i przeprowadzono symulację całego toru odczytowego detektor-wzmacniacz. Uzyskano stosunek-sygnał szum równy 38.3. Pomiary dały wynik

SNR = 40 (rys. 4.4-2). Niewielka różnica między symulacją a pomiarami, wynosząca 4%, potwierdza użyteczność wzoru (4.4-1) i zasadność jego założeń.

Strona zewnętrzna półmodułu warstwy zewnętrznej (detektory b+b+b+b)

Strona zewnętrzna (Rz) półmodułu warstwy zewnętrznej składa się z czterech detektorów typu b (rysunek 4.4-1 i tabela 4.4-1). Nie jest to struktura jednorodna, gdyż pitch odczytu nie jest jednakowy na poszczególnych detektorach. Detektory posiadają dwie warstwy metalu, nie są to jednak detektory dwustronne. Paski dyfuzyjne są typu p. Na każdym z detektorów ilość pasków dyfuzyjnych jest taka sama. Zmiana pitchu odczytu następuje przez czytanie co drugiego paska (detektory z pitchem odczytu 84 μm) lub łączenie trzech pasków dyfuzyjnych do jednego paska odczytowego, podczas gdy jeden nie jest czytany (detektory z pitchem 176 μm).

W publikacji [8] znajdują się wielkości pojemności w warstwie metalu pierwszego (0.7 pF/cm) i metalu drugiego (0.6 pF/cm) ⁽⁵⁾, przy czym wartości te dotyczą całego półmodułu. Aby te ważne informacje wykorzystać, autor zasymuluje stronę zewnętrzną (Rz) półmodułu warstwy zewnętrznej jako strukturę jednorodną z czytaniem każdym paskiem (pozytywne rezultaty detektora minipaskowego pokazują, że można takie uproszczenie stosować).

Każdy wzmacniacz półmodułu jest obciążony siedmioma paskami: z odległością międzypaskową 44 μm – dwa paski, 88 μm – dwa paski oraz 176 μm – trzy paski. Konieczność wyliczenia pojemności do podłoża wymaga przyjęcia wypadkowej odległości międzypaskowej. Autor przyjmuje wartość 88 μm jako średnią arytmetyczną odległości dla każdego z detektorów. Poszczególne paski są połączone ze sobą równolegle, jednak mała rezystancja metali pozwala je połączyć do symulacji w szereg (takie podejście uzasadniają warunki pomiarów SNR z rysunku 4.4-2).

Opierając się na literaturze jak w przypadku strony wewnętrznej (R ϕ) półmodułu, w szczególności zaś na [27] oraz własnych obliczeniach, autor uzyskał parametry modelu zebrane w tabeli 4.4-5.

Poniżej podano krótkie wyjaśnienia wartości parametrów.

- Długość pasków przyjęto taką jaka dotyczy SNR z rysunku 4.4-2.
- Pojemność do podłoża C_b wyliczono jako pojemność kondensatora płaskiego o wymiarach 88 μm (szerokość), 1 cm (długość) i 310 μm (grubość) wypełnionego krzemem.
- Pojemność międzypaskową dla warstwy dyfuzji i metalu pierwszego przyjęto jako 0.7 pF/cm [8] i podzielono na warstwy dyfuzji i metalu zgodnie ze wzorami (2.5-16a) i (2.5-16b), tj. $C_{i_m}/C_{i_d} = 0.314$. Do tak wyliczonej wartości C_{i_m} dodano 0.6 pF/cm pochodzącą od drugiej warstwy metalu [8].
- Pojemności do drugiego sąsiada w warstwie dyfuzji C_{i2_d} i metalu C_{i2_m} przyjęto jako 20% pojemności do pierwszego sąsiada w odpowiednich warstwach.
- Pojemność sprzęgającą C_c przyjęto jako wartość minimalną z [27].
- Prąd upływu przyjęto jako typową wartość z [27], przy czym tam podaje się 1nA dla jednego paska. Każdy wzmacniacz jest obciążony siedmioma paskami, stąd wartość w tabeli.
- Rezystancje polaryzujące przyjęto jako wartość minimalną z [27] równą 45 M Ω dla jednego paska detektora. Każdy wzmacniacz jest obciążony siedmioma paskami, stąd wartość w tabeli.

⁽⁵⁾ W publikacji [8] znajdują się wartości dwukrotnie większe, jednak chodzi tutaj o pojemności do obydwu sąsiadów, w pracy zaś pojemności międzypaskowe są brane jako pojemności do jednego sąsiada.

4.4. Porównanie SNR detektorów paskowych z pomiarów i symulacji

- Rezystancje warstwy metalu obliczono jako odpowiadającą aluminium o grubości około 1 μm (rezystancja warstwowa 28 $\text{m}\Omega/\square$).
- Rezystancję warstwy dyfuzji obliczono przyjmując rezystancję warstwową około 15 Ω/\square .

		Oznaczenie	Wartość
Parametry	Odczyt	Readout	1 (każdy pasek)
	Wzmacniacz odczytu	-	TRIPLEX
	Długość pasków	Length	12.7 cm
	Grubość detektora	Thickness	310 μm
	Rezystory polaryzujące	Rbias	6.4 $\text{M}\Omega$
	Prąd upływu jednego paska	I _{lk}	7 nA
	Pojemność do podłoża	C _b	294 fF/cm
	Pojemność sprzęgająca	C _c	20 pF/cm
	Pojemność międzypaskowa, 1. sąsiad - dyfuzja	C _{i_d}	532 fF/cm
	Pojemność międzypaskowa, 1. sąsiad - metal	C _{i_m}	768 fF/cm
	Pojemność międzypaskowa, 2. sąsiad - dyfuzja	C _{i2_d}	106 fF/cm
	Pojemność międzypaskowa, 2. sąsiad - metal	C _{i2_m}	154 fF/cm
	Rezystancja dyfuzji	R _d	20 $\text{k}\Omega/\text{cm}$
	Rezystancja metalu	R _m	35 Ω/cm
	Rezystancja do podłoża	R _b	10 $\text{G}\Omega/\text{cm}$

Tabela 4.4-5. Zestawienie parametrów używanych w symulacji modelu strony zewnętrznej (Rz) półmodułu warstwy zewnętrznej systemu detektora śladowego eksperymentu DELPHI. Strona ta składa się z czterech detektorów: b+b+b+b (rysunek 4.4-1).

Na podstawie parametrów z tabeli 4.4-5 sporządzono wejściowy zbiór konfiguracyjny do programu `det_net.exe`, którym wygenerowano sieć odpowiadającą stronie zewnętrznej (Rz) półmodułu warstwy zewnętrznej (9 pasków dyfuzyjnych podzielonych na 20 sekcji). Następnie do każdego czytanego paska dołączono wzmacniacz TRIPLEX i przeprowadzono symulację całego toru odczytowego detektor-wzmacniacz. Uzyskano stosunek-sygnał szum równy 20.2. Pomiarzy dały wynik $\text{SNR} = 17$ (rys. 4.4-2). Rezultat z symulacji jest zatem większy niż z pomiarów o 19%.

Stosunkowo duża różnica skłoniła autora do poszukiwań przyczyny tak znacznej odchyłki. W powyższej symulacji autor pominął rezystancję metalu drugiego, która przy znacznej długości pasków w tej warstwie – około 24 cm, może mieć istotny wpływ na wyjściowy stosunek sygnał-szum.

Przyjmując taką samą szerokość i grubość pasków metalu drugiego jak i pierwszego (8 μm) i zakładając, że średnio sygnał biegnie przez połowę długości pasków metalu drugiego, otrzymuje się rezystancje pasków 420 Ω . Mogą one znacząco wpływać na szумы wzmacniaczy. Po dołączeniu takich rezystancji na wejścia wzmacniaczy odczytu autor powtórzył symulacje otrzymując $\text{SNR} = 16.0$, co daje już błąd tylko 6%. Można stąd wyciągnąć ważny wniosek, że rezystancje pochodzące od drugiego metalu mogą znacząco wpływać na szумы kanału detektor-wzmacniacz. Także w przypadku dużych modułów stosunek sygnał-szum może istotnie zależeć od drogi, którą przebywa sygnał od miejsca generacji do wzmacniacza odczytu.

Strona zewnętrzna półmodułu warstwy wewnętrznej (detektory c+c)

Strona zewnętrzna półmodułu warstwy wewnętrznej składa się z dwóch detektorów typu c (rysunek 4.4-1 i tabela 4.4-1), dlatego dalej będzie nazywany półmodułem c+c warstwy wewnętrznej. Nie jest on jednorodny, gdyż połączono ze sobą dwie różne strony

detektora dwustronnego typu c. Paski na obydwu płytkach są do siebie ortogonalne i różnią się odległościami międzypaskowymi. Strona z paskami typu p (współrzędna $R\phi$) ma jedną warstwę metalu, zaś strona n (współrzędna Rz) – dwie. Model całego półmodułu autor zbudował z połączenia modeli obu stron detektora.

Model strony p ($R\phi$) detektora typu c

Opierając się na literaturze jak poprzednio oraz własnych obliczeniach, autor uzyskał parametry modelu strony p detektora typu c zebrane w tabeli 4.4-6. Do wyliczania pojemności międzypaskowych autor używa wzoru (4.4-1), dlatego w modelu wszystkie paski są czytane. Również dla strony n (współrzędna Rz) autor postępuje podobnie, zatem oba modele dadzą się łatwo połączyć.

		Oznaczenie	Wartość
Parametry	Odczyt	Readout	1 (każdy pasek)
	Wzmacniacz odczytu	-	MX6
	Długość pasków	Length	5.4 cm
	Grubość detektora	Thickness	320 μm
	Rezystory polaryzujące	Rbias	10 $\text{M}\Omega$
	Prąd upływu jednego paska	Ilk	1 nA
	Pojemność do podłoża	Cb	167 fF/cm
	Pojemność sprzęgająca	Cc	10 pF/cm
	Pojemność międzypaskowa, 1. sąsiad – dyfuzja	Ci_d	502 fF/cm
	Pojemność międzypaskowa, 1. sąsiad – metal	Ci_m	158 fF/cm
	Pojemność międzypaskowa, 2. sąsiad – dyfuzja	Ci2_d	100 fF/cm
	Pojemność międzypaskowa, 2. sąsiad – metal	Ci2_m	32 fF/cm
	Rezystancja dyfuzji	Rd	12.5 $\text{k}\Omega/\text{cm}$
	Rezystancja metalu	Rm	35 Ω/cm
	Rezystancja do podłoża	Rb	10 $\text{G}\Omega/\text{cm}$

Tabela 4.4-6. Zestawienie parametrów modelu strony p ($R\phi$) detektora typu c (rysunek 4.4-1). Jest on używany w symulacji strony zewnętrznej warstwy wewnętrznej systemu detektora śladowego eksperymentu DELPHI. Warstwę tę tworzą dwie strony detektora c.

Poniżej podano krótkie wyjaśnienia wartości parametrów.

- Długość pasków przyjęto taką jak dotyczy SNR z rysunku 4.4-2.
- Pojemność do podłoża C_b wyliczono jako pojemność kondensatora płaskiego o wymiarach 50 μm (szerokość), 1 cm (długość) i 320 μm (grubość) wypełnionego krzemem.
- Pojemność międzypaskową autor wyliczył ze wzoru (4.4-1). Wynosi ona 0.66 pF/cm; podzielono ją na warstwy dyfuzji i metalu zgodnie ze wzorami (2.5-16a) i (2.5-16b), tj. $C_{i_m}/C_{i_d} = 0.314$.
- Pojemności do drugiego sąsiada w warstwie dyfuzji C_{i2_d} i metalu C_{i2_m} przyjęto jako 20% pojemności do pierwszego sąsiada w odpowiednich warstwach.
- Pojemność sprzęgającą C_c przyjęto jako wartość minimalną z [28].
- Prąd upływu przyjęto jako typową wartość 1nA.
- Rezystancje polaryzujące przyjęto z [28].
- Rezystancje warstwy metalu obliczono jako odpowiadającą aluminium o grubości około 1 μm (rezystancja warstwowa 28 $\text{m}\Omega/\square$).
- Rezystancję warstwy dyfuzji obliczono przyjmując rezystancję warstwową około 15 Ω/\square .

Na podstawie parametrów z tabeli 4.4-6 sporządzono wejściowy zbiór konfiguracyjny do programu `det_net.exe`, którym wygenerowano sieć odpowiadającą stronie p ($R\phi$) detektora typu c warstwy wewnętrznej (9 pasków dyfuzyjnych podzielonych na 20 sekcji). Sieć tą podłącza się do analogicznego modelu strony n (Rz) tego detektora. Razem modele tworzą sieć odpowiadającą stronie c+c półmodułu warstwy wewnętrznej.

Model strony n (Rz) detektora typu c

Jest to pierwszy detektor z dwoma warstwami metalu, którego parametry autor wylicza. Pojemności międzypaskowe w obu warstwach metali da się wyliczyć ze wzoru (4.4-1). Nie można jednak łatwo wyliczyć pojemności pochodzącej od sprzężeń pojemnościowych między metalami.

W pracy [1] podaje się wartość 5.8 fF, odpowiadającą skrzyżowaniu dwóch pasków o szerokościach 8 μm rozdzielonych SiO_2 o grubości 5 μm . Pojemność skrzyżowań zależy stosunkowo słabo od szerokości krzyżujących się pasków. Dla porównania dla pasków o szerokościach 16 μm pojemność ta wynosi 8.4 fF [1]. Geometria skrzyżowań pasków w detektorach rozważanych w niniejszej pracy odpowiada warunkom pomiarów z [1], dlatego dalej autor będzie przyjmował, że pojemność od jednego skrzyżowania pasków w badanych detektorach wynosi 6 fF. Wartość tę autor będzie stosował zarówno do pasków oddzielonych warstwą SiO_2 jak i poliamidu, wobec małej różnicy ich względnych stałych dielektrycznych (odpowiednio 3.9 i 3.4).

Dla porównania, pojemność skrzyżowania pasków o szerokościach 8 μm i odległości między nimi 5 μm wypełnionej SiO_2 , wyliczona ze wzoru na pojemność kondensatora płaskiego wynosi 0.45 fF, czyli 13 razy mniej niż wartość z [1].

Autorowi współczynnik ten nie wydaje się zbyt duży, zważywszy że:

- kondensator powstały ze skrzyżowania pasków ma okładki o wymiarach podobnych jak odległość między okładkami, zatem jest daleki od uproszczenia kondensatora płaskiego: pole elektryczne bardzo „wystaje” poza obrys okładek;
- pojemność nie dotyczy jedynie obszaru wyznaczonego przez przecięcie pasków, ale pole elektryczne rozciąga się między paskami na znacznie dalsze odległości.

Opierając się na literaturze jak poprzednio oraz własnych obliczeniach, autor uzyskał parametry modelu strony n (Rz) detektora typu c zebrane w tabeli 4.4-7. Do wyliczania pojemności międzypaskowych autor używa wzoru (4.4-1), dlatego w modelu wszystkie paski są czytane.

Poniżej podano krótkie wyjaśnienia wartości parametrów.

- Długość pasków przyjęto taką jaka dotyczy SNR z rysunku 4.4-2.
- Pojemność do podłoża C_b wyliczono jako pojemność kondensatora płaskiego o wymiarach 42 μm (szerokość), 1 cm (długość) i 320 μm (grubość) wypełnionego krzemem.
- Pojemności międzypaskowe autor wyliczył ze wzoru (4.4-1). Między paskami n^+ znajdują się stopujące paski p^+ . Do wzoru potrzebna jest ich szerokość, której autor nie zna. Przyjmując ją jako 10 μm , otrzymuje się pojemność w warstwach dyfuzji i metalu 1.07 pF/cm; podzielono ją na warstwy dyfuzji i metalu zgodnie ze wzorami (2.5-16a) i (2.5-16b), tj. $C_{i_m}/C_{i_d} = 0.314$.
- Do pojemności C_{i_m} wyliczonej wyżej, należy dodać pojemności pochodzące od drugiego metalu. Ze wzoru (4.4-1) dla $p = 50 \mu\text{m}$ i $w = 6 \mu\text{m}$ dostaje się pojemność 0.18 pF/cm sprzężenia między paskami tego metalu. Po przeliczeniu tej pojemności z pasków metalu drugiego o długości 5.75 cm na paski metalu pierwszego o długości 6.3 cm otrzymuje się 0.16 pF/cm. Dla tej strony detektora występuje 1280 przecięć metalu

drugiego i pierwszego, a należy pojemności skrzyżowań przeliczyć na 6.3 cm długości pasków metalu pierwszego. Licząc wcześniej przyjętą wartość 6 fF/skrzyżowanie [1] otrzymuje się ostatni składnik pojemności C_{i_m} równy 1.22 pF/cm. Jest on zdecydowanie największy.

- Pojemności do drugiego sąsiada w warstwie dyfuzji C_{i2_d} i metalu C_{i2_m} przyjęto jako 20% pojemności do pierwszego sąsiada w odpowiednich warstwach.
- Pojemność sprzęgającą C_c przyjęto jako wartość minimalną z [28].
- Ponieważ rozważany detektor jest dwustronny, sumy prądów upływu po obu jego stronach muszą być równe. Dla strony p przyjęto prąd 1 nA i było 1280 pasków dyfuzyjnych. Strona n ma również 1280 pasków dyfuzyjnych, stąd prąd upływu strony n wynosi również 1 nA/pasek. Do kanału odczytowego są przyłączone dwa paski, stąd wartość w tabeli.
- Rezystancje polaryzujące przyjęto z [28]; do tabeli wstawiono połowę tej wartości, ponieważ podłączone są dwa paski do jednego kanału odczytowego.
- Rezystancje warstwy metalu obliczono jako odpowiadającą aluminium o grubości około 1 μm (rezystancja warstwowa 28 $\text{m}\Omega/\square$).
- Rezystancję warstwy dyfuzji obliczono przyjmując rezystancję warstwową około 15 Ω/\square .

		Oznaczenie	Wartość
Parametry	Odczyt	Readout	1 (każdy pasek)
	Wzmacniacz odczytu	-	MX6
	Długość pasków	Length	6.3 cm
	Grubość detektora	Thickness	320 μm
	Rezystory polaryzujące	Rbias	10 $\text{M}\Omega$
	Prąd upływu jednego paska	I _{lk}	2 nA
	Pojemność do podłoża	C _b	136 fF/cm
	Pojemność sprzęgająca	C _c	20 pF/cm
	Pojemność międzypaskowa, 1. sąsiad – dyfuzja	C _{i_d}	810 fF/cm
	Pojemność międzypaskowa, 1. sąsiad – metal	C _{i_m}	1640 fF/cm
	Pojemność międzypaskowa, 2. sąsiad – dyfuzja	C _{i2_d}	162 fF/cm
	Pojemność międzypaskowa, 2. sąsiad – metal	C _{i2_m}	328 fF/cm
	Rezystancja dyfuzji	R _d	11 $\text{k}\Omega/\text{cm}$
	Rezystancja metalu	R _m	35 Ω/cm
	Rezystancja do podłoża	R _b	10 $\text{G}\Omega/\text{cm}$

Tabela 4.4-7. Zestawienie parametrów modelu strony n (Rz) detektora typu c (rysunek 4.4-1). Jest on używany w symulacji strony zewnętrznej warstwy wewnętrznej systemu detektora śladowego eksperymentu DELPHI. Warstwę tę tworzą dwie strony detektora c.

Na podstawie parametrów z tabeli 4.4-7 sporządzono wejściowy zbiór konfiguracyjny do programu `det_net.exe`, którym wygenerowano sieć odpowiadającą modelowi strony n detektora typu c (9 pasków dyfuzyjnych podzielonych na 20 sekcji). Sieć tę dołączono do wcześniej wygenerowanego modelu strony p tego detektora, uzyskując model strony zewnętrznej półmodułu warstwy wewnętrznej. Połączenia między obiema częściami dokonano przez rezystory o wartości 135 Ω , modelujące rezystancje szeregowo drugiego metalu strony n. Całość podłączono do wzmacniacza MX6. Ładunek był wstrzykiwany na końcu pasków detektora na części n (Rz) oraz na początku pasków p (oś $R\phi$), tuż przy wzmacniaczach odczytu. Miało to na celu sprawdzenie wyników z rysunku 4.4-2, gdzie rozróżniono SNR z obu części modułu. Uzyskano SNR = 16.0 dla sygnału generowanego na paskach n i SNR = 15.5 dla pasków p. Z pomiarów [28] uzyskano dla pasków n i p taki sam

SNR = 17. Różnice między pomiarami a rezultatami symulacji wynoszą 6% i 9% odpowiednio dla pasków n i p.

W obu przypadkach, zarówno pasków n jak i p, uzyskane wyniki należy uznać za bardzo dobre, biorąc pod uwagę skalę uproszczeń i obliczeń, które autor stosował.

Strona wewnętrzna półmodułu warstwy wewnętrznej (detektory a+a+c+c)

Strona wewnętrzna półmodułu warstwy wewnętrznej składa się z czterech detektorów: a+a+c+c (rysunek 4.4-1 i tabela 4.4-1). Zasadniczo można ją podzielić na dwie jednorodne części: R_{ϕ} , zbudowaną z detektorów a+a+c z paskami p i jedną warstwą metalu oraz część R_z złożoną z płytki typu c z paskami typu n i dwoma warstwami metalu. Model całej strony półmodułu autor zbudował z połączenia modeli obu tych części.

Model części R_{ϕ} (detektory a+a+c)

Opierając się na literaturze jak poprzednio oraz własnych obliczeniach, autor uzyskał parametry modelu części R_{ϕ} złożonej z płytek a+a+c zgrupowane w tabeli 4.4-8. Pojemności międzypaskowe zostały przyjęte takie jak dla strony wewnętrznej (R_{ϕ}) półmodułu warstwy zewnętrznej, której detektory składowe typu a stanowią przeważającą część budowanego modelu. Pozostałe parametry są zazwyczaj średnią z parametrów detektora typu a (tabela 4.4-3) i strony p (R_{ϕ}) detektora typu c (tabela 4.4-6).

		Oznaczenie	Wartość
Parametry	Odczyt	Readout	1 (każdy pasek)
	Wzmacniacz odczytu	-	MX6
	Długość pasków	Length	17.1 cm
	Grubość detektora	Thickness	300 μm
	Rezystory polaryzujące	Rbias	10 M Ω
	Prąd upływu jednego paska	Ilk	3 nA
	Pojemność do podłoża	Cb	173 fF/cm
	Pojemność sprzęgająca	Cc	17 pF/cm
	Pojemność międzypaskowa, 1. sąsiad – dyfuzja	Ci_d	380 fF/cm
	Pojemność międzypaskowa, 1. sąsiad – metal	Ci_m	120 fF/cm
	Pojemność międzypaskowa, 2. sąsiad – dyfuzja	Ci2_d	76 fF/cm
	Pojemność międzypaskowa, 2. sąsiad – metal	Ci2_m	24 fF/cm
	Rezystancja dyfuzji	Rd	17 k Ω /cm
	Rezystancja metalu	Rm	32 Ω /cm
	Rezystancja do podłoża	Rb	10 G Ω /cm

Tabela 4.4-8. Zestawienie parametrów modelu części R_{ϕ} (detektory a+a+c, rysunek 4.4-1) strony wewnętrznej półmodułu warstwy wewnętrznej systemu detektora śladowego eksperymentu DELPHI.

Poniżej podano krótkie wyjaśnienia wartości parametrów znajdujących się w tabeli.

- Długość pasków przyjęto taką jaką dotyczy SNR z rysunku 4.4-2.
- Grubość *Thickness* stanowi średnią grubość wszystkich trzech płytek składowych.
- Pojemność do podłoża *Cb* wyliczono jako pojemność kondensatora płaskiego o wymiarach 50 μm (szerokość), 1 cm (długość) i 300 μm (grubość) wypełnionego krzemem.

- Pojemność międzypaskową autor przyjął jak dla detektora $R\phi$ warstwy zewnętrznej (0.5 pF/cm). Podzielono ją na warstwy dyfuzji i metalu zgodnie ze wzorami (2.5-16a) i (2.5-16b), tj. $C_{i_m}/C_{i_d} = 0.314$.
- Pojemności do drugiego sąsiada w warstwie dyfuzji C_{i2_d} i metalu C_{i2_m} przyjęto jako 20% pojemności do pierwszego sąsiada w odpowiednich warstwach.
- Pojemność sprzęgającą C_c przyjęto jako wartość średnią z wszystkich płytek.
- Prąd upływu przyjęto jako sumę prądów trzech płytek składowych.
- Rezystancje polaryzujące przyjęto jako wypadkową z trzech płytek składowych.
- Rezystancje warstwy metalu obliczono jako odpowiadającą aluminium o grubości około 1 μm (rezystancja warstwowa 28 $\text{m}\Omega/\square$) dla poszczególnych płytek. Wyniki zsumowano i przeliczono na 1 cm paska modelu.
- Rezystancję warstwy dyfuzji obliczono przyjmując rezystancję warstwową około 15 Ω/\square dla poszczególnych płytek. Wyniki zsumowano i przeliczono na 1 cm paska modelu.

Na podstawie parametrów z tabeli 4.4-8 sporządzono wejściowy zbiór konfiguracyjny do programu `det_net.exe`, którym wygenerowano sieć odpowiadającą części $R\phi$ strony wewnętrznej półmodułu warstwy wewnętrznej (9 pasków dyfuzyjnych podzielonych na 20 sekcji). Sieć tą podłącza się do analogicznego modelu części R_z tego detektora, z którą tworzą model całej strony półmodułu a+a+c+c.

Model części R_z (strona n detektora c)

Parametry modelu strony n detektora typu c dla tej strony półmodułu warstwy wewnętrznej są bardzo podobne do parametrów uzyskanych dla strony n (R_z) płytki c leżącej na drugiej stronie rozważanego półmodułu (zestawienie parametrów w tabeli 4.4-7). Jedyna różnica polega na zmianie odległości międzypaskowej pasków odczytowych (także każdy pasek jest czytany [28]). Wymaga to przeliczenia pojemności modelu, jednak metoda postępowania jest identyczna. Wszystkie uzyskane parametry są zebrane w tabeli 4.4-9. Poniżej podano krótkie wyjaśnienia wartości tych parametrów.

- Długość pasków przyjęto taką jaka dotyczy SNR z rysunku 4.4-2.
- Pojemność do podłoża C_b wyliczono jako pojemność kondensatora płaskiego o wymiarach 84 μm (szerokość), 1 cm (długość) i 320 μm (grubość) wypełnionego krzemem.
- Pojemności międzypaskowe autor wyliczył ze wzoru (4.4-1). Między paskami n^+ znajdują się stopujące paski p^+ . Do wzoru potrzebna jest ich szerokość, której autor nie zna. Przyjmując ją jako 10 μm , otrzymuje się pojemność w warstwach dyfuzji i metalu 1.05 pF/cm. Podzielono ją na warstwy dyfuzji i metalu zgodnie ze wzorami (2.5-16a) i (2.5-16b), tj. $C_{i_m}/C_{i_d} = 0.314$.
- Do pojemności C_{i_m} wyliczonej wyżej, należy dodać pojemności od drugiego metalu. Ze wzoru (4.4-1) dla $p = 50 \mu\text{m}$ i $w = 6 \mu\text{m}$ dostaje się pojemność 0.18 pF/cm sprzężenia między paskami tego metalu. Po przeliczeniu tej pojemności z pasków metalu drugiego o długości 5.75 cm na paski metalu pierwszego o długości 3.1 cm otrzymuje się 0.33 pF/cm. W tym wypadku występuje 640 przecięć metalu drugiego i pierwszego a należy pojemności skrzyżowań przeliczyć na 3.1 cm długości pasków metalu pierwszego. Biorąc wcześniej przyjętą wartość 6 fF/skrzyżowanie [1] otrzymuje się ostatni, największy składnik pojemności C_{i_m} równy 1.24 pF/cm.
- Pojemności do drugiego sąsiada w warstwie dyfuzji C_{i2_d} i metalu C_{i2_m} przyjęto jako 20% pojemności do pierwszego sąsiada w odpowiednich warstwach.
- Pojemność sprzęgającą C_c przyjęto jako wartość minimalną z [28].

4.4. Porównanie SNR detektorów paskowych z pomiarów i symulacji

- Prąd upływu przyjęto jako wartość typową.
- Rezystancje polaryzujące przyjęto z [28].
- Rezystancje warstwy metalu obliczono jako odpowiadającą aluminium o grubości około 1 μm (rezystancja warstwowa 28 $\text{m}\Omega/\square$).
- Rezystancję warstwy dyfuzji obliczono przyjmując rezystancję warstwową około 15 Ω/\square .

		Oznaczenie	Wartość
Parametry	Odczyt	Readout	1 (każdy pasek)
	Wzmacniacz odczytu	-	MX6
	Długość pasków	Length	3.1 cm
	Grubość detektora	Thickness	320 μm
	Rezystory polaryzujące	Rbias	20 $\text{M}\Omega$
	Prąd upływu jednego paska	I _{lk}	1 nA
	Pojemność do podłoża	C _b	272 fF/cm
	Pojemność sprzęgająca	C _c	20 pF/cm
	Pojemność międzypaskowa, 1. sąsiad – dyfuzja	C _{i_d}	890 fF/cm
	Pojemność międzypaskowa, 1. sąsiad – metal	C _{i_m}	1930 fF/cm
	Pojemność międzypaskowa, 2. sąsiad – dyfuzja	C _{i2_d}	178 fF/cm
	Pojemność międzypaskowa, 2. sąsiad – metal	C _{i2_m}	386 fF/cm
	Rezystancja dyfuzji	R _d	11 $\text{k}\Omega/\text{cm}$
	Rezystancja metalu	R _m	35 Ω/cm
	Rezystancja do podłoża	R _b	10 $\text{G}\Omega/\text{cm}$

Tabela 4.4-9. Zestawienie parametrów modelu części Rz (detektor c, rysunek 4.4-1) strony wewnętrznej półmodułu warstwy wewnętrznej systemu detektora śladowego eksperymentu DELPHI.

Na podstawie parametrów z tabeli 4.4-9 sporządzono wejściowy zbiór konfiguracyjny do programu `det_net.exe`, którym wygenerowano sieć odpowiadającą modelowi części Rz półmodułu (9 pasków dyfuzyjnych podzielonych na 20 sekcji). Sieć tę dołączono do wcześniej wygenerowanego modelu części R ϕ , uzyskując model całej strony wewnętrznej półmodułu warstwy wewnętrznej. Połączenia między modelami dokonano przez rezystory o wartości 270 Ω , modelujące rezystancje szeregowie drugiego metalu części Rz i całość podłączono do wzmacniacza MX6. Ładunek był wstrzykiwany na końcu pasków p części R ϕ oraz na początku pasków n części Rz, tuż przy wzmacniaczach odczytu. Miało to na celu sprawdzenie wyników z rysunku 4.4-2, gdzie rozrózowano SNR z obu części półmodułu. Uzyskano SNR = 16.8 dla sygnału generowanego w części R ϕ i SNR = 17.1 dla części Rz. Z pomiarów uzyskano wyniki odpowiednio dla części R ϕ i Rz SNR = 13 i SNR = 12. Różnice między pomiarami a rezultatami symulacji wynoszą 29% i 42% odpowiednio dla części R ϕ i Rz.

Tak duże błędy zdaniem autora są dużym zaskoczeniem, gdyż moduł składa się w połowie z symulowanych już płytek typu a (błąd był bardzo mały), jednej płytki c o parametrach bardzo podobnych do płytki a i jednej płytki c z dwoma warstwami metalu, ale stosunkowo krótkich paskach, zatem małym wpływem na wyjściowy stosunek sygnału do szumu. Poza tym strona n detektora c była już symulowana z bardzo dobrymi rezultatami (druga, zewnętrzna strona tego półmodułu).

Strona wewnętrzna półmodułu warstwy bliższej

Strona wewnętrzna półmodułu warstwy bliższej składa się z dwóch detektorów typu d (rysunek 4.4-1 i tabela 4.4-1). Struktura ta nie jest jednorodna, gdyż połączono ze sobą dwie przeciwne strony detektora dwustronnego typu d. Paski na obydwu płytkach są do siebie

ortogonalne i różnią się odległościami międzypaskowymi. Strona z paskami typu p (współrzędna $R\phi$) ma jedną warstwę metalu, zaś strona n (współrzędna Rz) – dwie. Model całego półmodułu autor zbudował z połączenia modeli obu jego części.

Model strony p ($R\phi$) detektora typu d

Postępując podobnie jak wcześniej, autor uzyskał parametry strony p ($R\phi$) detektora typu d zebrane w tabeli 4.4-10. Do wyliczania pojemności międzypaskowych autor używa wzoru (4.4-1), dlatego w modelu wszystkie paski są czytane. Również dla strony n (współrzędna Rz) autor postępuje podobnie, zatem oba modele dadzą się łatwo połączyć.

		Oznaczenie	Wartość
Parametry	Odczyt	Readout	1 (każdy pasek)
	Wzmacniacz odczytu	-	MX6
	Długość pasków	Length	7.7 cm
	Grubość detektora	Thickness	310 μm
	Rezystory polaryzujące	Rbias	4 $\text{M}\Omega$
	Prąd upływu jednego paska	Ilk	1 nA
	Pojemność do podłoża	Cb	167 fF/cm
	Pojemność sprzęgająca	Cc	10 pF/cm
	Pojemność międzypaskowa, 1. sąsiad – dyfuzja	Ci_d	460 fF/cm
	Pojemność międzypaskowa, 1. sąsiad – metal	Ci_m	140 fF/cm
	Pojemność międzypaskowa, 2. sąsiad – dyfuzja	Ci2_d	92 fF/cm
	Pojemność międzypaskowa, 2. sąsiad – metal	Ci2_m	28 fF/cm
	Rezystancja dyfuzji	Rd	25 $\text{k}\Omega/\text{cm}$
	Rezystancja metalu	Rm	35 Ω/cm
	Rezystancja do podłoża	Rb	10 $\text{G}\Omega/\text{cm}$

Tabela 4.4-10. Zestawienie parametrów modelu strony p ($R\phi$) detektora typu d (rysunek 4.4-1). Jest on używany w symulacji strony wewnętrznej półmodułu warstwy bliższej systemu detektora śladowego eksperymentu DELPHI.

Poniżej podano krótkie wyjaśnienia wartości parametrów.

- Długość pasków przyjęto taką jaka dotyczy SNR z rysunku 4.4-2.
- Pojemność do podłoża C_b wyliczono jako pojemność kondensatora płaskiego o wymiarach 50 μm (szerokość), 1 cm (długość) i 310 μm (grubość) wypełnionego krzemem.
- Pojemność międzypaskową autor wyliczył ze wzoru (4.4-1). Wynosi ona 0.6 pF/cm; podzielono ją na warstwy dyfuzji i metalu zgodnie ze wzorami (2.5-16a) i (2.5-16b), tj. $C_{i_m}/C_{i_d} = 0.314$.
- Pojemności do drugiego sąsiada w warstwie dyfuzji C_{i2_d} i metalu C_{i2_m} przyjęto jako 20% pojemności do pierwszego sąsiada w odpowiednich warstwach.
- Pojemność sprzęgającą C_c przyjęto jako wartość minimalną z [28].
- Prąd upływu przyjęto jako typową wartość 1 nA.
- Rezystancje polaryzujące przyjęto jako wartość minimalną z [28].
- Rezystancje warstwy metalu obliczono jako odpowiadającą aluminium o grubości około 1 μm (rezystancja warstwowa 28 $\text{m}\Omega/\square$).
- Rezystancję warstwy dyfuzji obliczono przyjmując rezystancję warstwową około 15 Ω/\square .

Na podstawie parametrów z tabeli 4.4-10 sporządzono wejściowy zbiór konfiguracyjny do programu `det_net.exe`, którym wygenerowano sieć odpowiadającą

stronie p (R_p) detektora typu d będącego częścią strony wewnętrznej półmodułu warstwy bliższej (9 pasków dyfuzyjnych podzielonych na 20 sekcji). Sieć tą podłącza się do analogicznego modelu strony n (R_z) detektora typu d. Razem modele tworzą sieć odpowiadającą całej stronie wewnętrznej półmodułu warstwy bliższej.

Model strony n (R_z) detektora typu d

Postępując analogicznie jak w przypadku analizowanych już detektorów z dwoma warstwami metalu, autor uzyskał parametry strony n (R_z) detektora typu d zebrane w tabeli 4.4-11. Do wyliczania pojemności międzypaskowych autor używa wzoru (4.4-1).

		Oznaczenie	Wartość
Parametry	Odczyt	Readout	1 (każdy pasek)
	Wzmacniacz odczytu	-	MX6
	Długość pasków	Length	1.9 cm
	Grubość detektora	Thickness	310 μm
	Rezystory polaryzujące	Rbias	4 $\text{M}\Omega$
	Prąd upływu jednego paska	Ilk	2 nA
	Pojemność do podłoża	Cb	501 fF/cm
	Pojemność sprzęgająca	Cc	20 pF/cm
	Pojemność międzypaskowa, 1. sąsiad – dyfuzja	Ci_d	430 fF/cm
	Pojemność międzypaskowa, 1. sąsiad – metal	Ci_m	1940 fF/cm
	Pojemność międzypaskowa, 2. sąsiad – dyfuzja	Ci2_d	86 fF/cm
	Pojemność międzypaskowa, 2. sąsiad – metal	Ci2_m	388 fF/cm
	Rezystancja dyfuzji	Rd	19 $\text{k}\Omega/\text{cm}$
	Rezystancja metalu	Rm	16 Ω/cm
	Rezystancja do podłoża	Rb	10 $\text{G}\Omega/\text{cm}$

Tabela 4.4-11. Zestawienie parametrów modelu strony n (R_z) detektora typu d (rysunek 4.4-1). Jest on używany w symulacji strony wewnętrznej półmodułu warstwy bliższej systemu detektora śladowego eksperymentu DELPHI.

Poniżej podano krótkie uzasadnienia wartości parametrów.

- Długość pasków przyjęto taką jaką dotyczy SNR z rysunku 4.4-2.
- Pojemność do podłoża C_b wyliczono z modelu płaskiego kondensatora o wymiarach 150 μm (szerokość), 1 cm (długość) i 310 μm (grubość) wypełnionego krzemem.
- Pojemności międzypaskowe autor wyliczył ze wzoru (4.4-1). Paski n^+ są separowane za pomocą poszerzonych pasków metalowych i ich szerokość jest brana do wzoru. Otrzymuje się pojemność w warstwach dyfuzji i metalu 0.56 pF/cm; podzielono ją na warstwy dyfuzji i metalu zgodnie ze wzorami (2.5-16a) i (2.5-16b), tj. $C_{i_m}/C_{i_d} = 0.314$.
- Do pojemności C_{i_m} wyliczonej wyżej, należy dodać pojemności od drugiego metalu. Ze wzoru (4.4-1) dla $p = 50 \mu\text{m}$ i $w = 9 \mu\text{m}$ dostaje się pojemność 0.19 pF/cm sprzężenia między paskami tego metalu. Po przeliczeniu tej pojemności z pasków metalu drugiego o długości 6.07 cm na paski metalu pierwszego o długości 1.9 cm otrzymuje się 0.6 pF/cm. Dla tej strony detektora występuje 384 przecięć metalu drugiego i pierwszego a należy pojemności skrzyżowań przeliczyć na 1.9 cm długości pasków metalu pierwszego. Biorąc wcześniej przyjętą wartość 6 fF/skrzyżowanie [1] otrzymuje się ostatni składnik pojemności C_{i_m} równy 1.21 pF/cm.
- Pojemności do drugiego sąsiada w warstwie dyfuzji C_{i2_d} i metalu C_{i2_m} przyjęto jako 20% pojemności do pierwszego sąsiada w odpowiednich warstwach.

- Pojemność sprzęgającą C_c przyjęto jako wartość minimalną z [28].
- Ponieważ rozważany detektor jest dwustronny, sumy prądów upływu po obu jego stronach muszą być równe. Dla strony p przyjęto prąd 1 nA i było 768 pasków dyfuzyjnych. Strona n ma 384 paski dyfuzyjnych, stąd prąd upływu strony n wynosi 2 nA.
- Rezystancje polaryzujące przyjęto z [28].
- Rezystancje warstwy metalu obliczono jako odpowiadającą aluminium o grubości około 1 μm (rezystancja warstwowa 28 $\text{m}\Omega/\square$).
- Rezystancję warstwy dyfuzji obliczono przyjmując rezystancję warstwową około 15 Ω/\square .

Na podstawie parametrów z tabeli 4.4-11 sporządzono wejściowy zbiór konfiguracyjny do programu `det_net.exe`, którym wygenerowano sieć odpowiadającą modelowi strony n detektora typu d (9 pasków dyfuzyjnych podzielonych na 20 sekcji). Sieć tę dołączono do wcześniej wygenerowanego modelu strony p tego detektora, uzyskując model strony wewnętrznej półmodułu warstwy bliższej. Połączenia między obiema częściami dokonano przez rezystory o wartości 190 Ω , modelujące rezystancje szeregowo drugiego metalu strony p i całość podłączono do wzmacniacza MX6. Ładunek był wstrzykiwany na końcu pasków detektora na części p oraz na początku pasków n, tuż przy wzmacniaczach odczytu. Miało to na celu sprawdzenie wyników z rysunku 4.4-2, gdzie rozróżniono SNR z obu części modułu. Uzyskano $\text{SNR} = 22.1$ dla sygnału generowanego na paskach p i $\text{SNR} = 22.9$ dla pasków n. Z pomiarów uzyskano wyniki odpowiednio dla pasków p i n $\text{SNR} = 14$ i $\text{SNR} = 17$. Różnice między pomiarami a rezultatami symulacji, wynoszące 64% i 30% odpowiednio dla pasków p i n, są bardzo duże.

Strona zewnętrzna półmodułu warstwy bliższej

Strona zewnętrzna półmodułu warstwy bliższej składa się z dwóch detektorów typu d (rysunek 4.4-1 i tabela 4.4-1), bardzo podobnych do analizowanych wcześniej dla drugiej strony badanego półmodułu. W zasadzie część z paskami typu p ma identyczne parametry jak określone dla strony wewnętrznej półmodułu. Jedyne teraz detektor jest nieco krótszy. Wystarczy zatem wygenerować programem `det_net.exe` sieć odpowiadającą temu modelowi ze zmienioną jedynie długością `Length`.

Strona n detektora typu d dla tego przypadku wymaga ponownego przeliczenia pojemności modelu ze względu na inną strukturę czytania detektora.

Model strony n (R_z) detektora typu d

Postępując analogicznie jak poprzednio, autor uzyskał parametry strony n (R_z) detektora typu d zebrane w tabeli 4.4-12.

Za pitch odczytu autor przyjmuje wartość średnią z trzech części detektora. Poniżej podano krótkie uzasadnienia wartości parametrów.

- Długość pasków przyjęto taką jak dotyczy SNR z rysunku 4.4-2.
- Pojemność do podłoża C_b wyliczono z modelu płaskiego kondensatora o wymiarach 66 μm (szerokość), 1 cm (długość) i 310 μm (grubość) wypełnionego krzemem.
- Pojemności międzypaskowe autor wyliczył ze wzoru (4.4-1). Paski n^+ są separowane za pomocą poszerzonych pasków metalowych i ich szerokość jest brana do wzoru. Otrzymuje się pojemność w warstwach dyfuzji i metalu 0.68 pF/cm; podzielono ją na warstwy dyfuzji i metalu zgodnie ze wzorami (2.5-16a) i (2.5-16b), tj. $C_{i_m}/C_{i_d} = 0.314$.
- Do pojemności C_{i_m} wyliczonej wyżej, należy dodać pojemności od drugiego metalu. Ze wzoru (4.4-1) dla $p = 50 \mu\text{m}$ i $w = 9 \mu\text{m}$ dostaje się pojemność 0.19 pF/cm sprzężenia

między paskami tego metalu. Po przeliczeniu tej pojemności z pasków metalu drugiego o długości 7.9 cm na paski metalu pierwszego o długości 5.7 cm otrzymuje się 0.26 pF/cm. Dla tej strony detektora występuje 1152 przecięcia metalu drugiego i pierwszego a należy pojemności skrzyżowań przeliczyć na 5.7 cm długości pasków metalu pierwszego. Biorąc wcześniej przyjętą wartość 6 fF/skrzyżowanie [1] otrzymuje się ostatni składnik pojemności C_{i_m} równy 1.21 pF/cm.

- Pojemności do drugiego sąsiada w warstwie dyfuzji C_{i2_d} i metalu C_{i2_m} przyjęto jako 20% pojemności do pierwszego sąsiada w odpowiednich warstwach.
- Pojemność sprzęgająca C_c przyjęto jako wartość minimalną z [28].
- Ponieważ rozważany detektor jest dwustronny, sumy prądów upływu po obu jego stronach muszą być równe. Dla strony p przyjęto prąd 1 nA i było 768 pasków dyfuzyjnych. Strona n ma 1152 pasków dyfuzyjnych, stąd prąd upływu jednego paska strony n wynosi około 0.7 nA. Do jednego kanału są podłączone trzy paski, stąd wartość w tabeli.
- Rezystancje polaryzujące przyjęto z [28] jako 4 M Ω /pasek, do jednego kanału są podłączone trzy paski, stąd wartość w tabeli.
- Rezystancje warstwy metalu obliczono jako odpowiadającą aluminium o grubości około 1 μ m (rezystancja warstwowa 28 m Ω / \square).
- Rezystancję warstwy dyfuzji obliczono przyjmując rezystancję warstwową około 15 Ω / \square .

		Oznaczenie	Wartość
Parametry	Odczyt	Readout	1 (każdy pasek)
	Wzmacniacz odczytu	-	MX6
	Długość pasków	Length	5.7 cm
	Grubość detektora	Thickness	310 μ m
	Rezystory polaryzujące	Rbias	1.3 M Ω
	Prąd upływu jednego paska	Ilk	2 nA
	Pojemność do podłoża	Cb	220 fF/cm
	Pojemność sprzęgająca	Cc	20 pF/cm
	Pojemność międzypaskowa, 1. sąsiad – dyfuzja	C_{i_d}	520 fF/cm
	Pojemność międzypaskowa, 1. sąsiad – metal	C_{i_m}	1630 fF/cm
	Pojemność międzypaskowa, 2. sąsiad – dyfuzja	C_{i2_d}	104 fF/cm
	Pojemność międzypaskowa, 2. sąsiad – metal	C_{i2_m}	326 fF/cm
	Rezystancja dyfuzji	Rd	19 k Ω /cm
	Rezystancja metalu	Rm	16 Ω /cm
	Rezystancja do podłoża	Rb	10 G Ω /cm

Tabela 4.4-12. Zestawienie parametrów modelu strony n (Rz) detektora typu d (rysunek 4.4-1). Jest on używany w symulacji strony zewnętrznej półmodułu warstwy bliższej systemu detektora śladowego eksperymentu DELPHI.

Na podstawie parametrów z tabeli 4.4-12 sporządzono wejściowy zbiór konfiguracyjny do programu `det_net.exe`, którym wygenerowano sieć odpowiadającą modelowi strony n detektora typu d (9 pasków dyfuzyjnych podzielonych na 20 sekcji). Sieć tę dołączono do wcześniej wygenerowanego modelu strony p tego detektora, uzyskując model strony zewnętrznej półmodułu warstwy bliższej. Połączenia między obiema częściami dokonano przez rezystory o wartości 250 Ω , modelujące rezystancje szeregowo drugiego metalu strony p i całość podłączono do wzmacniacza MX6. Ładunek był wstrzykiwany na końcu pasków detektora na części n oraz na początku pasków p, tuż przy wzmacniaczach odczytu. Miało to na celu sprawdzenie wyników z rysunku 4.4-2, gdzie rozrózniono SNR z

obu części modułu. Uzyskano $SNR = 15.2$ dla sygnału generowanego na paskach n i $SNR = 16.2$ dla pasków p. Z pomiarów uzyskano wyniki odpowiednio dla pasków n i p $SNR = 11$ i $SNR = 13$ [28]. Różnice między pomiarami a rezultatami symulacji wynoszą 38% i 25% odpowiednio dla pasków n i p.

4.4.4. Wnioski na podstawie porównania wyników pomiarowych i symulacji

W tabeli 4.4-13 zestawiono wyniki pomiarowe stosunku sygnału do szumu poszczególnych półmodułów systemu detektora śladowego eksperymentu DELPHI oraz rezultaty symulacji ich modeli wraz z zaznaczeniem cech ich części.

poszczególne części systemu			budowa części Rφ lub Rz półmodułu	dwie warstwy metalu	detektory dwustronne	SNR z pomiarów [V/V]	SNR z symulacji [V/V]	różnica [%] SNR z symulacji i pomiarów
detektor minipaskowy, paski typu p			-	-	-	40	38.3	- 4
warstwa zewnętrzna	strona wewnętrzna	oś Rφ, paski p	a+a+a+a	-	-	30	29.7	- 1
	strona zewnętrzna	oś Rz, paski p	b+b+b+b	b b b b	-	17	16.0	- 6
warstwa wewnętrzna	strona wewnętrzna	oś Rφ, paski p	c+a+a	-	c	13	17.1	+ 29
		oś Rz, paski n	c	c	c	12	16.8	+ 42
	strona zewnętrzna	oś Rφ, paski p	c	-	c	17	15.5	- 9
		oś Rz, paski n	c	c	c	17	16	- 6
warstwa bliższa	strona wewnętrzna	oś Rφ, paski p	d	-	d	17	22.1	+ 30
		oś Rz, paski n	d	d	d	14	22.9	+ 64
	strona zewnętrzna	oś Rφ, paski p	d	-	d	13	16.2	+ 25
		oś Rz, paski n	d	d	d	11	15.2	+ 38

Tabela 4.4-13. Zestawienie cech budowy poszczególnych paskowych części systemu detektora śladowego eksperymentu DELPHI wraz ze stosunkiem sygnału do szumu uzyskanym z pomiarów w [28] i [29] oraz symulacji autora. Nazwy a, b, c i d odnoszą się do poszczególnych detektorów zgodnie z rysunkiem 4.4-1. Ich podstawowe parametry są zebrane w tabeli 4.4-1. Ostatnia kolumna zawiera różnice między danymi pomiarowymi i pochodzącymi z symulacji autora.

Z tabeli widać, że symulacje zgadzają się dobrze z pomiarami dla półmodułów zbudowanych z detektorów jednostronnych, dla których autor dysponował stosunkowo bogatymi parametrami, w szczególności dotyczącymi pojemności międzypaskowych.

Wyjątek stanowi detektor minipaskowy, którego pojemności międzypaskowe autor wyliczył ze wzoru (4.4-1). Opiera się on na założeniu, że pojemności te zależą przede wszystkim od stosunku szerokości pasków do odległości międzypaskowej. Dla dużego zakresu tego stosunku zależność ta jest liniowa [16]. Uzyskana bardzo dobra zgodność wyników pomiarów i symulacji potwierdza użyteczność empirycznej zależności (4.4-1) i założeń z nią związanych.

W przypadku strony zewnętrznej półmodułu warstwy zewnętrznej, złożonej z detektorów typu b z dwoma warstwami metali, wynik uzyskany z symulacji dobrze zgadza się z pomiarami. Do budowy modelu półmodułu typu b+b+b+b autor wykorzystał zmierzone pojemności w warstwach obu metali. Można więc sądzić, że metody stosowane przez autora nadają się również do symulacji detektorów z dwoma warstwami metali, o ile pojemności pochodzące od obu tych warstw są znane. Symulacja tej części systemu pokazała duży wpływ na własności szumowe rezystancji pochodzącej od drugiego metalu.

Symulacje poszczególnych stron półmodułów w warstwach wewnętrznej i bliższej dały rezultaty znacznie różniące się od wyników pomiarów. Jedynym wyjątkiem jest zewnętrzna strona półmodułu warstwy wewnętrznej. Paski n i p tej strony mają zbliżony udział w całkowitej długości pasków. Analogicznie, na stronie zewnętrznej półmodułu warstwy bliższej, paski n i p tworzą pasek w podobnym stopniu i błąd uzyskany w tym wypadku jest mniejszy, niż dla strony wewnętrznej tego półmodułu. Można stąd wyciągnąć wniosek, że symulacje są dokładniejsze jeśli wyjściowy stosunek sygnału do szumu zależy także w znacznym stopniu od parametrów części zbudowanej z pasków n. Jeśli tak jak w przypadku stron wewnętrznych w warstwach wewnętrznej i bliższej, wyjściowy stosunek sygnał-szum zależy przede wszystkim od pasków p, wyniki symulacji są mniej dokładne. W symulacjach autor zakładał, że strony p z jedną warstwą metalu detektorów dwustronnych mają podobne parametry jak detektory jednostronne. Na podstawie wyników symulacji można przypuszczać, że ich parametry są jednak gorsze.

Z tabeli widać także, że dla detektorów dwustronnych pomiarowe stosunki sygnału do szumu, odpowiadające paskom n, mają mniejsze wartości, niż te odpowiadające paskom p. Jedynym wyjątkiem jest strona zewnętrzna warstwy wewnętrznej, gdzie SNR w obu przypadkach jest taki sam. Z symulacji wyniki na paskach n i p są zawsze zbliżone. Powoduje to, że wykluczając ten jeden szczególny przypadek, błędy wyników symulacji są większe dla pasków n. Można to jedynie wytłumaczyć pewnymi stratami ładunku wygenerowanego na paskach n. Paski te są izolowane od siebie za pomocą dodatkowych pasków stopujących (detektory typu c w warstwie wewnętrznej) lub poszerzonych elektrod metalowych (detektory typu d w warstwie bliższej). Być może, że zaburzenia pola elektrycznego przy paskach zbierających ładunek, powodują, że jego nieznaczna część jest tracona. Do zrównania błędów symulacji dotyczących ładunku generowanego na paskach n i p, wystarczy założenie straty ładunku przy paskach n od 5% dla strony wewnętrznej warstwy wewnętrznej, do 20% dla strony wewnętrznej warstwy bliższej. Sprzeczne z tą hipotezą są wyniki pomiarów dotyczące strony zewnętrznej warstwy wewnętrznej, gdzie dla obu części: i z paskami n, i z paskami p, zmierzono takie same stosunki sygnału do szumu [28].

5. Podsumowanie

W niniejszej pracy autor przedstawił metody umożliwiające symulację symulatorem SPICE krzemowych detektorów paskowych wraz z ich wzmacniaczami odczytu, celem określenia ich krytycznych w zastosowaniach własności szumowych. Zostały również pokazane wyniki uzyskane z symulacji wykonanych na podstawie tych wprowadzonych metod.

Autor zaproponował uniwersalny model krzemowych detektorów paskowych, umożliwiający symulację różnych ich typów, w tym detektorów z dwoma warstwami metalu. Został napisany program generujący opis sieci elektrycznej takiego modelu w formacie symulatora obwodów elektronicznych SPICE. Z uwagi na wielką liczbę elementów sieci odpowiadającej proponowanemu modelowi, program ten wydaje się być nieodzownym do efektywnego symulowania detektorów paskowych. Wszystkie wyniki prezentowane w pracy zostały uzyskane z symulacji modeli wygenerowanych tym programem. Praca zawiera szczegółowy opis działania programu, jego parametrów oraz formatów jego zbioru wejściowego i wyjściowego.

Do symulacji modeli detektorów paskowych potrzebne były pewne ważne informacje, takie jak kształt impulsów generowanych w detektorze przez przechodzącą cząstkę, czas zbierania ładunku. Zostały one wyliczone na gruncie teorii złącza p-n, wprowadzonej w pracy w objętości gwarantującej uzyskanie spójnej całości i obliczenie wartości liczbowych ważniejszych parametrów detektorów.

Do modelowania szumów detektorów paskowych niezbędnym jest wyposażenie ich w modele elektroniki odczytu, nierozdzielnie z nimi stowarzyszonej. W tym celu autor wprowadził ogólną metodę modelowania ładunkowych wzmacniaczy odczytu na wysokim poziomie abstrakcji. Do uzyskania modeli takich wzmacniaczy według metody autora potrzeba niewielu, zazwyczaj dobrze znanych parametrów. Metoda ta została zastosowana do zbudowania modeli wzmacniaczy odczytu stosowanych w eksperymencie DELPHI. Przeprowadzono ich symulacje, które dały wyniki bardzo dobrze zgadzające się z parametrami szumowymi rzeczywistych wzmacniaczy (błędy poniżej 0.2%). Potwierdza to słuszność metod wprowadzonych i stosowanych przez autora. Bardzo mała różnica szumów uzyskanych z symulacji w porównaniu z szumami rzeczywistymi, pozwala stwierdzić, że wszystkie założenia metody autora są bardzo dobrze spełnione. Należy także podkreślić dużą dokładność z jaką symulator SPICE symuluje szumy układów.

Modele detektorów paskowych i ich elektroniki odczytu, połączone w kompletne kanały odczytowe, były symulowane w celu zbadania wrażliwości wyjściowego stosunku sygnału do szumu na zmiany poszczególnych parametrów detektorów. Symulacje te miały na celu pokazanie dogodności i możliwości metod wprowadzonych przez autora. Za ich pomocą można szybko badać własności szumowe praktycznie dowolnych krzemowych detektorów paskowych o znanych lub założonych parametrach elektrycznych, a także określać wpływ elektroniki odczytu.

Przeprowadzono symulacje modeli wszystkich paskowych części krzemowego detektora śladowego eksperymentu DELPHI. Uzyskane stosunki sygnału do szumu zgadzają się dobrze z pomiarami dla detektorów jednostronnych, w tym z dwoma warstwami metali. Dla detektorów dwustronnych rezultaty symulacji dają zwykle wyniki większe niż uzyskane z pomiarów.

W niniejszej pracy autor zajmował się przede wszystkim parametrami elektrycznymi detektorów paskowych, pomijając gdzie tylko to było możliwe, bardzo skomplikowany problem zamiany ich parametrów elektrycznych na technologiczne, który znacznie przekracza ramy niniejszej pracy. Z powodu braku odpowiednio bogatych i precyzyjnych danych eksperymentalnych na temat detektora DELPHI, autor niekiedy był zmuszony do wyliczania niektórych parametrów. Brak kompletnych pomiarów wszystkich parametrów używanych przez autora, może potwierdzać nowatorstwo metod proponowanych w niniejszej pracy. W ogólności przy zamianie parametrów technologicznych detektorów (najczęściej wymiarów) na ich parametry elektryczne, najbardziej wydaje się być użyteczny inny symulator, umożliwiający analizę struktur krzemowych.

W teraźniejszych eksperymentach fizyki wielkich energii używane są dwuwymiarowe odmiany jednowymiarowej struktury detektora paskowego. Nazywa się je detektorami pikselowymi i padowymi. Powstały one przez podzielenie pasków detektora paskowego na najczęściej prostokątne części. Te części, zwane pikselami lub padami, stosownie do ich wielkości, są zatem ułożone w strukturę macierzową, umożliwiającą pozycyjną detekcję cząstek (kwantów) w dwóch wymiarach. Wydaje się więc, że wyniki uzyskane w niniejszej pracy mogą być w przyszłości rozszerzone na detektory pikselowe i padowe [20].

Autor ma nadzieję, że w przyszłości metody stosowane w pracy przyczynią się do szybszego, dokładniejszego i tańszego projektowania krzemowych detektorów paskowych oraz dadzą się przenieść na grunt detektorów im pochodnych, w szczególności pikselowych i padowych.

Bibliografia

- [1] Alexander J., *R&D for the CLEO III Silicon Vertex Detector*. Cornell University, 1998.
Z tych materiałów autor wykorzystuje informacje dotyczące sprzężeń między dwoma warstwami metali detektorów paskowych.
- [2] Allport P.P., Seller P. i Tyndel M., *A low power CMOS VLSI multiplexed amplifier for silicon strip detectors*. Nuclear Instruments & Methods in Physics Research A 273 (1988) 630-635.
Źródło danych o wzmacniaczach odczytu.
- [3] Ardelean J., Seller P., prywatna korespondencja autora.
Z korespondencji z naukowcami zaangażowanymi w projektowanie elektroniki odczytu dla eksperymentu DELPHI autorowi udało się uzyskać jedynie niektóre dane potrzebne do zbudowania modelu fizycznego wzmacniaczy. Zmusiło to autora do poszukiwania innych rozwiązań. Tak powstała metoda modelowania wzmacniaczy odczytu na wyższym poziomie abstrakcji, która jest stosowana w niniejszej pracy. Pozwala ona zbudować bardzo dokładne modele wzmacniaczy na podstawie znacznie mniejszej ilości danych, zazwyczaj dobrze znanych.
- [4] Ardelean J. i in., *Noise evaluation and improvement of the LAL-RAL microplex read-out chip for the DELPHI μ -vertex detector*. Nuclear Instruments & Methods in Physics Research A 315 (1992) 393-996.
Źródło danych o wzmacniaczu TRIPLEX.
- [5] Ardelean J. i in., *TRIPLEX: An Amplification and Trigger Chip for a Si-strip Microvertex Detector*. LAL Documentation, France, 1997.
Opis wzmacniacza TRIPLEX.
- [6] Barberis E. i in., *Analysis of Capacitance Measurements on Silicon Microstrip Detectors*. IEEE Transactions on Nuclear Science, Vol. 41, No. 4, August 1994.
Źródło danych o detektorach.
- [7] Bonvivincini V., Zampa N., *Junction and interstrip capacitance of silicon microstrip detectors*. Università di Trieste and INFN – Sezione di Trieste, 1992.
Źródło danych o detektorach.
- [8] Brenner R., Eklund C., *First Testbench Measurements of the DELPHI Vertex Detector Outer Layer Modules for the 1996 Upgrade*. Report Series HU-SEFT RD 1995-04. Research Institute for High Energy Physics, University of Helsinki, 1995.
Źródło danych o detektorze Rz warstwy zewnętrznej systemu detektora śladowego eksperymentu DELPHI.
- [9] Caccia M. i in., *A Si strip detector with integrated coupling capacitors*. Nuclear Instruments & Methods in Physics Research A 260 (1987) 124-131.
Źródło danych o detektorach. Jako jedna z niewielu publikacja ta podaje szczegóły procesu produkcyjnego detektorów, takie jak np. rezystancje warstw.
- [10] Collins P., *Experience with silicon detectors at the DELPHI experiment, LEP*. Nuclear Instruments & Methods in Physics Research A 383 (1996) 1-6.
Opis najnowszej wersji krzemowego detektora śladowego eksperymentu DELPHI.

- [11] Detektory minipaskowe – specyfikacja dla producenta (Micron Semiconductor Ltd) z roku 1994. Wewnętrzny dokument eksperymentu DELPHI.
Z tego dokumentu autor przyjmuje parametry do symulacji detektora minipaskowego.
- [12] Gatti E., Manfredi P. F., *Processing the signals from solid-state detectors in elementary-particle physic. Rivista del Nuovo Cimento* 9(1), 2 (1986).
Informacja z tej pozycji jest wykorzystana jedynie we wstępie.
- [13] Gąsior M., Niepublikowany raport z pomiarów detektorów paskowych i struktur testowych. Pomiarzy wykonano w laboratorium Instytutu Fizyki i Techniki Jądrowej w Krakowie w 1998 roku.
Badania wykonane zostały w ramach stażu autora w Katedrze Elektroniki AGH. W raporcie zawarte zostały wyniki pomiarów jedenastu detektorów o powierzchniach od 0.35 do 18.6 cm² oraz kilku struktur testowych. Detektory i struktury umieszczone były na jednej płytce krzemu o średnicy około 10 cm. Wyniki i doświadczenie zdobyte przez autora mają duży wpływ na kształt niniejszej pracy.
- [14] Gryboś P., *Badanie jonizacyjnych uszkodzeń radiacyjnych w krzemowych detektorach paskowych dla eksperymentów na akceleratorze LHC*. Praca doktorska, Wydział Fizyki i Techniki Jądrowej AGH, 1995.
Pozycja pomocna autorowi w przygotowaniu wstępu, teorii złącza p-n oraz modelu detektorów paskowych.
- [15] Hall G., Vite D. i Wheadon R., *Calculation of the geometrical capacitance of silicon microstrip structures using a variational approach*. Nuclear Instruments & Methods in Physics Research A 326 (1993) 228-233.
Źródło danych o detektorach.
- [16] Husson D., *Capacitance Modelling for Double-sided Si detectors with Double-Metal Readout*. IEEE Transactions on Nuclear Science, 1994.
Źródło danych o detektorach, w tym detektorach dwustronnych. Informacje zawarte w pracy autor wykorzystuje przy obliczeniach pojemności detektorów.
- [17] Idzik M., *Modelowanie i optymalizacja modułu krzemowego detektora pozycyjnego dla potrzeb eksperymentów na akceleratorze LHC*. Praca doktorska, Wydział Fizyki i Techniki Jądrowej AGH, 1995.
Praca pomogła autorowi w przygotowaniu wstępu, teorii złącza p-n oraz modelu detektora. Pakiet programów związany z tą pracą otrzymany od pana doktora Idzika umożliwił symulację generacji prądów na paskach, co pozwoliło autorowi potwierdzić, że są one bardzo zbliżone do przewidywanych teoretycznie.
- [18] Kemmer J., *Fabrication of low noise silicon radiation detectors by planar process*. Nuclear Instruments & Methods in Physics Research 169, 449 (1980).
Informacja z tej pozycji jest wykorzystana jedynie we wstępie.
- [19] Korbel K., *Elektronika jądrowa część 2*. Skrypt AGH, 1985.
Między innymi omawia budowę i zasadę działania detektorów krzemowych oraz stowarzyszonej elektroniki. Była pomocna przy opracowywaniu teorii złącza p-n oraz stanowiła najważniejsze wsparcie przy pracy nad teorią szumów wzmacniaczy odczytu.
- [20] Kucewicz W., prywatna informacja.
Osoba Promotora, eksperta w dziedzinie detektorów krzemowych, była niezastąpionym źródłem informacji na temat detektorów paskowych oraz im

pokrewnych pikselowych i padowych. Z uwagi na specyfikę pracy, bez takiej pomocy autor nie potrafiłby zdobyć potrzebnych podstaw wiedzy, na gruncie których mógł dalej prowadzić badania.

- [21] Kuźmicz W., *Projektowanie analogowych układów scalonych*. Seria USE, WNT, Warszawa 1985.
Książka opisuje zagadnienia dotyczące projektowania analogowych układów scalonych. Dla autora była pomocna przy opracowywaniu teorii złącza p-n, własności materiałowych krzemu. Zawiera dużą liczbę wzorów projektowych, często półempirycznych.
- [22] Masciocchi S. i in., *Capacitance measurements on silicon microstrip detectors*. IEEE Transactions on Nuclear Science, Vol. 40, No. 4, August 1993.
Źródło przykładowych parametrów detektorów.
- [23] McKay K. G., *Electron-hole production in germanium by alpha particle*. Phys. Rev. 84, 829 (1951).
Informacja z tej pozycji jest wykorzystana jedynie we wstępie.
- [24] Pałka H., Zalewska A., prywatna informacja.
Autor uzyskał tą drogą wiele ważnych danych, w szczególności dotyczących detektora DELPHI, bezpośrednio od życzliwych naukowców pracujących w tym eksperymencie.
- [25] Selly S., *Układy elektroniczne*. WNT, Warszawa 1975.
Autor wykorzystał przedstawione tu w sposób dość precyzyjny zagadnienia dotyczące fizyki złącza p-n. Część wyprowadzeń jednak autor musiał zrobić sam z uwagi na specyfikę niniejszej pracy.
- [26] Stanton J., *A low power low noise amplifier for a 128 channel detector read-out chip*. IEEE Transactions on Nuclear Science, Vol. 36, No. 1, February 1989.
Źródło danych o wzmacniaczach odczytu.
- [27] *Technical specifications DELPHI single-sided microstrip detectors*, DELPHI Collaboration. Wewnętrzna specyfikacja parametrów detektorów warstwy zewnętrznej przeznaczona dla producentów, rok 1993.
Autor posiłkował się nią przy ustalaniu parametrów modelu detektorów warstwy zewnętrznej. Była ona głównym źródłem tych danych.
- [28] *The DELPHI Silicon Strip Microvertex Detector with Double Sided Readout*, DELPHI Collaboration. CERN-PPE, June 1995.
Opis poprzedniej wersji detektora krzemowego eksperymentu DELPHI.
- [29] *The DELPHI Silicon Tracker at LEP2*, DELPHI Collaboration. DELPHI, November 1997.
Opis najnowszej wersji detektora krzemowego eksperymentu DELPHI. W tej publikacji znajdują się pomiary stosunku sygnał-szum poszczególnych części tego detektora.
- [30] Zalewska A., *Conventions for the barrel part of the DELPHI Silicon Tracker 1996*. DELPHI 96-146 MVX 18, October 1996.
Szczegółowy opis budowy krzemowego detektora śladowego eksperymentu DELPHI.