



**AGH**

Wydział Fizyki i Informatyki Stosowanej

---

## **Praca magisterska**

**Joanna Tokarz**

kierunek studiów: **fizyka techniczna**

# **Projektowanie elektroniki front-end dla detektorów słomkowych w eksperymentcie PANDA**

Opiekun: **prof. dr hab. inż. Marek Idzik**

**Kraków, lipiec 2015**

Oświadczam, świadomy(-a) odpowiedzialności karnej za poświadczenie nieprawdy, że niniejszą pracę dyplomową wykonałem(-am) osobiście i samodzielnie i nie korzystałem(-am) ze źródeł innych niż wymienione w pracy.

.....  
(czytelny podpis)

**Tematyka pracy magisterskiej i praktyki dyplomowej Joanny Tokarz,  
studentki II roku studiów magisterskich kierunku fizyka techniczna**

Temat pracy magisterskiej: **Projektowanie i pomiary testowe elektroniki front-end dla detektorów słomkowych w eksperymencie PANDA**

Opiekun pracy: prof. dr hab. inż. Marek Idzik

Recenzenci pracy:

Miejsce praktyki dyplomowej: WFiIS AGH, Kraków

**Program pracy magisterskiej i praktyki dyplomowej**

1. Omówienie realizacji pracy magisterskiej z opiekunem.
2. Zebranie i opracowanie literatury dotyczącej tematu pracy.
3. Praktyka dyplomowa:
  - zapoznanie się z ideą projektowania elektroniki odczytu detektorów,
  - uczestnictwo w projektowaniu układu elektroniki front-end,
  - symulacje zaprojektowanego układu
  - sporządzenie sprawozdania z praktyki.
4. Kontynuacja prac związanych z projektowaniem i symulacjami układu.
5. Analiza wyników symulacji, ich omówienie i zatwierdzenie przez opiekuna.
6. Opracowanie redakcyjne pracy.

Termin oddania w dziekanacie: ... lipca 2015

.....  
(podpis kierownika katedry)

.....  
(podpis opiekuna)

Na kolejnych dwóch stronach proszę dołączyć kolejno recenzje pracy popełnione przez Opiekuna oraz Recenzenta (wydrukowane z systemu MISIO i podpisane przez odpowiednio Opiekuna i Recenzenta pracy). Papierową wersję pracy (zawierającą podpisane recenzje) proszę złożyć w dziekanacie celem rejestracji co najmniej na tydzień przed planowaną obroną.

Na kolejnych dwóch stronach proszę dołączyć kolejno recenzje pracy popełnione przez Opiekuna oraz Recenzenta (wydrukowane z systemu MISIO i podpisane przez odpowiednio Opiekuna i Recenzenta pracy). Papierową wersję pracy (zawierającą podpisane recenzje) proszę złożyć w dziekanacie celem rejestracji co najmniej na tydzień przed planowaną obroną.

# Spis treści

<b>Wstęp</b>	<b>8</b>
<b>1 Detektory słomkowe w eksperymencie PANDA</b>	<b>10</b>
1.1 Eksperyment PANDA . . . . .	10
1.2 Detektory słomkowe w eksperymencie PANDA . . . . .	14
1.3 Założenia projektowe elektroniki front-end . . . . .	16
<b>2 Elementy elektroniki front-end</b>	<b>18</b>
2.1 Przedwzmacniacz . . . . .	18
2.1.1 Konfiguracje przedwzmacniacza ładunkowego . . . . .	19
2.1.2 Architektury przedwzmacniaczy ładunkowych . . . . .	20
2.1.3 Architektury stopni wyjściowych . . . . .	22
2.1.4 Zdegenerowane źródła prądowe . . . . .	23
2.1.5 Przedwzmacniacz w projektowanym układzie . . . . .	24
2.2 Pierwszy wzmacniacz kształtujący z układem równoważenia biegunów . . .	26
2.2.1 Idea układu równoważenia biegunów . . . . .	26
2.2.2 Architektura wzmacniacza kształtującego - kompensacja „do przodu”	27
2.3 Drugi wzmacniacz kształtujący z układem kompensacji ogona jonowego . .	28
2.3.1 Idea działania układu kompensacji ogona jonowego . . . . .	28
2.3.2 Architektura drugiego wzmacniacza kształtującego - różnicowy od- wrócony wtórnik napięciowy . . . . .	30
2.4 Układ stabilizacji linii bazowej . . . . .	31
2.4.1 Wzmacniacz transkonduktancyjny . . . . .	32
2.4.2 Filtr dolnoprzepustowy . . . . .	33
2.4.3 Źródło prądowe . . . . .	34
2.5 Wyjścia układu . . . . .	35
2.6 Projekt kompletnego układu . . . . .	35
<b>3 Symulacje układu</b>	<b>36</b>
3.1 Symulacje układu na poziomie schematu . . . . .	37

3.1.1	Przedwzmacniacz ładunkoczuły . . . . .	37
3.1.2	Pierwszy wzmacniacz kształtujący . . . . .	43
3.1.3	Drugi wzmacniacz kształtujący . . . . .	46
3.1.4	Układ stabilizatora linii bazowej . . . . .	53
3.1.5	Przesłuchy . . . . .	54
3.1.6	Symulacje liniowości układu . . . . .	56
3.1.7	Wyniki symulacji szumowych . . . . .	60
3.1.8	Symulacje czasu nad progiem . . . . .	63
3.2	Symulacje na poziomie „layout’u” . . . . .	64
3.2.1	Przedwzmacniacz . . . . .	64
3.2.2	Pierwszy wzmacniacz kształtujący . . . . .	68
3.2.3	Drugi wzmacniacz kształtujący . . . . .	71
3.2.4	Przesłuchy . . . . .	75
3.2.5	Symulacje liniowości układu . . . . .	76
3.2.6	Wyniki symulacji szumowych . . . . .	79
3.2.7	Symulacje czasu nad progiem . . . . .	83
	<b>Podsumowanie</b>	<b>84</b>
	<b>A Generacja sygnału w cylindrycznej komorze jonizacyjnej.</b>	<b>86</b>
	<b>Spis rysunków</b>	<b>91</b>
	<b>Spis tabel</b>	<b>95</b>
	<b>Bibliografia</b>	<b>97</b>

# Wstęp

Eksperyment  $\bar{\text{P}}\text{ANDA}$  będzie jednym z dwóch kluczowych eksperymentów planowanego na terenie GSI ośrodka FAIR. W eksperymencie wykorzystana będzie wiązka antyprotonów o wysokiej jakości z synchrotronu HESR, zderzana z tarczą protonową, jako znakomite narzędzie do badań struktury hadronowej, chromodynamiki kwantowej i silnych oddziaływań jądrowych.

Aby w pełni wykorzystać potencjał zderzeń opracowano bogaty program eksperymentu, do którego potrzebny jest odpowiedni układ spektrometryczny. Zapewni on możliwość uzyskania wysokiej rozdzielczości podczas śledzenia toru cząstek, ich identyfikacji i kalorymetrii. W tym celu podzielono układ na dwa spektrometry - centralny, który otaczać będzie miejsce zderzenia oraz przedni, do rejestracji cząstek emitowanych pod małym kątem względem toru antyprotonów.

Zarówno w spektrometrze centralnym jak i przednim pojawią się detektory słomkowe - jako centralny detektor śladowy oraz jako przednie komory śladowe. Za wykorzystaniem tego rodzaju detektorów przemawia wiele argumentów, jak na przykład stabilność pola elektrostatycznego i mechaniczna, duża powierzchnia czynna pojedynczego detektora, dobra wydajność detekcji i dobra przestrzenna zdolność rozdzielcza. Nie bez znaczenia jest też cena wykonania modułu detektorów.

Specyfika sygnału z detektora gazowego o geometrii cylindrycznej sprawia, że do odczytu informacji potrzebna jest specjalna elektronika odczytowa, zwana elektroniką „front-end”. Przedmiotem pracy inżynierskiej autorki były pomiary testowe pierwszego prototypu takiego układu elektronicznego zaprojektowanego w Zespole Elektroniki Jądrowej i Detekcji Promieniowania w Katedrze Oddziaływań i Detekcji Cząstek Wydziału Fizyki i Informatyki Stosowanej Akademii Górniczo-Hutniczej. Głównym celem niniejszej pracy jest projekt i symulacje drugiego prototypu dedykowanego układu elektroniki front-end do odczytu informacji z gazowych detektorów słomkowych w eksperymencie  $\bar{\text{P}}\text{ANDA}$ .

Drugi prototyp układu elektroniki „front-end” do odczytu informacji z detektorów słomkowych również został zaprojektowany w Zespole Elektroniki Jądrowej i Detekcji Promieniowania. Schemat układu został zaprojektowany przez mgr. inż. Dominika Przyborowskiego oraz prof. dr hab. inż. Marka Idzika. Rozkład masek technologicznych został



zaplanowany przez mgr. inż. Dominika Przyborowskiego oraz dr inż. Tomasza Fiutowskiego. Część cyfrowa została zaprojektowana przez dr inż. Krzysztofa Świentka. Zadaniem autorki pracy była optymalizacja parametrów układu oraz jego symulacje zarówno na poziomie schematu, jak i „layoutu”.

W pierwszym rozdziale pracy przybliżony został eksperyment PANDA, jego program fizyczny oraz plan układu detekcyjnego, planowanego do użycia w eksperymencie, a także opis fizyki słomkowych detektorów gazowych i ich zalet oraz założeń projektowych elektroniki front-end dla tych detektorów.

Drugi rozdział opisuje poszczególne elementy zaprojektowanego układu front-end i ich znaczenie w przetwarzaniu sygnału z detektora słomkowego.

W trzecim rozdziale pracy przedstawione zostały wyniki symulacji poszczególnych elementów oraz całego układu. Przeprowadzenie symulacji to bardzo istotny etap projektowania układu, dzięki któremu można zweryfikować poprawność jego działania przed wysłaniem go do produkcji. Zbadano więc działanie układu na poziomie schematu, na poziomie masek technologicznych oraz przeprowadzono symulacje najgorszych przypadków procesu technologicznego.

Praca zakończona jest podsumowaniem.

# Rozdział 1

## Detektory słomkowe w eksperymencie PANDA

### 1.1 Eksperyment PANDA

Zderzenia protonów i antyprotonów to znakomite narzędzie do badań struktury hadronowej ze względu na dobrą statystykę emitowanej w ich wyniku materii gluonowej oraz par cząstka-antycząstka [1]. Znajdujący się obecnie w budowie ośrodek **FAIR** (*Facility for Antiproton and Ion Research* - placówka do badań antyprotonów i jonów), na terenie **GSI** (Centrum Badań Ciężkich Jonów) w Darmstadt w Niemczech, zapewni wiązkę antyprotonów o bardzo wysokiej jakości, która pozwoli badać oddziaływania silne.

Eksperyment **PANDA** (*antiProton ANihilations at DArmstadt* - Anihilacje antyprotonów w Darmstadt), który będzie jednym z kluczowych eksperymentów w tej placówce, będzie wykorzystywał wiązkę antyprotonów z synchrotronu **HESR** (*High Energy Storage Ring* - Wysokoenergetyczny Pierścień Magazynujący) oraz tarczę protonową i układ spektrometryczny do przeprowadzenia szerokich badań fizyki hadronów, co umożliwi postęp w rozumieniu chromodynamiki kwantowej i silnych oddziaływań jądrowych.

Bogaty program eksperymentu przygotowany jest tak, by w pełni wykorzystać potencjał wynikający z wiązki antyprotonów o niespotykanie dotąd wysokiej jakości [1]. Główne punkty tego programu to:

- **Spektroskopia czarmonium**

Przy pełnej świetlności eksperymentu **PANDA** będzie można zarejestrować kilka tysięcy stanów  $c\bar{c}$  dziennie. Uzyskane dane posłużą do eksperymentalnych badań czarmonium  $c\bar{c}$  - cząstki złożonej z kwarków powabnego i antypowabnego, i porównania wyników z istniejącymi modelami teoretycznymi. Poprzez bezpośrednie anihilacje trzech kwarków protonu z trzema antykwarkami antyprotonu, w wyniku zderzeń

tych cząstek mogą powstać wszystkie stany  $c\bar{c}$ . Tą metodą można wyznaczyć masy i czasy życia tych stanów z dobrą dokładnością, warunkowaną przez znajomość stanów początkowych protonu i antyprotonu.

- **Wzbudzenia gluonowe**

Innym zagadnieniem z dziedziny fizyki hadronów, które będzie badał eksperyment  $\bar{P}$ ANDA, są wzbudzenia gluonowe, czyli hadrony, w których gluon zastępuje jeden z kwarków. Stany te dzielą się na dwie grupy - kule gluonowe (ang. *glueballs*) - cząstki będące stanami związanymi gluonów oraz hybrydy, które składają się z pary kwark-antykwar i wzbudzonego gluonu. Badania tych stanów pozwolą na zrozumienie struktury chromodynamicznej próżni kwantowej. Anihilacje protonów i antyprotonów pozwolą na szukanie wzbudzeń gluonowych w reżimach mas wyższych, niż było to dotychczas możliwe.

- **Masy hadronów w materii jądrowej**

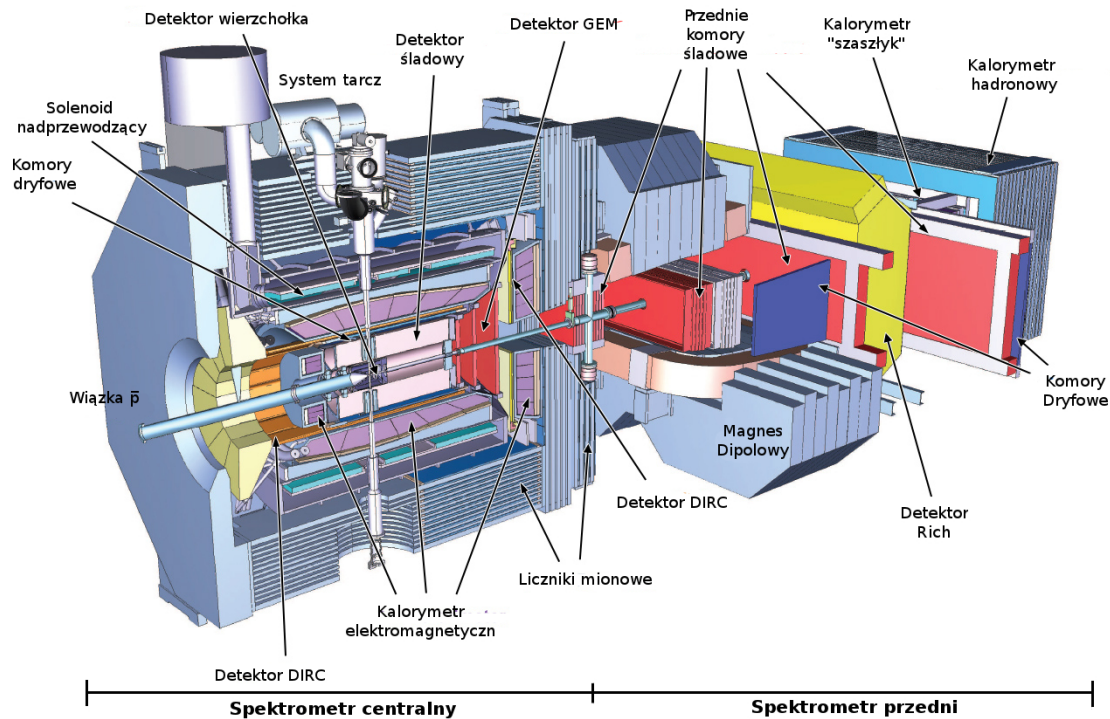
Badanie mas hadronów i mas kwarków oraz ich związku ze spontanicznym łamaniem symetrii chiralnej. Istnieją przesłanki mówiące o możliwości odtworzenia mechanizmu kreacji mas hadronów w gęstej i gorącej materii jądrowej.

- **Badanie materii dziwnej**

Parametry wiązki antyprotonów pozwolą na wysoką wydajność produkcji hiperjader - jader, w których co najmniej jeden z nukleonów zawiera kwark dziwny. Otwiera to możliwość badania struktury jądrowej i sił między hiperonami i nukleonami.

Tego typu badania były dotychczas prowadzone głównie przy zderzeniach elektronów i pozytonów, przez co mniejsza była ilość uzyskiwanych stanów cząstek, jak również niższe były przekroje czynne na reakcje [1].

Celami, które przyświecały podczas projektowania eksperymentu  $\bar{P}$ ANDA, było uzyskanie wysokiej rozdzielczości podczas śledzenia toru cząstek, ich identyfikacja i kalorymetria, możliwość rejestrowania zdarzeń o wysokiej częstotliwości oraz uniwersalny odczyt. Dla realizacji tych celów, podzielono detektor na *spektrometr centralny*, który otacza miejsce zdarzenia oraz *spektrometr przedni*, dla cząstek emitowanych pod małym kątem. Schemat całego układu detekcyjnego, planowanego do użycia w eksperymencie  $\bar{P}$ ANDA przedstawiony jest na rysunku 1.1.



Rysunek 1.1: Schemat układu detekcyjnego w eksperymencie PANDA [1]

Główne elementy tego systemu to:

- **Synchrotron HESR**

Nie pokazany na rysunku. Będzie on stanowił źródło wiązki antyprotonów. W zależności od potrzeb eksperymentu będzie działał w dwóch trybach pracy - o wysokiej świetlności oraz wysokiej rozdzielczości pędowej wiązki antyprotonów.

- **System tarcz**

Odpowiednie ułożenie detektorów wewnątrz solenoidalnego magnesu pozwoli na implementację różnych tarcz, zarówno gazowych jak i stałych. Do badań zderzeń protonów i antyprotonów użyte będą tarcze wodorowe, z gęstością  $4 \cdot 10^{15}$  atomów na centymetr kwadratowy. W późniejszym czasie wykorzystywane będą również tarcze z cięższych atomów: deuteru, azotu lub argonu.

- **Spektrometr centralny**

Będzie się on znajdować wewnątrz nadprzewodzącego magnesu solenoidalnego otaczającego miejsce zderzeń. W jego skład będą wchodziły detektory śladowe - detektor wierzchołka oraz moduł detektorów słomkowych, a także detektory zapewniające identyfikację cząstek różnych rodzajów - kalorymetry elektromagnetyczne, detektory promieniowania Cherenkova i detektory mionów. W szczególności zawiera on:

- **Solenoid nadprzewodzący** o długości 2,5 m i średnicy 1,9 m, który będzie generował jednorodne pole 2 T, z fluktuacjami nie większymi niż  $\pm 2\%$ .
- **Detektor wierzchołka** zaprojektowany do detekcji wtórnych wierzchołków rozpadów cząstek z kwarkami dziwnymi i powabnymi. Będzie się on składał z trzech warstw krzemowych detektorów pikselowych i trzech warstw krzemowych detektorów paskowych w celu uzyskania jak najlepszej rozdzielczości.
- **Moduł detektorów słomkowych** składający się z 27 warstw cienkich proporcjonalnych detektorów gazowych.
- **Detektor wewnętrznie odbitego promieniowania Czerenkowa DIRC** oparty na kwarcowych prętach, w których promieniowanie Czerenkowa jest wewnętrznie odbite na matrycę detektorów fotonów, w celu uzyskania obrazu 2D.
- **Detektor czasu przelotu** złożony z detektorów scyntylacyjnych, określający masy i identyfikujący cząstki, których czas przelotu jest zbyt krótki w porównaniu do rozdzielczości czasowej detektora.
- **Kalorymetry elektromagnetyczne** przystosowane do rejestracji cząstek przy dużych częstościach, złożone z kryształów scyntylacyjnych.
- **Detektory mionów** składające się z prętów z materiału scyntylacyjnego, okalających zewnętrzne, żelazne jarzmo układu spektrometru centralnego.

- **Spektrometr przedni**

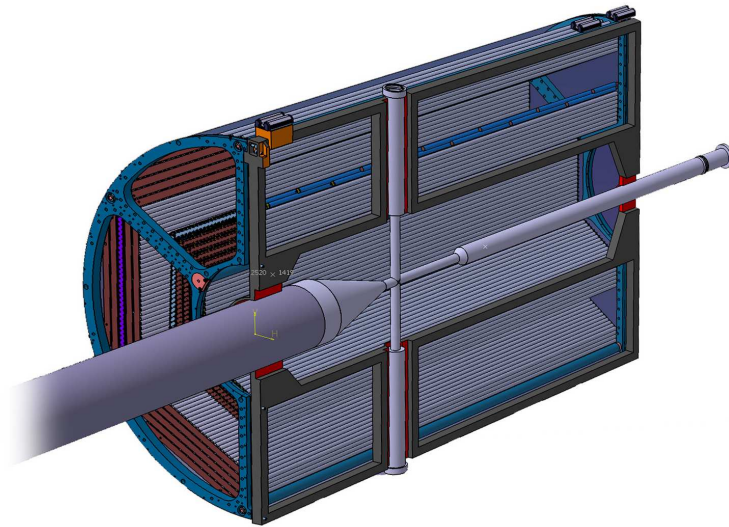
Będzie rejestrował cząstki lecące pod kątem nie większym niż  $\pm 5^\circ$  w pionie i  $\pm 10^\circ$  w poziomie. Zawiera on:

- **Dyski przednie detektora wierzchołka** to dwa dyski paskowych detektorów krzemowych.
- **Gazowy Multiplikator Elektronów** - detektory tego rodzaju składają się z cienkiej, perforowanej folii polimerowej pomiędzy dwoma płaskimi elektrodami, pomiędzy które przyłożona jest odpowiednia różnica napięć. W dziurkach folii zbierają się elektrony pierwotne, które ulegają mnożeniu lawinowemu, z powodu silnego pola. Chmura ładunku może zostać zebrana na elektrodzie odczytowej lub pomnożona na kolejnych foliach. Detektor ten będzie przykrywał kąt nie pokryty przez detektory słomkowe ze spektrometru centralnego.
- **Magnes dipolowy** który będzie zakrzywiał trajektorie cząstek naładowanych.
- **Przednie detektory śladowe** mierzące owo zakrzywienie, złożone z modułów gazowych detektorów słomkowych.

- **Przednie detektory identyfikujące cząstki** - detektor promieniowania Czerenkowa, detektor czasu przelotu dla identyfikacji cząstek naładowanych, kalorymetr elektromagnetyczny typu „Szaszłyk” oparty na kryształach scyntylacyjnych, detektory mionów w postaci komór dryfowych.

## 1.2 Detektory słomkowe w eksperymencie PANDA

Jak wcześniej zostało wspomniane - detektory słomkowe pojawiają się w eksperymencie PANDA w dwóch miejscach - w spektrometrze centralnym jako centralny detektor śladowy oraz w spektrometrze przednim, jako przednie komory śladowe.

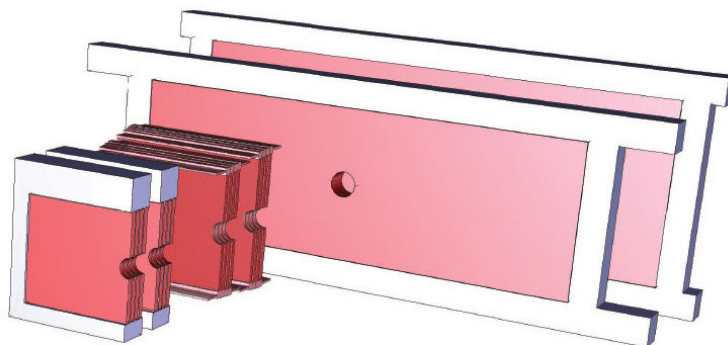


Rysunek 1.2: Przekrój przez centralny detektor śladowy STT [2].

Zadaniem centralnego detektora śladowego jest dokładna rekonstrukcja trajektorii naładowanych cząstek o pędach między  $100 \text{ MeV}/c$  a  $8 \text{ GeV}/c$ , pomiar pędów cząstek poprzez badanie zakrzywień ich torów w polu solenoidu oraz identyfikacja cząstek przez pomiar strat energii [2]. Strata energii określana jest przez liczbę zjonizowanych par elektron-jon na jednostkę długości. Ma się on składać z 27 warstw cienkich (o średnicy  $10 \text{ mm}$ ) i długich na  $150 \text{ cm}$  proporcjonalnych detektorów gazowych - detektorów śladowych. Warstwy będą ułożone wokół detektora wierzchołka jak przedstawiono na rysunku 1.2. Ośmiem centralnych warstw ustawione będzie pod pewnym kątem względem pionu by uzyskać informacje na temat składowej położenia w płaszczyźnie prostopadłej do osi wiązki.

Przedni detektor śladowy, przedstawiony na rysunku 1.3, będzie mierzył zakrzywienie cząstek w polu magnetycznym generowanym przez magnes dipolowy. Składać się on będzie z trzech par modułów umieszczonych przed, wewnątrz i za dipolem. Każdy z modułów składać się będzie z czterech podwójnych warstw detektorów słomkowych, dwóch

pionowych i dwóch zakrzywionych pod niewielkimi kątami względem pionu. Pozwoli to na rekonstrukcję śladów każdej z par z osobna.



Rysunek 1.3: Przekrój przez przedni detektor śladowy [2].

Detektory słomkowe będą miały średnicę 10 mm. Ich katody będą wykonane z folii mylarowej o grubości  $27\ \mu\text{m}$  pokrytej aluminium, anody zaś z wolframu pokrytego złotem, o średnicy  $20\ \mu\text{m}$ . Gazem wypełniającym detektory będzie Argon z 10%  $\text{CO}_2$  pełniącym rolę czynnika gaszącego. W celu przedłużenia długości życia detektorów, nie przewiduje się, aby wzmocnienie gazowe było większe niż  $10^5$ .

Dzięki pomiarowi czasu przelotu elektronów do anody detektora można uzyskać dokładność pomiaru położenia w płaszczyznach równoległych do osi wiązki conajmniej  $150\ \mu\text{m}$ .

Dzięki swojej geometrii, detektory słomkowe mają wiele zalet [2]. Najważniejsze z nich to:

- Stabilne pole elektrostatyczne całej konfiguracji detektorów - katody otaczają anody będące pod wysokim napięciem, dzięki czemu stłumione są przesłuchy, a zerwanie drutu anodowego w jednym detektorze nie wpływa na sąsiednie.
- Stabilność mechaniczna, gdy detektory słomkowe są ułożone w gęsto upakowanych wielu warstwach.
- Duża powierzchnia czynna pojedynczego detektora, sięgająca nawet 99,5% promienia wewnętrznego cylindra i minimalne strefy martwe, sięgające paru milimetrów na brzegach tub.
- Dobra wydajność detekcji toru w przypadku upakowania warstw detektorów z minimalnymi odstępami.

- Dobra przestrzenna zdolność rozdzielcza, która zależy od średnicy cylindra i własności wypełniającego ją gazu.
- Prosta kalibracja dla zależności czasowych.
- Czasowa zdolność rozdzielcza może być poprawiona przez zmniejszenie średnic detektorów i wykorzystanie gazów o większych ruchliwościach.

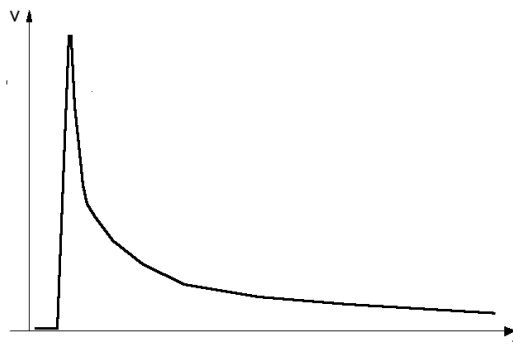
### 1.3 Założenia projektowe elektroniki front-end

Elektronika odczytowa detektorów słomkowych składać się będzie z trzech części - analogowych układów front-end z wyjściem cyfrowym; cyfrowych kart elektronicznych z konwerterami czasowo-cyfrowymi dla pomiarów czasu i układów FPGA do zliczania zdarzeń; oraz układów zbierających dane z kilku kart elektronicznych. Elektronika front-end zostanie dołączona bezpośrednio do detektorów słomkowych.

Z punktu widzenia projektowania układu elektroniki front-end ważne są trzy parametry detektora. Są to jego pojemność, kształt indukowanego sygnału i oczekiwana częstość zdarzeń.

Detektory słomkowe używane w eksperymencie będą miały pojemność około 15 pF/m, co przy długości detektora 150 cm da niecałe 25 pF. W miejscach gdzie detektory będą ułożone pod kątem względem pionu część z nich będzie krótsza. Dlatego układ elektroniki front-end powinien pracować również dla mniejszych pojemności detektorów.

Sygnał indukowany na elektrodach detektora gazowego o geometrii cylindrycznej przedstawiony jest na rysunku 1.4. Składa się on ze składowych jonowej i elektronowej, przy czym sygnał indukowany przez jony trwa o trzy-cztery rzędy wielkości dłużej, zwany jest więc ogonem jonowym. Wyprowadzenie kształtu sygnału znajduje się w dodatku A. Amplitudy i czasy trwania sygnałów zależą od ruchliwości elektronów i jonów, a więc od rodzaju użytej mieszanki gazów.



Rysunek 1.4: Sygnał z detektora gazowego o geometrii cylindrycznej.



Przewidywana częstość zdarzeń w eksperymencie to 800 kHz. Przy przedstawionym wcześniej kształcie sygnału problem może stanowić składowa jonowa sygnału. Może ona powodować nawarstwianie się sygnału - efekt „*pile-up*”. Pojawienie się sygnału przed końcem poprzedniego może skutkować przekłamaniami pomiaru jego amplitudy. Rolą układu elektroniki front-end jest usunięcie składowej jonowej sygnału.

Projektowany układ elektroniki front-end ma spełniać następujące wymagania [2]:

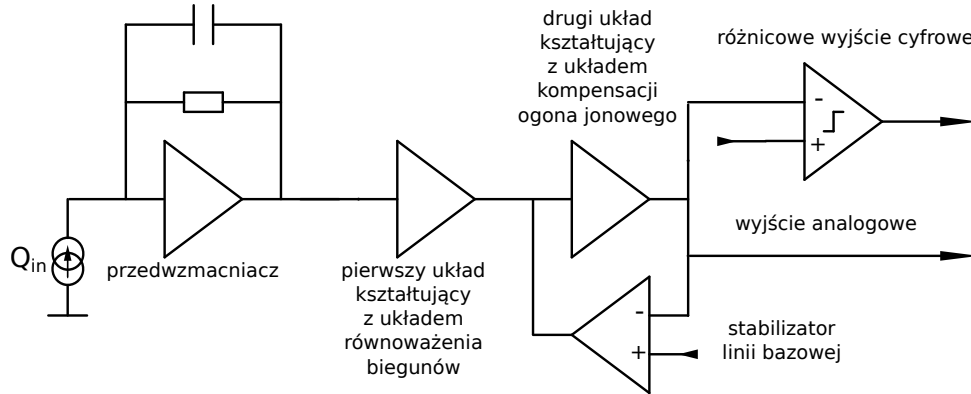
- domyślne wzmocnienie ma wynosić  $10 \text{ mV}/fC$ , z możliwością zmian w zakresie od 5 do  $20 \text{ mV}/fC$ ,
- typ kształtowania to CR-RC<sup>2</sup>, ze zmiennym czasem kształtowania 10, 15, 20 i 40 ns,
- musi posiadać układ eliminacji ogona jonowego i układ stabilizacji linii bazowej, w celu uniknięcia przekłamań pomiaru amplitudy sygnału,
- układ ma mieć dwa wyjścia - szybkie, cyfrowe, różnicowe wyjście LVDS poprzedzone dyskryminatorem do pomiarów czasowych oraz bufor analogowy do pomiarów amplitudy.

Wszystkie elementy układu zostaną dokładniej omówione w rozdziale 2.

# Rozdział 2

## Elementy elektroniki front-end

W tym rozdziale opisane zostaną elementy zaprojektowanego układu elektroniki front-end. Na rysunku 2.1 przedstawiona została architektura jednego kanału układu. Składają się nań przedwzmacniacz ładunkowy ze zmiennym wzmocnieniem, układ równoważenia biegun-zero (ang. *Pole-Zero Cancellation - PZC*), wzmacniacze kształtujące ze zmiennym czasem kształtowania, układ kompensacji ogona jonowego (ang. *Tail Cancellation - TC*) oraz układ stabilizacji linii bazowej (ang. *Baseline Holder - BLH*). Z kanału wyprowadzone są dwa wyjścia - szybkie wyjście różnicowe LVDS dla pomiaru czasu zdarzenia i pomiaru czasu nad progiem oraz wyjście analogowe dla pomiarów amplitudy impulsu.



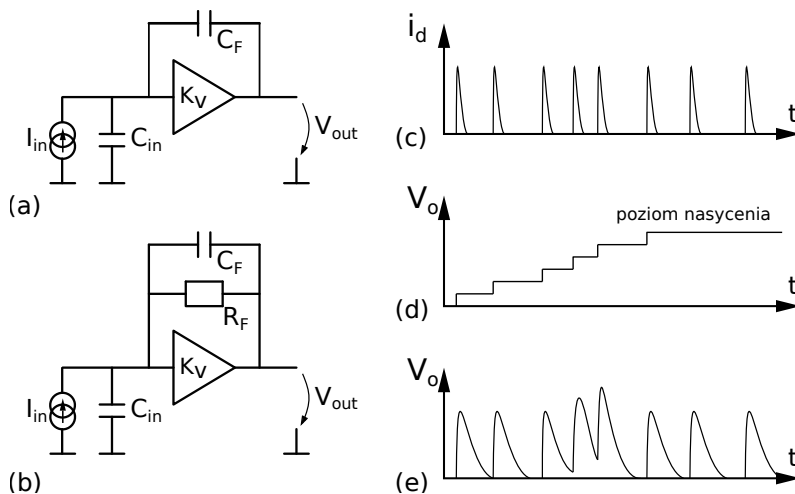
Rysunek 2.1: Schemat blokowy zaprojektowanego układu.

### 2.1 Przedwzmacniacz

Zadaniem przedwzmacniacza ładunkoczułego (zwanego też ładunkowym) jest uformowanie w odpowiedzi na wejściowy impuls  $I_o(t)$  sygnału napięciowego  $V_o$  o amplitudzie proporcjonalnej do ładunku  $Q_i$  niesionego przez impuls wejściowy [3].

### 2.1.1 Konfiguracje przedwzmacniacza ładunkowego

Podstawowe konfiguracje takiego przedwzmacniacza przedstawione zostały na rysunku 2.2.



Rysunek 2.2: Podstawowe konfiguracje przedwzmacniacza ładunkowego: przedwzmacniacz z bezrezystywną pętlą sprzężenia zwrotnego (a), przedwzmacniacz z rezystywną pętlą sprzężenia zwrotnego (b); przebieg sygnału wejściowego: stochastyczny ciąg impulsów generowanych przez detektor (c); odpowiedź przedwzmacniacza bezrezystywnego (d) i rezystywnego (e).

Podstawowym parametrem charakteryzującym przedwzmacniacz jest współczynnik konwersji, nazywany również wzmocnieniem ładunkowym  $k_q$ . Wyraża się on poprzez stosunek maksymalnej wartości odpowiedzi  $V_{o\ max}$  do wymuszenia ładunkowego  $Q_i$ .

$$k_q = \frac{V_{o\ max}}{Q_i} \quad (2.1)$$

Przedwzmacniacz przedstawiony na rysunku 2.2 (a) nazywany jest przedwzmacniaczem z bezrezystywną pętlą sprzężenia zwrotnego lub wzmacniaczem bezrezystywnym. Odpowiedź takiego układu na ładunkowe wymuszenie dirakowskie ma kształt skoku jednostkowego o poziomie zależnym od pojemności  $C_F$ . Zakładając, że wzmocnienie wzmacniacza operacyjnego  $K_v$  jest nieskończone i niezależne od częstotliwości, jego współczynnik konwersji wyraża się prostą zależnością:

$$k_q = -\frac{K_v}{(K_v + 1)C_F + C_{in}} \approx -\frac{1}{C_F} \quad (2.2)$$

Stochastyczny ciąg impulsów generowanych przez detektor zależy od natężenia mierzonego promieniowania. Przykładowy przebieg sygnału wejściowego jest przedstawiony na rysunku 2.2 (c). Odpowiedzią przedwzmacniacza na ten ciąg impulsów jest „schodkowo” narastające napięcie na wyjściu, jak pokazano poglądowo na rysunku 2.2 (d). Wynika

to z kumulacji ładunku w pojemności pętli sprzężenia zwrotnego  $C_F$ . W takich warunkach przedwzmacniacz szybko osiąga stan nasycenia, co również jest przedstawione na rysunku 2.2 (d). Z tego powodu, przedwzmacniacz wymaga regularnego rozładowywania pojemności  $C_F$ . Jedną z używanych w tym celu technik jest dodanie klucza równoległe do pojemności, którego zwarcie odprowadza z niej ładunek. To rozwiązanie ma jednak parę wad - po pierwsze, przyczynę szumowy tranzystora pełniącego rolę klucza jest znaczący, po drugie, prąd wpływający zeń do przedwzmacniacza dodaje się (lub odejmuje) do prądu pętli sprzężenia zwrotnego, zmieniając jej transkonduktancję - i w rezultacie stałą czasową. Takiej konfiguracji używa się najczęściej w detektorach sprzężonych zmiennoprądowo.

Innym rozwiązaniem jest dodanie rezystancji  $R_F$ , równoległej do pojemności całkowitej  $C_F$ , jak przedstawiono na schemacie 2.2 (b). Umożliwia to ciągłe rozładowywanie pojemności  $C_F$ . Element pasywny w pętli sprzężenia zwrotnego generuje znacznie mniejsze szumy niż element aktywny jakim jest tranzystor. Minusem takiego rozwiązania jest brak stabilizacji stałoprądowej na wyjściu przedwzmacniacza. Może to generować problem z linią bazową sygnału na kolejnych stopniach wzmacniających, nie będzie jednak wpływać na zmianę stałej czasowej pętli sprzężenia zwrotnego przedwzmacniacza.

Kształt odpowiedzi układu przedwzmacniacza z rezystywną pętlą sprzężenia zwrotnego, w notacji operatorowej, przedstawiony jest równaniem (2.3).

$$V_{pre}(s) = -\frac{K_v Q_i}{C_F(K_v + 1) + C_{in}} \frac{1}{(s + \frac{1}{C_F R_F})} \approx -\frac{Q_i}{C_F} \frac{1}{s + \frac{1}{C_F R_F}} \quad (2.3)$$

Przebieg czasowy odpowiedzi przedwzmacniacza wyznaczony jest przez odwrotną transformację Laplace'a wzoru (2.3) i jest przedstawiony równaniem (2.4).

$$V_{pre}(t) = -V_{pre\ max} e^{-\frac{t}{C_F R_F}} = -\frac{Q_i}{C_F} e^{-\frac{t}{C_F R_F}} \quad (2.4)$$

Widać, że współczynnik wzmocnienia ładunkowego przedwzmacniacza rezystywnego pokrywa się ze wzmocnieniem tego z bezrezystywną pętlą sprzężenia zwrotnego danym wzorem (2.2) - rezystancja wprowadzona do struktury nie ma wpływu na wzmocnienie ładunkowe przedwzmacniacza. Różnicę widać w kształcie odpowiedzi, jak pokazano na rysunku 2.2 (e).

Poprzednie rozważania (wzory (2.2) i (2.3)) pokazują, że gdy wzmocnienie wzmacniacza w otwartej pętli jest wysokie  $K_v \gg 1$ , czułość ładunkowa wzmacniacza nie zależy od pojemności własnej detektora  $C_{in}$ .

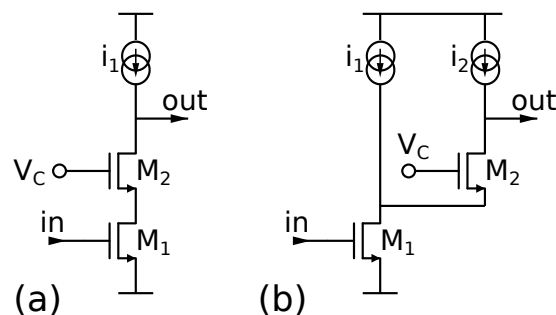
### 2.1.2 Architektury przedwzmacniaczy ładunkowych

Wybór architektury dla przedwzmacniacza ładunkowego zależy od parametrów detektora i technologii, w której będzie on wykonany. Niezależnie jednak od powyższych,

dąży się do minimalizacji szumów i niskiego zużycia mocy. W tym celu wyklucza się zwykle używanie różnicowych wzmacniaczy.

Innym problemem, który należy rozwiązać w celu minimalizacji szumów jest eliminacja przyczynków od tranzystorów w aktywnych obciążeniach. Jest to ważne szczególnie w przypadku, gdy z różnych przyczyn tranzystory w układzie nie są spolaryzowane w obszarze silnej inwersji.

Podstawową architekturą, której używa się w układach elektroniki front-end jest tak zwany wzmacniacz kaskodowy, przedstawiony na rysunku 2.3 (a). Składa się on z kaskodowego połączenia tranzystorów w konfiguracji wspólnego źródła i wspólnej bramki. Tranzystor  $M_1$  nazywany tranzystorem wejściowym, zaś tranzystor  $M_2$  tranzystorem kaskodowym. Takie rozwiązanie łączy w sobie zaletę wysokiego wzmocnienia napięciowego z redukcją niekorzystnego efektu Millera, pogarszającego parametry wzmacniacza w wysokich częstotliwościach.



Rysunek 2.3: Wybrane architektury przedwzmacniaczy: wzmacniacz kaskodowy (a), wzmacniacz kaskodowy z rozszerzeniem transkonduktacyjnym (b).

Tranzystor wejściowy  $M_1$  pracuje jako wzmacniacz transkonduktacyjny i jest obciążony niewielką rezystancją wejściową tranzystora  $M_2$ . Wzmocnienie napięciowe widziane z drenu tranzystora  $M_1$  jest wówczas niewielkie, przez co efekt Millera jest prawie niezauważalny. Wzmocnienie kaskody w otwartej pętli równe jest w przybliżeniu iloczynowi transkonduktancji tranzystora  $M_1$  i jego impedancji wyjściowej.

Z powodu niskiego wzmocnienia napięciowego tranzystora  $M_1$ , można by wnioskować, że przyczynek szumowy od tranzystora  $M_2$  do ekwiwalentnego szumu kaskody będzie znaczący. Jednakże jest on zredukowany o transkonduktancję tranzystora wejściowego. Jeżeli zminimalizujemy również szum z aktywnego obciążenia, poprzez użycie zdegenerowanych źródeł prądowych oraz odpowiednie ich spolaryzowanie, w całej kaskodzie dominować będą szумы od tranzystora wejściowego.

Również pole wzmocnienia kaskody zależy głównie od tranzystora wejściowego, a dokładniej od jego transkonduktancji, a także od pojemności widzianej z wyjścia kaskody.

$$GBW = \frac{g_{m1}}{C_{load}}. \quad (2.5)$$

Do wzmacniacza kaskodowego można dodać kolejne obciążenie aktywne, jak przedstawiono na rysunku 2.3 (b). Dodanie źródła prądowego na drenie tranzystora wejściowego M1 powoduje wzrost jego transkonduktancji, co w konsekwencji zwiększa jego pasmo przenoszenia.

Również przyczynek szumowy od aktywnego obciążenia jest mniejszy dzięki zastosowaniu takiego rozwiązania. Podział źródła prądowego na dwa: jedno ( $i_1$ ) - zasilające tranzystor wejściowy i drugie ( $i_2$ ) zasilające tranzystor kaskodowy, pozwala na obciążenie ich w sposób nieskorelowany, co daje niższy przyczynek szumowy, niż w przypadku, w którym tylko jedno źródło dostarcza ten sam prąd. Stosunek między oboma prądami dobrany jest tak, by zapewnić wykonalność kompensacji przedwzmacniacza i utrzymanie przyczynków szumowych od tranzystora kaskodowego M2 na niskim poziomie. Ten rodzaj architektury przedwzmacniacza nazywamy teleskopową kaskodą z rozszerzeniem transkonduktancyjnym [4].

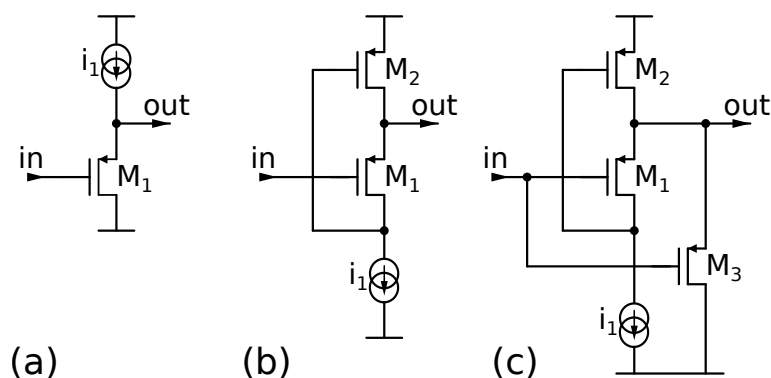
Przy użyciu kaskodowych wzmacniaczy, ważne jest, aby aktywne obciążenie miało wyjściową impedancję podobnego rzędu wielkości co sam wzmacniacz - należy użyć kaskodowych źródeł prądu. Ma to znaczenie, gdyż wysokie wzmocnienie tej konfiguracji otrzymywane jest dzięki zwiększeniu transkonduktancji wyjściowej kaskody.

### 2.1.3 Architektury stopni wyjściowych

Zwykle dodaje się dodatkowy wtórnik na wyjściu przedwzmacniacza, by wyjściowa impedancja nie pogorszyła się przy pracy w zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego.

Na schemacie 2.4 (a) przedstawiona została podstawowa konfiguracja używana jako stopień wyjściowy wzmacniaczy - tranzystor w konfiguracji wspólnego drenu. Ta konfiguracja znana jest także pod nazwą wtórnika źródłowego, gdyż napięcie wejściowe podane na bramkę zostaje przeniesione na źródło. Wielkosygnalowo, wadą tej konfiguracji jest to, że prąd drenu  $I_d$  zależy od sygnału wyjściowego wzmacniacza, więc napięcie między bramką a źródłem tranzystora M1  $V_{GS}$  nie jest stałe. Prąd wypływający ze wzmacniacza jest również ograniczony przez prąd ze źródła prądowego  $i_1$ . Z tych powodów, gdy wtórnik jest obciążony rezystancją, jego wzmocnienie jest mniejsze od jedności.

Rozwiązaniem tego problemu może być konfiguracja zaproponowana na schemacie 2.4 (b) - odwrócony wtórnik napięciowy (ang. *Flipped Voltage Follower - FVF*) [6]. W zasadzie jest to wtórnik napięciowy z ujemną pętlą sprzężenia zwrotnego. Nazwa pochodzi stąd, że spolaryzowany jest on od strony drenu, nie zaś źródła. Prąd przepływający przez tranzystor M1 jest stały, równy prądowi polaryzacji  $i_1$ , to znaczy niezależny od sygnału



Rysunek 2.4: Wybrane architektury stopni wyjściowych wzmacniaczy: wtórnik źródłowy (a), odwrócony wtórnik napięciowy (b), odwrócony wtórnik napięciowy klasy AB (c).

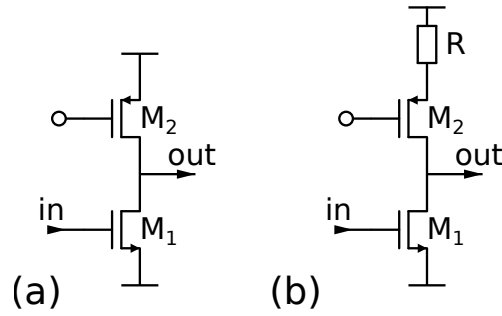
wyjściowego ze wzmacniacza, gdyż jego wachania są przyjmowane przez tranzystor M2. Dzięki temu napięcie na wyjściu, dane przez  $V_{gs}$  tranzystora M1 nie zależy od prądu drenu. Zaletą tej konfiguracji jest także to, że rezystancja wyjściowa jest dużo mniejsza niż konwencjonalnego wtórnika. Wzmocnienie między wejściem i wyjściem układu równe jest jedności. Dzięki temu prąd  $i_1$  może być dużo mniejszy niż prąd, który powinien wypływać z bufora, można więc zminimalizować pobór mocy. Ograniczeniem odwróconego wtórnika źródłowego jest to, że przepuszcza mały zakres sygnałów wejściowych i wyjściowych.

Na rysunku 2.4 (c) przedstawiony jest odwrócony wtórnik źródłowy pracujący w klasie AB [7]. Tranzystor M2 dostarcza dodatkowy prąd, gdy jest to wymagane przez obciążenie, dzięki temu układ może dostarczać dużych prądów. Tranzystor M3 pobiera prąd z układu, co daje klasę AB wtórnika.

#### 2.1.4 Zdegenerowane źródła prądowe

Biorąc pod uwagę wzmacniacz złożony z tranzystora w konfiguracji wspólnego źródła obciążonego źródłem prądowym, jak przedstawiono na rysunku 2.5 (a), gdy oba tranzystory są spolaryzowane w słabej inwersji, przyczynkiem od szumu termicznego tranzystora pracującego jako aktywne obciążenie jest równy przyczynkowi od tranzystora wejściowego.

Na schemacie 2.5 (b) pokazany został wzmacniacz na wspólnym źródle obciążony źródłem prądowym  $M_2$  zdegenerowanym rezystorem  $R$  [5].



Rysunek 2.5: Wzmacniacz w konfiguracji wspólnego źródła: obciążony źródłem prądowym (a), obciążony zdegenerowanym źródłem prądowym (b).

Z obecności tego rezystora wynika powiększenie ekwiwalentnej rezystancji wyjściowej źródła prądowego do danego wzorem (2.6).

$$r'_{ds2} = R + r_{ds2}(1 + g_{m2}R). \quad (2.6)$$

Wtedy przyczynek szumowy od szumu termicznego tranzystora M2 jest równy (2.7):

$$v_{n2} = \frac{i_{n2}}{g_{m1}} \frac{1}{1 + \frac{R}{r_{ds2}} + g_{m2}R} \approx \frac{i_{n2}}{g_{m1}} \frac{1}{1 + g_{m2}R}, \quad (2.7)$$

czyli jest  $(1 + g_m R)$  razy mniejszy, niż w przypadku takiego samego źródła prądowego niezdegenerowanego (2.8):

$$v_{n2} = \frac{i_{n2}}{g_{m1}}. \quad (2.8)$$

Dzięki użyciu rezystora, można uzyskać te efekty bez zwiększania wymiarów tranzystora. Nie zwiększa się przez to pojemność  $C_{gs}$ , więc biegun funkcji przenoszenia nie jest przesunięty w stronę niższych częstotliwości, co daje lepszą stabilność wzmacniacza.

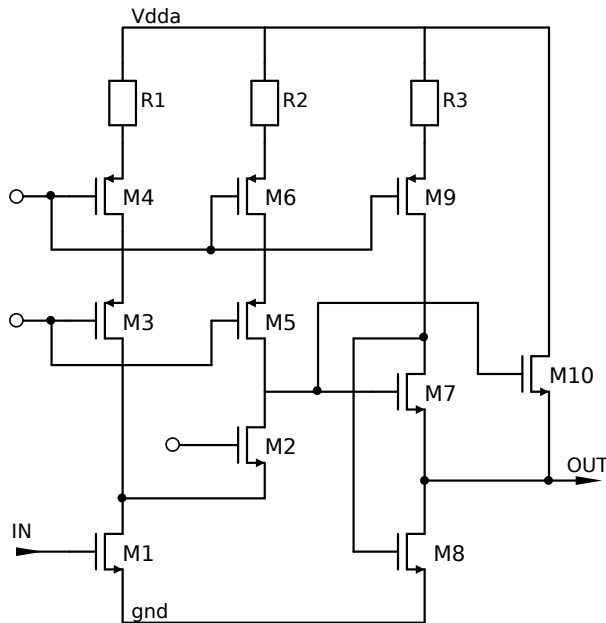
### 2.1.5 Przedwzmacniacz w projektowanym układzie

Na rysunku 2.6 przestawiony został schemat zaprojektowanego przedwzmacniacza. Stopniem wejściowym jest teleskopowa kaskoda z rozszerzeniem transkonduktancyjnym, z wejściowym tranzystorem NMOS, obciążona kaskodowymi źródłami prądowymi, zaś stopniem wyjściowym jest opisywany wcześniej odwrócony wtórnik napięciowy, również na tranzystorach NMOS.

Rozmiar tranzystora wejściowego rzutuje na pole wzmocnienia układu i jego osiągi szumowe. W przypadku projektowanego wzmacniacza, wzór (2.5) przyjmuje formę:

$$\text{GBW} = \frac{g_{m1}}{C_{load}} = \frac{g_{m1}}{C_F + C_{pzc} + C_{in}}, \quad (2.9)$$





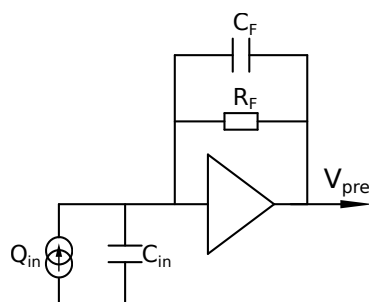
Rysunek 2.6: Schemat zaprojektowanego przedwzmacniacza.

Gdzie  $C_F$  to pojemność w pętli sprzężenia zwrotnego przedwzmacniacza,  $C_{pzc}$  to pojemność w układzie równoważenia bieguna, a  $C_{in}$  to pojemność detektora.

Ekwiwalentny szum napięciowy układu wyraża się wzorem:

$$v_n^2 = 4kTR_{eq\ in} = 4kT\gamma\frac{1}{g_{m1}} \quad (2.10)$$

Gdzie  $\gamma$  to parametr zależny od stopnia inwersji tranzystora, mogący przyjmować wartości od  $1/2$  dla tranzystorów o długim kanale, działających w słabej inwersji, poprzez  $2/3$  dla tranzystorów o długim kanale, działających w silnej inwersji, do nawet  $2,5$  dla tranzystorów o krótkim kanale w technologii  $0,25\ \mu\text{m}$  [8].



Rysunek 2.7: Schemat blokowy przedwzmacniacza.

Przedwzmacniacz pracował będzie w zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego, jak przedstawiono na rysunku 2.7. Funkcja przenoszenia takiego wzmacniacza (przy założeniu nieskończonego wzmocnienia i pasma przenoszenia) przedstawiona została wcześniej wzorem (2.3).

Przewidziane zostało, by przedwzmacniacz miał wzmocnienie ładunkowe, (opisane wcześniej wzorem (2.1)) o zmiennej wartości 0.75, 1, 2, 4  $mV/fC$ . Uzyskać to można poprzez zmianę pojemności  $C_F$  między wartościami 0.25, 0.5, 1 i 1.5 pF. Również rezystancja w pętli sprzężenia zwrotnego  $R_F$  może być przełączana między wartościami 100  $k\Omega$  a 400  $k\Omega$ . Dzięki temu stała czasowa przedwzmacniacza  $\tau_{pre}$  zmienia się od 25 do 400  $ns$ .

## 2.2 Pierwszy wzmacniacz kształtujący z układem równoważenia biegunów

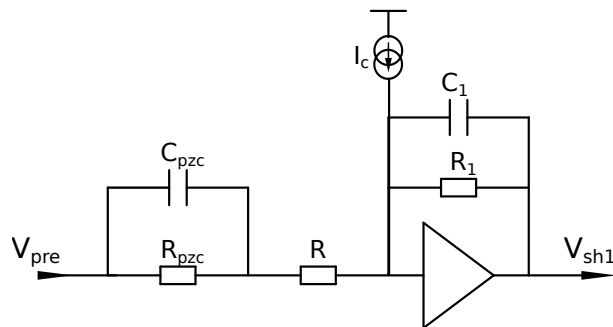
Za przedwzmacniaczem znajduje się układ równoważenia biegunów (ang: *Pole-Zero Cancellation - PZC*) oraz pierwszy z dwóch wzmacniaczy kształtujących.

### 2.2.1 Idea układu równoważenia biegunów

Funkcja przenoszenia układu PZC przedstawionego na schemacie 2.8, przy założeniu idealnego wzmacniacza (o nieskończonym wzmocnieniu i nieskończonym paśmie przenoszenia) wyraża się wzorem (2.11).

$$V_{sh1}(s) \propto \frac{V_{pre}(s)(s + \frac{1}{\tau_z})}{(s + \frac{1}{\tau_p})(s + \frac{1}{\tau_1})} \quad (2.11)$$

Gdzie  $V_{pre}$  dany jest wzorem (2.3), zaś poszczególne stałe czasowe to:  $\tau_z = R_{pzc}C_{pzc}$ ,  $\tau_1 = R_1C_1$ ,  $\tau_p = C_{pzc}(R_{pzc} \parallel R)$ .



Rysunek 2.8: Schemat blokowy pierwszego wzmacniacza z układem równoważenia biegunów.

Idea działania PZC polega na takim dopasowaniu stałych czasowych, że  $\tau_z = \tau_{fed}$ , natomiast  $\tau_p = \tau_1 = \tau$ , dla uzyskania odpowiedniego kształtowania. W przypadku idealności elementów pojemności w układzie PZC powinny przyjmować wartości  $C_{pzc} = 2.5, 5, 10$  i  $15$  pF, zaś rezystory  $R_{pzc} = 40, 30, 20, 10$   $k\Omega$ , aby stałe czasowe się skompensowały. Ograniczone pasmo przenoszenia wzmacniacza i efekty związane z dołączeniem kluczy

w sposób znaczący modyfikują wartości komponentów PZC, więc wartości  $C_{pzc}$  zostały dobrane przez symulację.

Przy odpowiednim dopasowaniu wartości komponentów funkcja przenoszenia układu z uwzględnieniem funkcji przenoszenia przedwzmacniacza (2.3) przyjmuje postać (2.12).

$$V_{sh1}(s) \sim \frac{Q_{in}}{\left(s + \frac{1}{\tau_{fed}}\right)} \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{\tau_z}\right)}{\left(s + \frac{1}{\tau_p}\right) \left(s + \frac{1}{\tau_1}\right)} = \frac{Q_{in}}{\left(s + \frac{1}{\tau}\right)^2}. \quad (2.12)$$

W ten sposób układ PZC wraz z układem kształtującym zapewniają kształtowanie typu CR-RC. Czas kształtowania również zależy od zmiennych wartości pojemności w pętli sprzężenia wartości wzmacniacza  $C_1 = 140, 280, 560, 1120$  fC. Wartości rezystorów są stałe i wynoszą odpowiednio  $R = 800 \Omega$ , zaś  $R_1 = 13 \text{ k}\Omega$ . Daje to możliwość uzyskania wartości stałych czasowych  $\tau$  odpowiednio 2, 4, 8 i 16 ns.

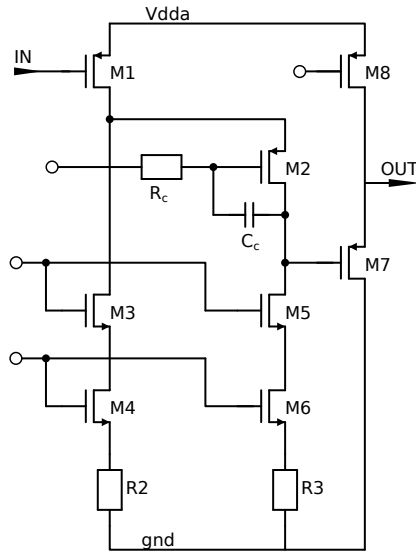
Źródło  $I_c$  na rysunku to źródło kompensujące różnicę poziomów między wyjściem przedwzmacniacza i wyjściem pierwszego wzmacniacza kształtującego, zapobiegające przepływowi prądu stałego pomiędzy nimi.

## 2.2.2 Architektura wzmacniacza kształtującego - kompensacja „do przodu”

Pierwszy wzmacniacz kształtujący został zaprojektowany podobnie jak przedwzmacniacz ładunkowy, jako teleskopowa kaskoda z rozszerzeniem transkonduktancyjnym, z tranzystorem wejściowym PMOS. W celu zmniejszenia poboru mocy przez wzmacniacz, jako stopień wyjściowy użyto zwykłego wtórnika w konfiguracji wspólnego drenu. Schemat zaprojektowanego wzmacniacza znajduje się na rysunku 2.9.

Różnicą między tym projektem, a projektem przedwzmacniacza jest użycie techniki kompensacji „do przodu” (ang. *feedforward compensation*) [10].

Kompensacja częstotliwościowa używana jest we wzmacniaczach aby uniknąć tworzenia się dodatniego sprzężenia zwrotnego, przez które odpowiedź wzmacniacza mogłaby oscylować, oraz aby kontrolować falowanie odpowiedzi układu na skok jednostkowy. Również używa się go do wydłużenia pasma przenoszenia wzmacniacza. Kompensacja „do przodu” korzysta z pojemności  $C_c$  między wyjściem tranzystora kaskodowego M2 a jego polaryzacją. Pojemność ta eliminuje biegun tworzony przez ten stopień wzmacniacza - pozwala to na większe pasmo przenoszenia układu w otwartej pętli przy jednoczesnym zachowaniu stabilności układu w zamkniętej pętli.



Rysunek 2.9: Schemat pierwszego wzmacniacza kształtującego.

## 2.3 Drugi wzmacniacz kształtujący z układem kompensacji ogona jonowego

Sygnal generowany przez promieniowanie w liczniku proporcjonalnym charakteryzuje się długim ogonem jonowym. Jego kształt został obliczony w dodatku A. Jeżeli chce się uzyskać szybkie kształtowanie i zredukować przekłamanie pomiarów amplitudy w wyniku efektu nawarstwiania się impulsów, należy użyć specjalnego układu zwanego systemem kompensacji ogona jonowego (ang. *Tail Cancellation - TC*) [9].

### 2.3.1 Idea działania układu kompensacji ogona jonowego

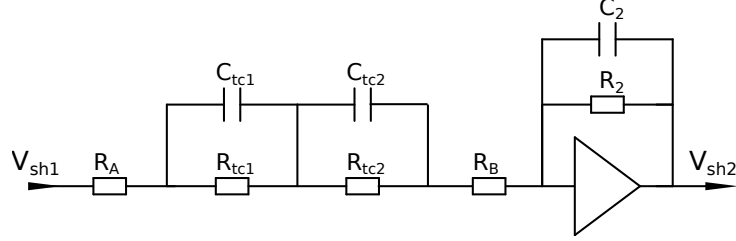
Formuły opisującej kształt sygnału prądowego z detektora słomkowego (A.18) nie można zapisać poprzez funkcje elementarne w dziedzinie Laplace'a, jednak można przybliżyć ją kombinacją liniową eksponent, jak we wzorze (2.13). Użyte w tym wzorze stałe  $A_k$  i  $\alpha_k$  oznaczają odpowiednio amplitudy i odwrotności stałych czasowych.

$$i(t) \propto -Q_t \cdot \frac{1}{1 + \frac{t}{\tau}} \approx -Q_t \sum_{k=1}^N A_k \cdot e^{-\alpha_k t} \quad (2.13)$$

Zostało dowiedzione [9], że użycie trzech eksponent z szeregu pozwala na poprawny opis kształtu impulsu. W praktyce realizacja takiego układu zwiększyłaby znacznie powierzchnię układu poprzez konieczność użycia bardzo dużych komponentów. Z tego względu użyto tylko przybliżenia do sumy dwóch eksponent. Suma ta w dziedzinie operatorowej przedstawiona jest równaniem 2.14.

$$I_{in}(s) \sim Q_t \left( \frac{A_1}{s + \alpha_1} + \frac{A_2}{s + \alpha_2} \right) \quad (2.14)$$

Schemat zaprojektowanego układu zamieszczono na rysunku 2.10. Obecność rezystorów  $R_A$  i  $R_B$  wytłumaczona jest w dalszej części pracy.



Rysunek 2.10: Schemat blokowy drugiego układu kształtującego i układu kompensacji ogona jonowego.

Funkcja przenoszenia takiego układu podana jest wzorem 2.15

$$V_2(s) \sim -V_1(s) \cdot \left( s + \frac{1}{\tau} \right)^{-1} \cdot \left( \frac{C_2}{C_{tc1}} \frac{1}{s + \frac{1}{R_{tc1} C_{tc1}}} + \frac{C_2}{C_{tc2}} \frac{1}{s + \frac{1}{R_{tc2} C_{tc2}}} \right)^{-1} =$$

$$-I_{in}(s) \cdot \left( s + \frac{1}{\tau} \right)^{-3} \cdot \left( \frac{C_2}{C_{tc1}} \frac{1}{s + \frac{1}{R_{tc1} C_{tc1}}} + \frac{C_2}{C_{tc2}} \frac{1}{s + \frac{1}{R_{tc2} C_{tc2}}} \right)^{-1} \quad (2.15)$$

Łatwo zauważyć, że odpowiedni dobór stałych czasowych  $\tau_{tc1}$  oraz  $\tau_{tc2}$  a także pojemności  $C_{tc1}$  i  $C_{tc2}$ , opisany równaniami (2.16) pozwoli skompensować bieguny funkcji (2.14) tak, by wyeliminować ogon. Wynik tej operacji przedstawiony jest równaniem (2.17).

$$A_k = \frac{C_2}{C_{tc_k}}, \quad \alpha_k = \frac{1}{R_{tc_k} C_{tc_k}}, \quad k = 1, 2 \quad (2.16)$$

Stałe  $A_k$  i  $\alpha_k$  zależą od mieszanki gazu w detektorze i jego ciśnienia. W zaprojektowanym układzie każdy z elementów układu TC można zmieniać między ośmioma różnymi wartościami, co daje 4096 różnych kombinacji. Daje to możliwość zastosowania układu front-end dla detektorów wypełnionych różnymi mieszankami gazów.

$$V_2(s) \sim Q_t \left( \frac{A_1}{s + \alpha_1} + \frac{A_2}{s + \alpha_2} \right) \left( s + \frac{1}{\tau} \right)^{-3} \left( \frac{C_2}{C_{tc1}} \frac{1}{s + \frac{1}{tc1}} + \frac{C_2}{C_{tc2}} \frac{1}{s + \frac{1}{tc2}} \right)^{-1} = \frac{Q_t}{\left( s + \frac{1}{\tau} \right)^3} \quad (2.17)$$

W ten sposób efektywnie uzyskano kształtowanie CR-RC<sup>2</sup> i sygnał o quasi-gaussowskim kształcie.

Wartości pojemności  $C_2$  i rezystancji  $R_2$  zostały dopasowane do pojemności i rezystancji w pętli sprzężenia zwrotnego pierwszego wzmacniacza kształtującego  $C_1$  i  $R_2$  tak,

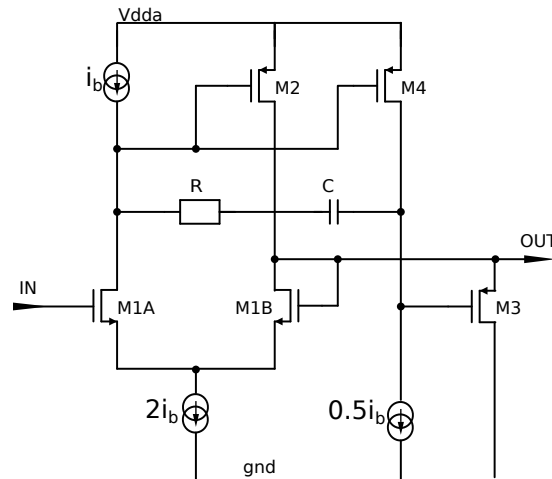
by równe były stałe czasowe  $\tau_1 = \tau_2$ . Wartości pojemności w pętli sprzężenia zwrotnego zmieniać się będą między wartościami  $C_2 = 45, 90, 180$  i  $360$  fF. Wartość rezystancji jest stała i wynosi  $R_2 = 20$  k $\Omega$ .

Rezystancje  $R_A$  i  $R_B$  zostały dodane w celu zmniejszenia wzmocnienia poprzednich części układu, aby zapewnić stabilność działania układu.

### 2.3.2 Architektura drugiego wzmacniacza kształtującego - różnicowy odwrócony wtórnik napięciowy

Wzmacniacz w drugim układzie kształtującym został zaprojektowany jako teleskopowa kaskoda z rozszerzaniem transkonduktancyjnym i kompensacją, z tranzystorem wejściowym NMOS, zaś stopniem wyjściowym wzmacniacza jest różnicowy odwrócony wtórnik napięciowy (ang. *Differential Flipped Voltage Follower - DFVF*) [11].

Użyty w projekcie różnicowy wtórnik napięciowy został przedstawiony na rysunku 2.11. Dziedziczy on zalety zwykłego odwróconego wtórnika napięciowego, opisanego w rozdziale 2.1. Tranzystor wejściowy (M1 na rysunku 2.4 (b)) został podzielony na parę różnicową M1A, M1B ze wspólnym polaryzującym źródłem  $2I_B$ .

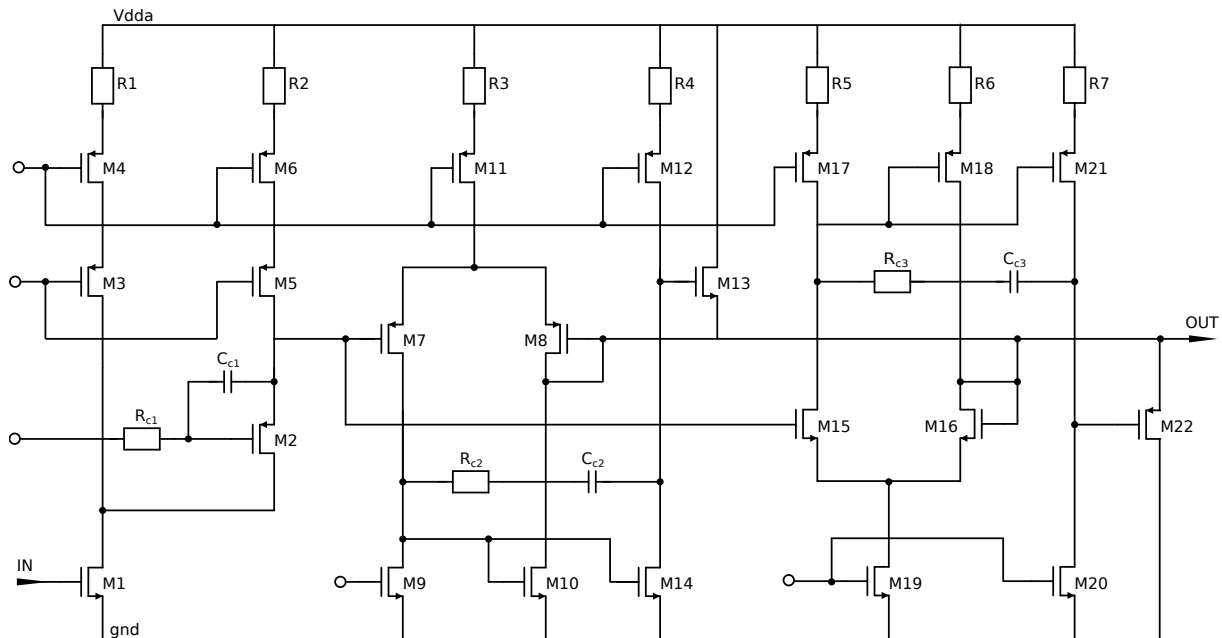


Rysunek 2.11: Różnicowy odwrócony wtórnik napięciowy.

Prąd przepływający przez M2 jest odbijany na M4 i równy  $0.5 \cdot I_b$ , w przypadku braku sygnału na wejściu. Wtedy też prądy tranzystorów M1A i M1B są równe i wynoszą  $I_b$ . Gdy sygnał na wejściu rośnie, prąd płynący przez tranzystor M1A również rośnie, przez co prąd drenu tranzystora M1B spada. Prąd na wyjściu jest wtedy wyciągany z tranzystora M2. W sytuacji, gdzie sygnał na wyjściu spada, rośnie prąd M1B, podczas gdy prąd M4 spada poniżej  $0.5I_b$ . Wtedy napięcie na bramce tranzystora M3 powoduje jego włączenie, by wyciągał prąd z obciążenia. W układzie użyto pojemności C i rezystancji R jako kompensacji Millera

Funkcjonalność AB wtórnika jest zachowana, gdyż tranzystor M2 dostarcza prąd, zaś M3 wyciąga z obciążenia.

W projekcie drugiego wzmacniacza kształtującego różnicowego odwróconego wtórnika napięciowego użyto dwukrotnie, na PMOSach i NMOSach w celu uzyskania pełnej klasy AB wtórnika. Schemat zaprojektowanego wzmacniacza został zamieszczony na rysunku 2.12.



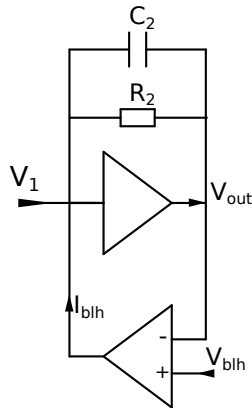
Rysunek 2.12: Schemat wzmacniacza użytego w drugim układzie kształtującym.

## 2.4 Układ stabilizacji linii bazowej

Z powodu rozrzutu technologicznego tranzystorów i rezystorów oraz niedopasowania punktów pracy tranzystorów, w układzie występuje przepływ prądu stałego - prądu niezrównoważenia, co powoduje rozrzut linii bazowej na wyjściu układu kształtującego. Zmniejsza to w konsekwencji zakres dynamiczny układu, a także zaburza zarówno pomiary amplitudowe jak i czasowe.

Jednym z rozwiązań stosowanych w celu usunięcia wachnięć linii bazowej, bez wpływu na sygnał, jest układ odzyskiwania linii bazowej (ang. *Baseline Restorer - BLR*). Zewnętrzny układ wyzwalający bramkuje sygnał w określonym czasie i ustala pewną wartość linii bazowej.

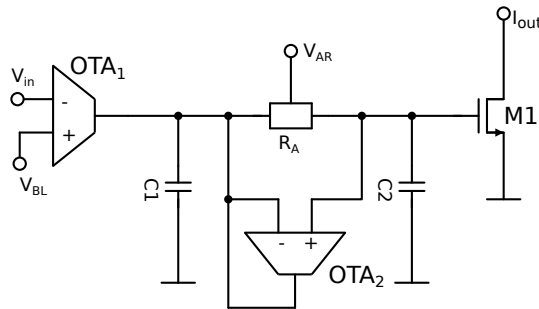
Innym sposobem na zredukowanie negatywnych efektów związanych ze sprzężeniem stałoprądowym sygnału z detektora jest użycie układu stabilizatora linii bazowej (ang. *Baseline Holder - BLH*). Jedną z zalet BLH nad BLR jest brak konieczności bramkowania



Rysunek 2.13: Schemat blokowy drugiego wzmacniacza kształtującego pracującego w zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego stabilizatora linii bazowej.

nia sygnału. Z tego powodu drugi wzmacniacz kształtujący pracuje w zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego ze stabilizatorem linii bazowej, jak przedstawiono na rysunku 2.13.

Stabilizator linii bazowej [12, 13] porównuje napięcie na wyjściu układu kształtującego  $V_{out}$  do pewnego napięcia referencyjnego  $V_{blh}$ , po czym wstrzykuje prąd kompensujący wachnięcia linii bazowej na wejście układu kształtującego. W tym celu układ musi być niewrażliwy na sygnały z detektora. Układ stabilizacji linii bazowej przedstawiony na rysunku 2.14 składa się z trzech części: wzmacniacza różnicowego, filtra dolnoprzepustowego i źródła prądowego.



Rysunek 2.14: Stabilizator linii bazowej.

### 2.4.1 Wzmacniacz transkonduktancyjny

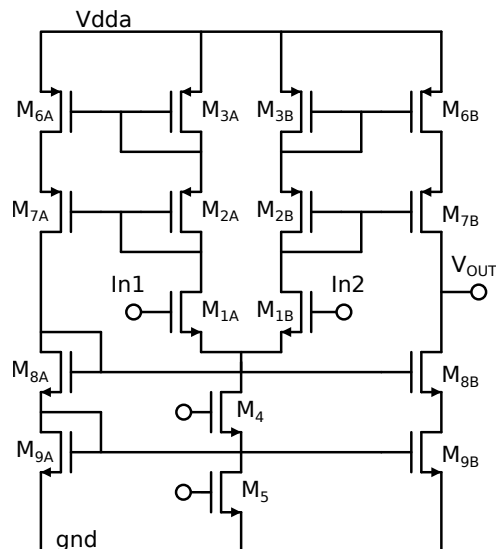
W projekcie układu użyto wzmacniaczy transkonduktancyjnych (ang. *Operational Transconductance Amplifier - OTA* [14]), dzięki którym możliwe będzie umieszczenie dominującego bieguna na niskich częstotliwościach, bez potrzeby używania dużych pojemności lub ekstremalnych warunków polaryzacji.

Pierwszy wzmacniacz transkonduktancyjny  $OTA_1$  jest używany jako wzmacniacz błę-



du, który porównuje napięcie wyjściowe z układu kształtującego  $V_{in}$  z pożądanym napięciem linii bazowej  $V_{BL}$ . Wraz z kondensatorem  $C_1$  tworzy element nieliniowy, który odpowiada na małe sygnały, ale ignoruje duże.

Schemat wzmacniacza transkonduktancyjnego użytego w projekcie stabilizatora linii bazowej przedstawiony jest na rysunku 2.15.



Rysunek 2.15: Schemat wzmacniacza transkonduktancyjnego  $OTA_1$ ,  $OTA_2$  użytego w projekcie stabilizatora linii bazowej.

Tak zaprojektowany wzmacniacz transkonduktancyjny pozwala na uniezależnienie działania źródła prądowego na wyjściu stabilizatora linii bazowej od dopasowania tego tranzystora do sterujących nim tranzystorów wyjściowych wzmacniacza  $OTA_1$ .

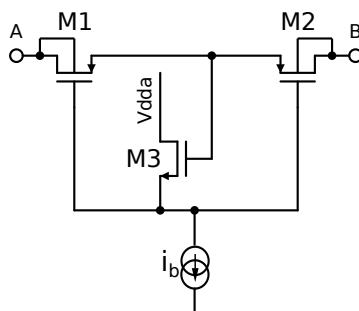
## 2.4.2 Filtr dolnoprzepustowy

Filtr dolnoprzepustowy, tworzony przez rezystor aktywny  $R_A$  zwielokrotniony wzmacniaczem transkonduktancyjnym  $OTA_2$  i kondensator  $C_2$  po pierwsze zapewnia biegun, który zapewnia stabilność działania pętli sprzężenia zwrotnego, po drugie, jego obecność sprawia, że pasmo przenoszenia stabilizatora jest na tyle małe, by układ nie reagował na sygnał z detektora. Jest to główna cecha, która odróżnia BLH od BLR, który musi mieć odpowiednio duże pasmo, by reagować na każdy impuls.

By biegun filtru dolnoprzepustowego był w odpowiednio niskich częstotliwościach, rezystancja  $R_A$  musi być znaczna. Aby uniknąć niepraktycznych wielkości komponentów, użyto w tym celu aktywnego rezystora, zaproponowanego w [15, 16].

## Aktywny rezystor

Jak wykazano w [15], do zaimplementowania takiego rezystora używa się tranzystorów MOS, z drenem zwartym do podłoża, spolaryzowanych w obszarze triodowym, tuż pod progiem. Charakterystyka  $I_d = f(V_{ds})$  takiego tranzystora pokazuje, że podniesienie napięcia między źródłem a drenem  $V_{ds}$  tranzystora zmienia napięcie progowe  $V_T$ , a w konsekwencji podnosi też prąd drenu. Rezultatem tego jest duża skończona rezystancja. Utrzymanie napięcia między źródłem a bramką  $V_{gs}$  na niskim poziomie - w okolicach napięcia termicznego  $V_t = \frac{kT}{q}$  pozwala na uzyskanie dużych rezystancji przy stosunkowo małych wymiarach tranzystora. Charakterystyka jest jednak niesymetryczna, dla ujemnych napięć  $V_{ds}$  rezystancje są małe.



Rysunek 2.16: Aktywny rezystor użyty w projekcie stabilizatora linii bazowej.

Na rysunku 2.16 przedstawiony jest zaproponowany rezystor aktywny.  $M_1$  i  $M_2$  to identyczne tranzystory PMOS z bramkami zwartymi do podłoża, ze sobą połączone bramkami i źródłami. Takie połączenie pozwala usymetryzować charakterystykę - rezystancja widziana z zewnątrz jest sumą rezystancji ich obu, zaś tranzystor  $M_3$  polaryzuje napięcie  $V_{gs}$  tranzystorów  $M_1$  i  $M_2$ .

Rezystancje osiągalne w ten sposób mogą wahać się od 100 k $\Omega$  do 1 G $\Omega$  [15], zależnie od napięcia na bramkach tranzystorów PMOS. Obniżanie tego napięcia skutkuje podniesieniem rezystancji. Dzięki tej technice można kosztem niewielkiej powierzchni osiągnąć dużą rezystancję, potrzebną do uzyskania odpowiednio niskiego biegunu w funkcji przenoszenia stabilizatora linii bazowej.

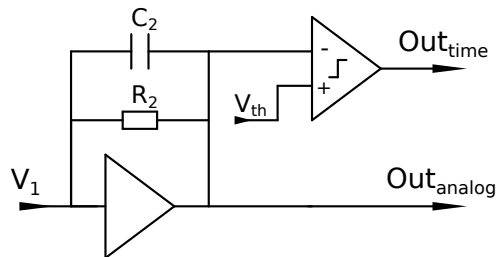
### 2.4.3 Źródło prądowe

Tranzystor  $M_1$  ze schematu na rysunku 2.14 pełni funkcję źródła prądowego, które wstrzykuje odpowiedni prąd na wejście układu kształtującego. Prąd wypływający z gałęzi wyjściowej tranzystora  $M_1$  równy jest 100 nA, by zapewnić bardzo niski współczynnik szybkości zmian sygnału na wyjściu.

Dzięki takim rozwiązaniom, stabilizator linii bazowej umożliwia ustawienie linii bazowej i utrzymanie jej przy wysokiej częstotliwości zdarzeń.

## 2.5 Wyjścia układu

Każdy kanał zaprojektowanego układu ma dwa wyjścia, jak przedstawiono na rysunku 2.17, szybkie wyjście różnicowe LVDS do pomiarów czasowych  $Out_{time}$  poprzedzone dyskryminatorem progowym i wyjście analogowe  $Out_{analog}$ .

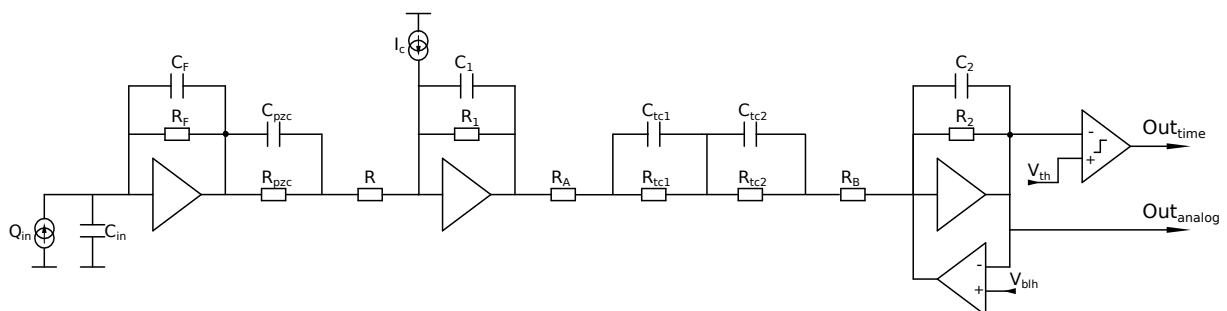


Rysunek 2.17: Wyjścia zaprojektowanego projektu.

Układ wyjściowy jest tak zaprojektowany, by móc rejestrować tor cząstek, a także je zidentyfikować, czyli określić ich pęd i energię. Na wyjściu cyfrowym dokonuje się pomiarów czasu przylotu (ang. *time of arrival - ToA*) oraz czasu nad progiem (ang. *time over threshold - ToT*). Na wyjściu analogowym można oglądać kształt impulsu po przejściu przez tor kształtujący oraz dokonywać pomiaru jego amplitudy.

## 2.6 Projekt kompletnego układu

Na rysunku 2.18 przedstawiono kompletny schemat blokowy zaprojektowanego układu.



Rysunek 2.18: Schemat zaprojektowanego układu.

w rozdziale trzecim zostały przedstawione wyniki symulacji charakterystyk poszczególnych elementów układu oraz jego odpowiedzi na impuls w postaci delty Diraca.

# Rozdział 3

## Symulacje układu

W tym rozdziale zostaną przedstawione wyniki symulacji działania poszczególnych elementów i całego układu.

Proces tworzenia każdego dedykowanego układu scalonego składa się z kilku etapów. Rozpoczyna się on od stworzenia schematu i zweryfikowania poprawności jego działania. W tym rozdziale zostaną przedstawione wielkości tranzystorów i innych komponentów użytych przy projekcie wzmacniaczy, opisanych w poprzednim rozdziale. Następnie przedstawione zostaną wyniki symulacji stabilności wzmacniaczy dla różnych trybów działania układu oraz kształty sygnałów po przejściu przez kolejne stopnie wzmacniające, oraz przesłuchy między kanałami. Oprócz tego przedstawione zostaną wyniki symulacji szumowych całego układu, a także liniowości odpowiedzi i czasu nad progiem w zależności od ładunku wejściowego.

Po zweryfikowaniu poprawności działania układu planowane jest rozłożenie planu masek technologicznych. Gdy jest to gotowe, można zbadać wpływ efektów pasożytniczych na działanie układu. W dalszej części tego rozdziału przedstawione są wyniki analogicznych symulacji dla projektowanego układu na poziomie „layout’u”.

Przed wysłaniem układu do produkcji, należy mieć także na uwadze to, że w przypadku powyższych symulacji wszystkie komponenty mają dokładnie określone wartości na podstawie których obliczane są wyniki symulacji. Jednakże w procesie produkcyjnym może się okazać, że wielkości komponentów oscylują wokół modelowych wartości. Wypadkowa z tych odchyłek może powodować zmianę działania układu. By ustrzec się przed tym, wykonane zostały symulacje najgorszych przypadków, które mają na celu zbadanie działania układu dla ekstremalnych odchyłek od założonych wartości, które mogą zajść w procesie produkcyjnym, jak również dla różnych wartości napięcia zasilania i temperatury pracy układu. Symulacje te zostały wykonane dla najbardziej znaczących wielkości w układzie - stabilności przedwzmacniacza, kształtu sygnału po przejściu przez cały tor spektrometryczny oraz liniowości układu.

Poprzez przeprowadzenie tych i innych symulacji zmniejszamy prawdopodobieństwo wysłania do produkcji układu działającego nieprawidłowo, bądź też nie działającego w ogóle. Proces produkcji jest czasochłonny i drogi, dlatego przeprowadzanie symulacji jest ważnym punktem podczas tworzenia układu.

## 3.1 Symulacje układu na poziomie schematu

Pierwsze symulacje zostały przeprowadzone po zaprojektowaniu schematu układu, zaś przed zaplanowaniem rozkładu masek technologicznych.

### 3.1.1 Przedwzmacniacz ładunkoczuły

Przedwzmacniacz ładunkoczuły został zaprojektowany jak przedstawiono w rozdziale 2.1.5. Tranzystor wejściowy M1 ma wymiary  $W/L = 4.4\mu/0.35\mu$ , zaś prąd  $I_d$ , który przepływa przezeń wynosi 2 mA. Przekłada się to na transkonduktancję  $g_m$  tego tranzystora wynoszącą w przybliżeniu 43 mS. Ma to znaczenie w przypadku podanych w poprzednim rozdziale wielkości: pola wzmocnienia (2.5) i ekwiwalentnego szumu napięciowego (2.10).

Wymiary pozostałych tranzystorów użytych w projekcie przedwzmacniacza zostały przedstawione w tabeli 3.1.

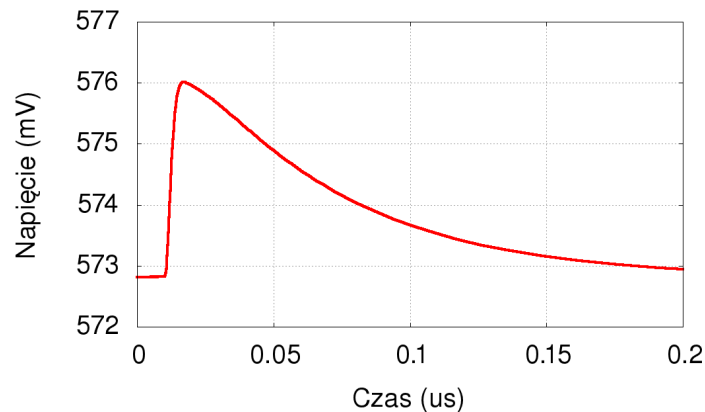
Tabela 3.1: Wymiary tranzystorów użytych w przedwzmacniaczu.

typ tranzystora	funkcja w układzie	oznaczenie	szerokość [ $\mu m$ ]	długość [ $\mu m$ ]
NMOS	tranzystor wejściowy	M1	4400	0,35
NMOS	tranzystor kaskodowy	M2	12	0,45
PMOS	aktywne obciążenie	M3	135	0,45
PMOS	aktywne obciążenie	M4	225	0,35
PMOS	aktywne obciążenie	M5	45	0,45
PMOS	aktywne obciążenie	M6	75	0,35
NMOS	bufor napięciowy	M7	30	0,35
NMOS	bufor napięciowy	M8	20	0,35
PMOS	aktywne obciążenie	M9	37,5	0,35
NMOS	bufor napięciowy	M10	30	0,35

Rezystory użyte w projekcie,  $R_1$ ,  $R_2$  i  $R_3$  to rezystory degenerujące źródła prądowe, będące obciążeniem poszczególnych tranzystorów we wzmacniaczu. Wartości ich wynoszą odpowiednio 7,2; 2,4 i 1,2 k $\Omega$ .

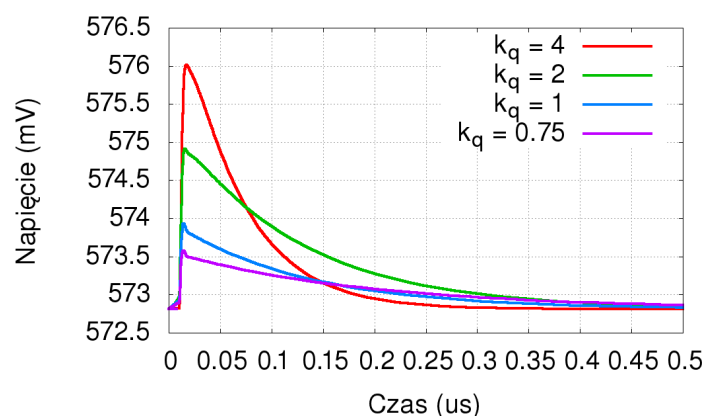
## Odpowiedź czasowa przedwzmacniacza

Zasymulowana odpowiedź przedwzmacniacza na sygnał w kształcie delty Diraca znajduje się na rysunku 3.1. Kształt tej odpowiedzi - szybkie narastanie sygnału napięciowego i długi, eksponencjalny spadek pokrywa się z przewidywaniami teoretycznymi. Uzyskane zostało szybkie działanie przedwzmacniacza (czas kształtowania sygnału będącego odpowiedzią na deltę Diraca wynosi 6,5 ns).



Rysunek 3.1: Odpowiedź przedwzmacniacza na impuls w kształcie delty Diraca, dla wzmocnienia przedwzmacniacza  $k_q = 4mV/fC$ .

Na rysunku 3.2 przedstawiono odpowiedzi na impuls w kształcie delty Diraca niosący ładunek 1 fC dla różnych ustawień wzmocnienia przedwzmacniacza. Uzyskane wzmocnienia różnią się od wartości teoretycznych, porównanie zostało przedstawione w tabeli 3.2.



Rysunek 3.2: Odpowiedź przedwzmacniacza na impuls w kształcie delty diraca, dla różnych wzmocnień przedwzmacniacza.

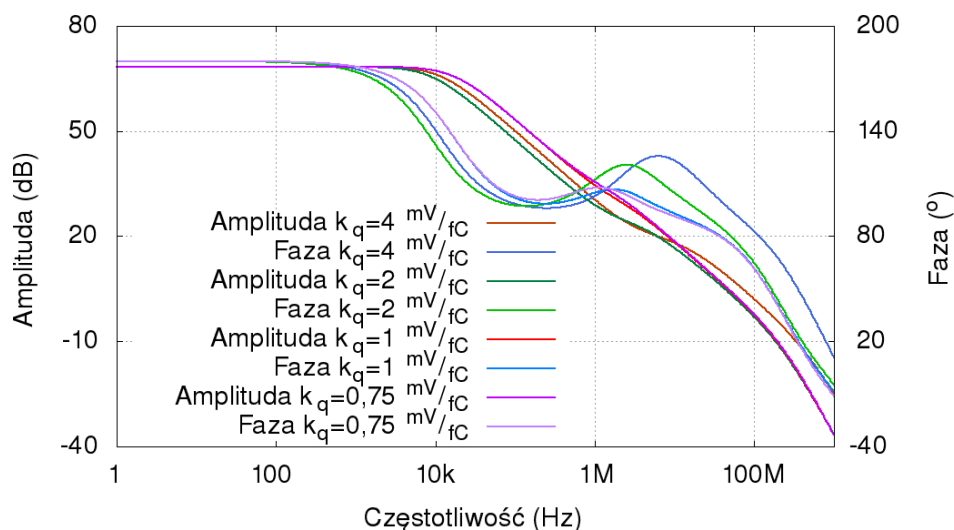
Tabela 3.2: Porównanie teoretycznych i uzyskanych wartości wzmocnienia ładunkowego.

wzmocnienie teoretyczne [mV/fC]	uzyskane wzmocnienie [mV/fC]
4	3,19
2	2,09
1	1,12
0,75	0,77

Największą różnicę można zaobserwować w przypadku ustawień o najwyższym wzmocnieniu przedwzmacniacza - wartość uzyskana jest o 20% niższa od teoretycznej. W przypadku pozostałych ustawień odstępstwa są mniejsze. Różnice wynikają z rezystancji i pojemności kluczy znajdujących się w pętli ładunkowej przedwzmacniacza, niezbędnych do przełączania pomiędzy różnymi trybami pracy.

### Stabilność przedwzmacniacza

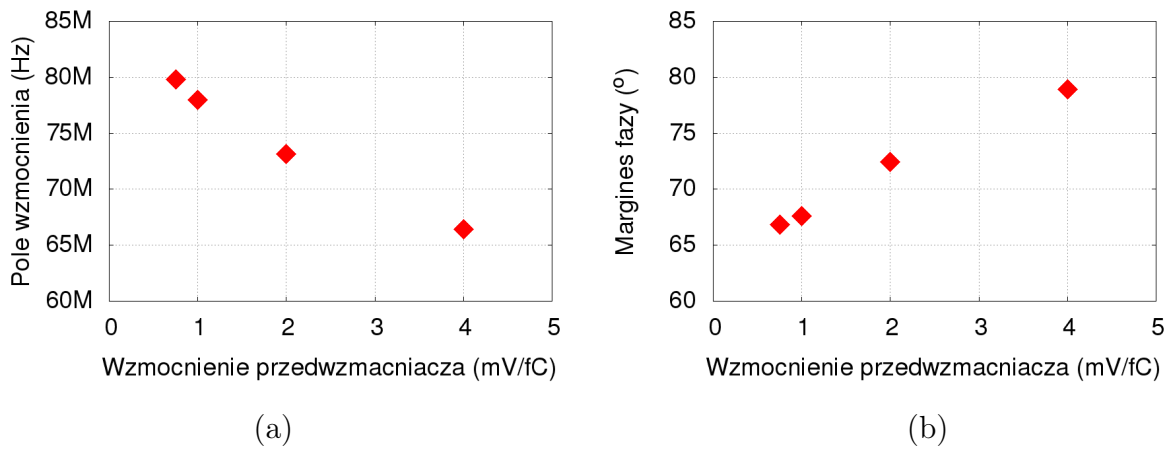
Przedstawione na rysunku 3.3 charakterystyki amplitudowo-fazowe przedwzmacniacza pozwalają na określenie parametrów ważnych z punktu widzenia stabilności pracy przedwzmacniacza - wzmocnienie w otwartej pętli - co do którego dąży się zawsze, by było jak najwyższe, a także pola wzmocnienia i marginesu fazy, które zależą również od komponentów obciążających wzmacniacz.



Rysunek 3.3: Charakterystyki amplitudowo-fazowe przedwzmacniacza dla różnych wzmocnień przedwzmacniacza.

Wzmocnienie wzmacniacza nie zależy od komponentów w otwartej pętli sprzężenia

zwrotnego i wynosi 68,40 dB, to jest 2629  $V/v$ . Zależności pola wzmocnienia i marginesu fazy od wzmocnienia przedwzmacniacza i czasu kształtowania impulsu zostały przedstawione na wykresach 3.4 (a) i (b).

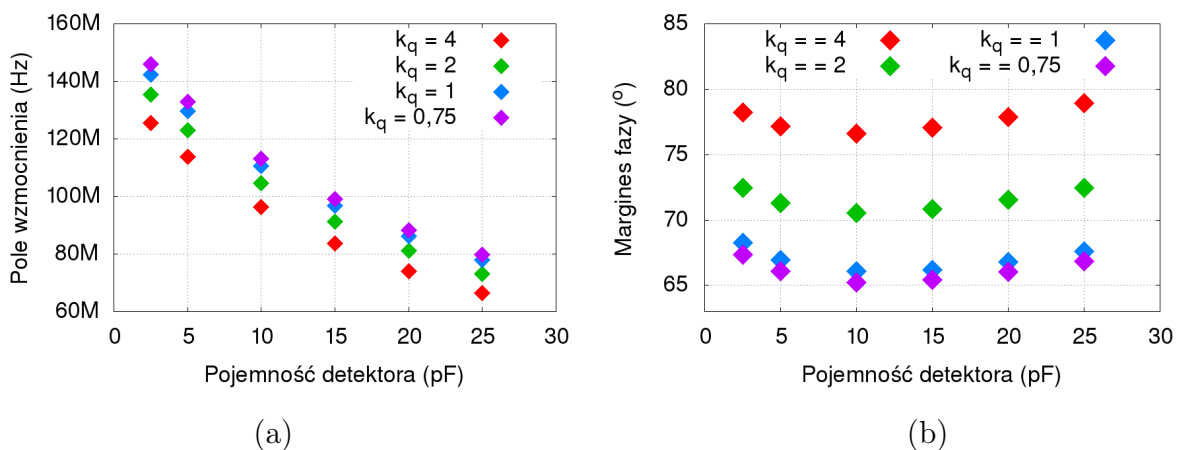


Rysunek 3.4: Pole wzmocnienia (a) i margines fazy (b) przedwzmacniacza w zależności od wzmocnienia przedwzmacniacza.

Z wykresu 3.4 (a) wynika, że pole wzmocnienia przedwzmacniacza zależy od ustawień w pętli ładunkowej i układzie PZC, i waha się między 66 MHz a 80 MHz.

Margines fazy, przedstawiony na wykresie 3.4 (b) również zależy od komponentów w pętli sprzężenia zwrotnego i układzie równoważenia biegunów. Przyjmuje wartości z zakresu  $66^\circ - 79^\circ$ .

Zarówno margines fazy jak i pole wzmocnienia nie są wrażliwe na zmiany czasu kształtowania impulsu, który nie jest warunkowany komponentami w pętli ładunkowej przedwzmacniacza, ale w pętlach sprzężenia zwrotnego wzmacniaczy kształtujących.



Rysunek 3.5: Zależność pola wzmocnienia (a) i marginesu fazy (b) przedwzmacniacza od pojemności detektora dla różnych wzmocnień przedwzmacniacza.

Układ domyślnie symulowany jest dla pojemności detektora 25 pF, co odpowiada



w przybliżeniu detektorowi o długości 150 cm. W eksperymencie część detektorów będzie krótszych, aby w przypadku zakrzywionych warstw detektorów uniknąć pustych miejsc w strukturze. Z tego powodu, układ musi działać stabilnie również dla mniejszych pojemności. Wyniki symulacji dla pojemności detektorów między 2,5 pF a 25 pF zostały przedstawione na wykresach 3.5 (a) i (b). Stałym dla wszystkich wartości pojemności detektora było wzmocnienie w otwartej pętli sprzężenia zwrotnego - 2629 V/V. Pole wzmocnienia dla mniejszych pojemności detektora rośnie do wartości bliskich 130 - 150 MHz, dla różnych wzmocnień przedwzmacniacza. Jest to zgodne z teoretyczną zależnością daną wzorem (2.9). Wartości marginesu fazy przedwzmacniacza dla różnych pojemności detektora i tego samego wzmocnienia przedwzmacniacza praktycznie nie różnią się od siebie.

### Stabilność przedwzmacniacza - symulacje najgorszych przypadków

W celu przeprowadzenia analizy najgorszych przypadków uwzględniane są modele elementów z danej technologii uwzględniające najgorsze możliwe wyniki procesu technologicznego oraz zmiany temperatury i napięcia zasilania. W tym celu przeprowadza się analizę siedmiu przypadków (nie licząc nominalnego). Ustawienia modeli w przeprowadzonej symulacji są zawarte w tabeli 3.3.

Tabela 3.3: Ustawienia modeli w analizie najgorszych przypadków.

Przypadek	CMOS	Rezystory	Pojemności	Temperatura [°C]	Napięcie zasilania [V]
Nom	TM	TM	TM	27	3,3
WP	WP	WP	WP	0	3,6
WS	WS	WS	WS	80	3,0
WS2	WS	WS	WS	0	3,0
WOWP	WO	WP	WP	0	3,6
WOWS	WO	WS	WS	80	3,0
WZWP	WZ	WP	WP	0	3,6
WZWS	WZ	WS	WS	80	3,0

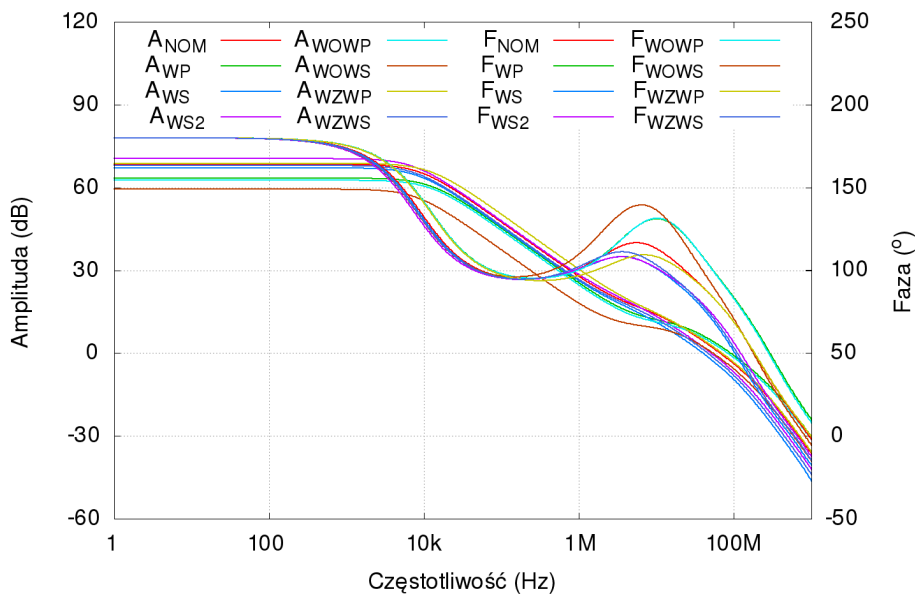
Oznaczenia użyte w tabeli 3.3 wytłumaczone są poniżej:

- **TM** - (typowe ustawienia, ang. *Typical Mean*) - w przypadku idealnego procesu technologicznego.
- **WP** - (przypadek z najgorszą mocą, ang. *Worst Power*) - zmniejszenie wartości pojemności i rezystancji elementów pasywnych, a także zmniejszenie grubości tlenku

i zwiększenie ruchliwości nośników, co skutkuje zwiększeniem prądu pobieranego przez tranzystory.

- **WS** - (przypadek z najgorszą szybkością, ang. *Worst Speed*) - zwiększenie rezystancji i pojemności elementów pasywnych co skutkuje wydłużeniem stałych czasowych, a także zmniejszeniem ruchliwości nośników w tranzystorach.
- **WZ** - (przypadek z najgorszym „zerem”, ang. *Worst Zero*) - przypadek w którym  $V_{thp}$  maleje, zaś  $V_{thn}$  rośnie, to znaczy zmniejsza się różnica napięć progowych tranzystorów nMOS i pMOS.
- **WO** - (przypadek z najgorszą „jedyneką”, ang. *Worst One*) - napięcia progowe tranzystorów nMOS i pMOS oddalają się od siebie.

Na rysunku 3.6 przedstawione zostały wyniki symulacji najgorszych przypadków dla charakterystyk częstotliwościowych przedwzmacniacza dla wzmocnienia  $k_q = 4 \text{ mV}/fC$ . Widać, że działanie układu jest czułe na zmianę parametrów w procesie technologicznym.



Rysunek 3.6: Charakterystyki amplitudowo-fazowe przedwzmacniacza na poziomie schematu dla najgorszych przypadków.

W tabeli 3.4 przedstawiono średnie wartości wzmocnienia, marginesu fazy i pola wzmocnienia przedwzmacniacza na poziomie schematu dla najgorszych przypadków procesu technologicznego.

Największe odchylenia od przypadku nominalnego można zaobserwować przy ustawieniach WP, WOWP i WOWS. Widać jednak, że działanie przedwzmacniacza nie pogarsza

Tabela 3.4: Wartości parametrów przedwzmacniacza dla najgorszych przypadków.

Przypadek	Wzmocnienie [V/V]	Margines Fazy [°]				Pole wzmocnienia [MHz]			
		$k_q = 4$	$k_q = 2$	$k_q = 1$	$k_q = \frac{3}{4}$	$k_q = 4$	$k_q = 2$	$k_q = 1$	$k_q = \frac{3}{4}$
Nom	2628	78,9	72,5	67,6	66,8	66,4	73,2	78,0	79,8
WP	1478	86,1	77,0	71,0	69,6	90,7	101,6	108,7	111,4
WS	2275	76,8	70,1	65,8	64,2	39,9	43,7	46,8	48,0
WS2	3337	74,4	68,3	63,3	62,6	50,9	54,8	58,3	59,8
WOWP	1355	88,0	78,2	71,7	70,4	82,8	93,9	100,8	103,5
WOWS	933	90,3	78,3	71,0	69,2	52,6	61,3	65,8	67,7
WZWP	2725	77,7	70,9	65,6	64,9	70,1	78,1	83,9	86,2
WZWS	2507	75,2	68,7	63,7	63,0	46,1	50,5	53,7	55,0

się w stopniu wykluczającym jego dobra działanie po produkcji, można więc kontynuować dalszą pracę nad układem.

### 3.1.2 Pierwszy wzmacniacz kształtujący

Pierwszy wzmacniacz kształtujący został zaprojektowany jak opisano w rozdziale 2.2.2. Wymiary tranzystorów użytych w projekcie pierwszego wzmacniacza kształtującego zostały przedstawione w tabeli 3.5.

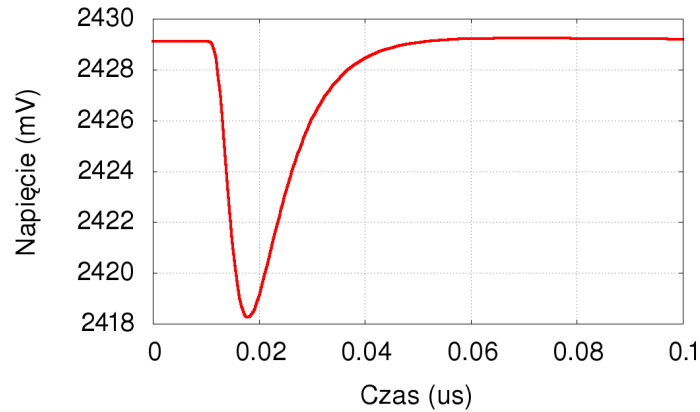
Tabela 3.5: Wymiary tranzystorów użytych w pierwszym wzmacniaczu kształtującym.

typ tranzystora	funkcja w układzie	oznaczenie	szerokość [ $\mu\text{m}$ ]	długość [ $\mu\text{m}$ ]
PMOS	tranzystor wejściowy	M1	200	0,35
PMOS	tranzystor kaskodowy	M2	60	0,35
NMOS	aktywne obciążenie	M3	8	0,35
NMOS	aktywne obciążenie	M4	8,2	0,35
NMOS	aktywne obciążenie	M5	4	0,35
NMOS	aktywne obciążenie	M6	4,1	0,35
PMOS	bufor napięciowy	M7	400	0,35
PMOS	aktywne obciążenie	M8	40	1

Pojemność  $C_C$  i rezystancja  $R_C$  stanowią elementy kompensacji „do przodu”, ich wartości to odpowiednio 1,725 pF i 18 k $\Omega$ . Rezystancje  $R_2$  i  $R_3$  stanowią degenerację źródeł prądowych będących obciążeniem tranzystorów we wzmacniaczu. Ich wartości to odpowiednio 1,5 i 3,0 k $\Omega$ .

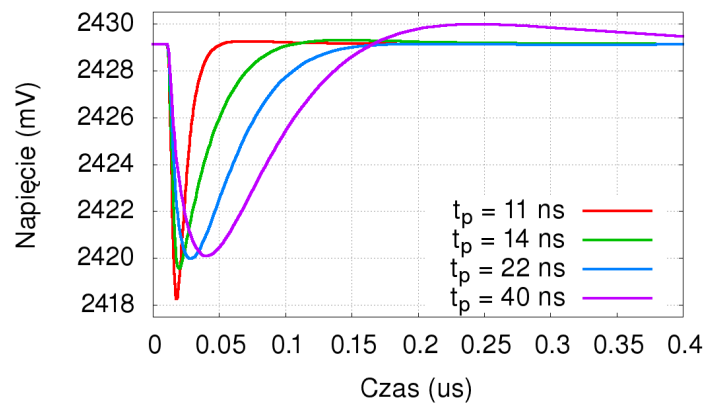
## Odpowiedź czasowa układu pierwszego wzmacniacza kształtującego

Na wykresie 3.7 przedstawiona jest odpowiedź pierwszego układu kształtującego na sygnał z przedwzmacniacza o wzmocnieniu  $4 \text{ mV}/fC$  (rysunek 3.1), z czasem kształtowania 11 ns.



Rysunek 3.7: Odpowiedź pierwszego układu kształtującego na sygnał z przedwzmacniacza o wzmocnieniu  $4 \text{ mV}/fC$ , z czasem kształtowania 11 ns.

Na rysunku 3.8 przedstawione zostały odpowiedzi układu na sygnał z przedwzmacniacza o wzmocnieniu  $4 \text{ mV}/fC$ , dla różnych ustawień czasu kształtowania sygnału.



Rysunek 3.8: Odpowiedź pierwszego układu kształtującego na sygnał z przedwzmacniacza o wzmocnieniu  $4 \text{ mV}/fC$ , z różnymi czasami kształtowania.

Można zaobserwować różne amplitudy sygnałów, co jest związane z tym, że aby uzyskać dopasowanie stałych czasowych układów przedwzmacniacza, PZC i pierwszego wzmacniacza kształtującego, dla każdego przypadku z osobna trzeba dopasować także wartości rezystancji w pętli ładunkowej przedwzmacniacza i układzie PZC.

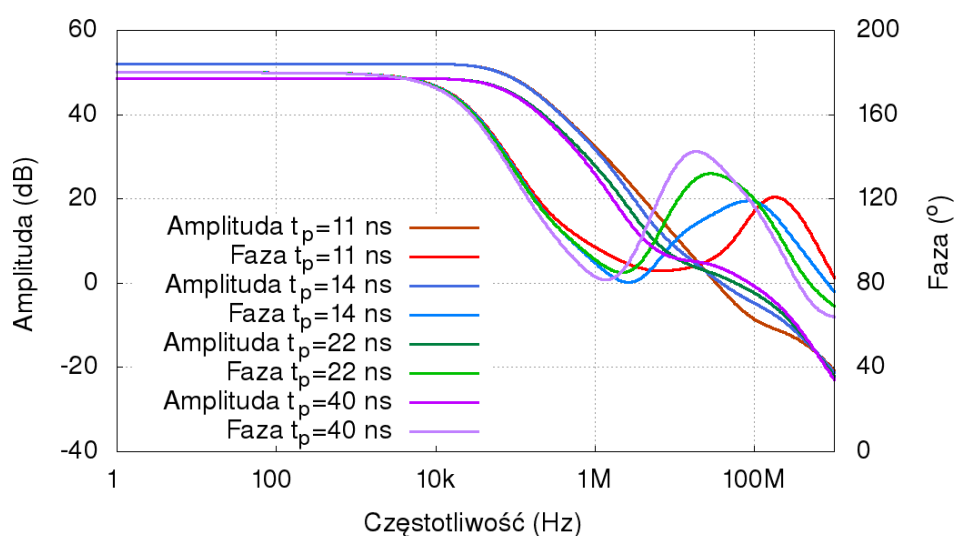
Tabela 3.6: Uzyskane czasy kształtowania odpowiedzi pierwszego układu kształtującego.

projektowy czas kształtowania [ns]	uzyskany czas kształtowania impulsu [ns]
11	7,3
14	9,5
22	18,0
40	30,5

W przypadku najdłuższego czasu kształtowania pojawia się również przerzut, co może świadczyć o niedokładnym dopasowaniu stałych kształtowania dla tego przypadku. Zestawienie uzyskanych czasów kształtowania sygnału znajduje się w tabeli 3.6.

### Stabilność pierwszego wzmacniacza kształtującego

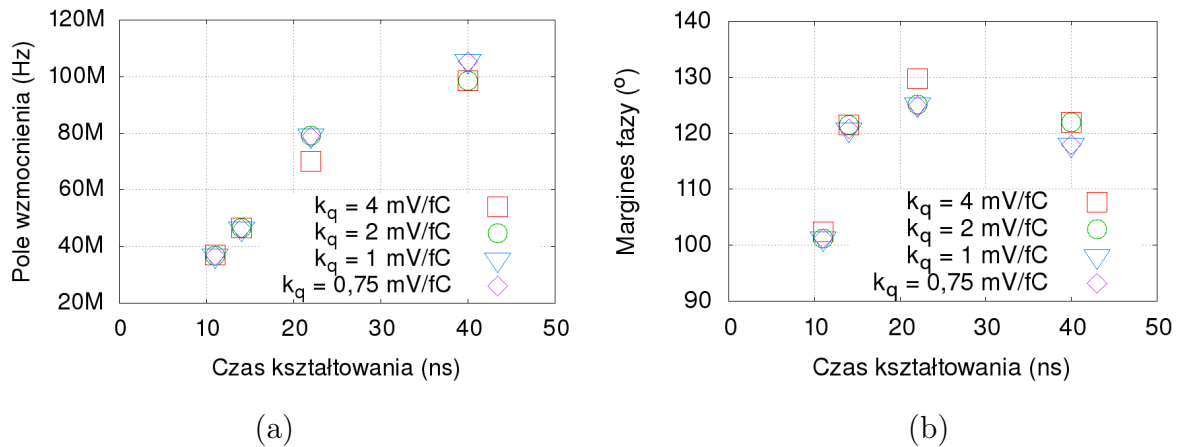
Na rysunku 3.9 przedstawione zostały charakterystyki amplitudowo-fazowe pierwszego wzmacniacza kształtującego, dla różnych czasów kształtowania.



Rysunek 3.9: Charakterystyki amplitudowo-fazowe pierwszego wzmacniacza kształtującego dla różnych czasów kształtowania.

Wzmocnienie w otwartej pętli pierwszego układu kształtującego zależy od komponentów w pętli sprzężenia zwrotnego i dla najkrótszych czasów kształtowania wynosi 54,05 dB to jest  $504,3 \text{ V/V}$ .

Na rysunkach 3.10 (a) i (b) przedstawione zostały zależności pola wzmocnienia i marginesu fazy wzmacniacza kształtującego w zależności od czasu kształtowania impulsu



Rysunek 3.10: Zależność pola wzmacnienia (a) i marginesu fazy (b) pierwszego wzmacniacza kształtującego od czasu kształtowania impulsu.

i wzmacnienia przedwzmacniacza. Pojemność detektora nie ma wpływa na wartości tych wielkości.

Pole wzmacnienia pierwszego wzmacniacza kształtującego zawiera się w przedziale 37 MHz - 105 MHz i rośnie wraz z czasem kształtowania sygnału. Margines fazy zawiera się w przedziale między 101,2° a 129,7°. Wzmacnienie przedwzmacniacza ma niewielki wpływ na te wartości, dla większych czasów kształtowania wartości zmieniają się o około 1%, dla niższych praktycznie nie ma żadnego wpływu.

### 3.1.3 Drugi wzmacniacz kształtujący

Drugi wzmacniacz kształtujący wraz z układem kompensacji ogona jonowego został zaprojektowany jak opisano w rozdziale 2.3.2. Wymiary tranzystorów użytych w drugim wzmacniaczu kształtującym przedstawiono w tabeli 3.7.

Pojemność  $C_{c1}$  i rezystancja  $R_{c1}$  to komponenty kompensacji „do przodu”, zaś pojemności  $C_{c2}$ ,  $C_{c3}$  i rezystancje  $R_{c2}$ ,  $R_{c3}$  to komponenty kompensacji millerowskiej. Ich wartości to:  $C_{c1} = 2$  pF,  $R_{c1} = 15$  k $\Omega$ ,  $C_{c2} = C_{c3} = 160$  fF,  $R_{c2} = R_{c3} = 20$  k $\Omega$ . Rezystancje  $R_{1-7}$  to rezystancje degenerujące źródła prądowe stanowiące aktywne obciążenie układu. Ich wartości to  $R_{1,3} = 1,5$  k $\Omega$ ,  $R_{2,4,5,6,7} = 3$  k $\Omega$ .

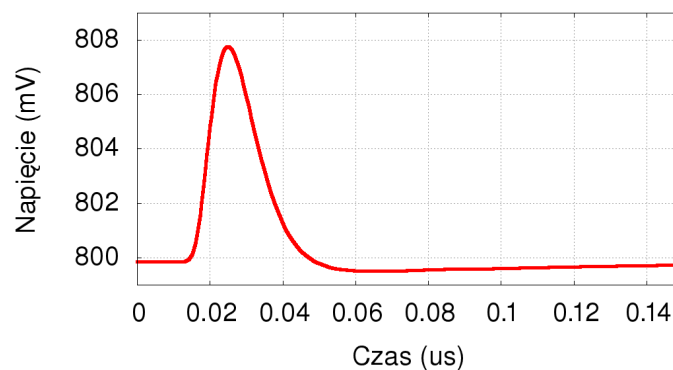
O układzie eliminacji ogona jonowego więcej przedstawione zostało w podrozdziale *Odpowiedź układu na sygnał z detektora*.

Tabela 3.7: Wymiary tranzystorów użytych w drugim wzmacniaczu kształtującym.

typ tranzystora	funkcja w układzie	oznaczenie	szerokość [ $\mu m$ ]	dlugość [ $\mu m$ ]
NMOS	tranzystor wejściowy	M1	400	0,35
NMOS	tranzystor kaskodowy	M2	70	0,35
PMOS	aktywne obciążenie	M3	16	0,35
PMOS	aktywne obciążenie	M4	30	0,35
PMOS	aktywne obciążenie	M5	9	0,55
PMOS	aktywne obciążenie	M6	15	0,35
PMOS	para różnicowa DFVF	M7, M8	40	0,35
NMOS	aktywne obciążenie	M9, M20	20	1
NMOS	bufor napięciowy DFVF	M10, M14	20	1
PMOS	źródło polaryzujące	M11	30	0,35
PMOS	aktywne obciążenie	M12, M17	15	0,35
NMOS	bufor napięciowy	M13	20	0,35
NMOS	para różnicowa DFVF	M15, M16	20	1
PMOS	bufor napięciowy DFVF	M18, M21	15	0,35
NMOS	źródło polaryzujące	M19	40	1
PMOS	bufor napięciowy	M22	40	0,35

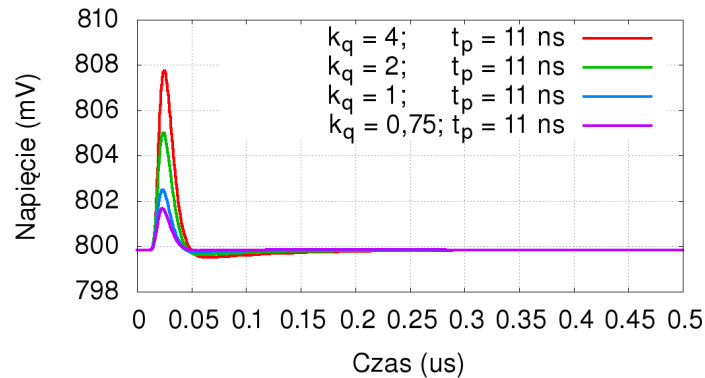
### Odpowiedź czasowa całego układu na sygnał w kształcie delty Diraca

Odpowiedź drugiego wzmacniacza kształtującego na impuls podany na wejście pierwszego wzmacniacza (rysunek 3.7) przedstawiona jest na rysunku 3.11. Ustawienia układu to wzmocnienie przedwzmacniacza  $4 \text{ mV}/fC$  i czas kształtowania 11 ns.

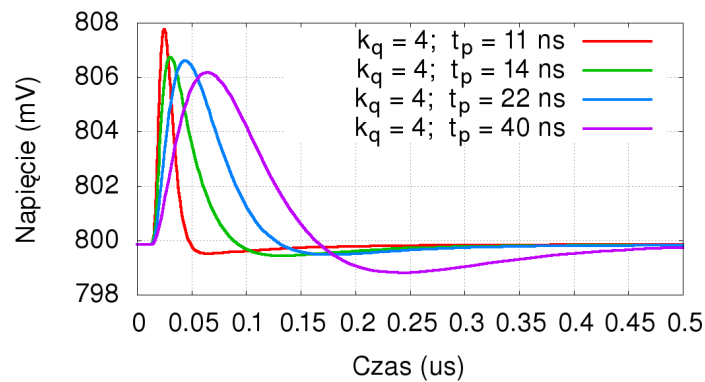


Rysunek 3.11: Odpowiedź całego układu na deltę Diraca z domyślnym kształtowaniem TC, przy ustawieniach  $k_q = 4 \text{ mV}/fC$ ,  $t_p = 11 \text{ ns}$ .

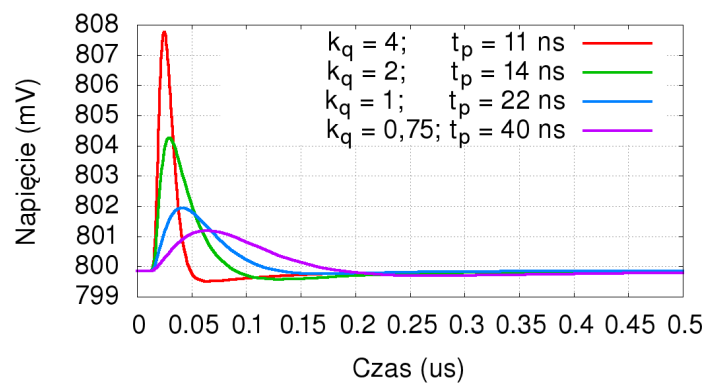
Przedstawiony na rysunku 3.11 sygnał posiada wyraźny przerzut. Jest to skutek działania układu eliminacji ogona na sygnał w kształcie delty Diraca. Użyty tryb kształtowania przekłada się na wartości rezystancji i pojemności w układzie TC:  $C_{tc1} = 6$  pF,  $R_{tc1} = 26$  k $\Omega$ ,  $C_{tc2} = 150$  fF,  $R_{tc2} = 40$  k $\Omega$ .



(a)



(b)



(c)

Rysunek 3.12: Odpowiedź całego układu na deltę Diraca z kształtowaniem TC. Porównanie odpowiedzi dla tego samego  $t_p$  i różnych  $k_q$  (a); takiego samego  $k_q$  i różnych  $t_p$  (b); różnych  $k_q$  i różnych  $t_p$  (c).



Tabela 3.8: Uzyskane czasy kształtowania sygnałów po przejściu przez tor spektrometryczny.

projektowy czas kształtowania [ns]	uzyskany czas kształtowania [ns]
11	11,5
14	17,0
22	30,5
40	51,5

Na rysunku 3.12 przedstawione zostały odpowiedzi całego toru kształtującego na impuls w kształcie delty Diraca niosący ładunek 1 fC, dla różnych wzmocnień ładunkowych i różnych czasów kształtowania. Zestawienie uzyskanych czasów kształtowania sygnału i teoretycznych wartości znajduje się w tabeli 3.8.

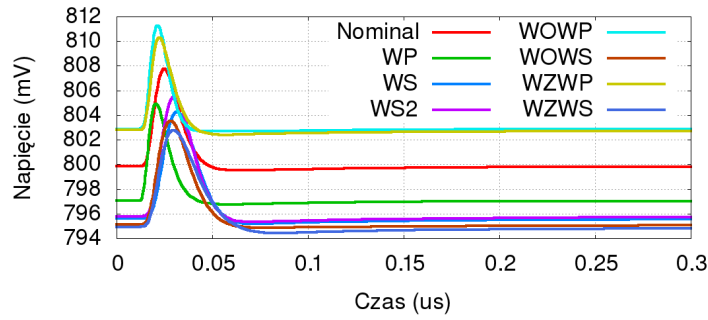
### Odpowiedź czasowa całego układu na sygnał w kształcie delty Diraca - symulacja najgorszych przypadków.

Na rysunkach 3.13 (a) i (b) zostały przedstawione symulacje najgorszych przypadków kształtu sygnału dla wzmocnienia  $4 \text{ mV/fC}$  i czasu kształtowania 11 ns. Na rysunku 3.13 (a) widać dokładnie rozrzut linii bazowej, zaś na rysunku 3.13 (b) pokazano zmiany kształtu sygnału w najgorszych przypadkach normując poziom linii bazowej do zera.

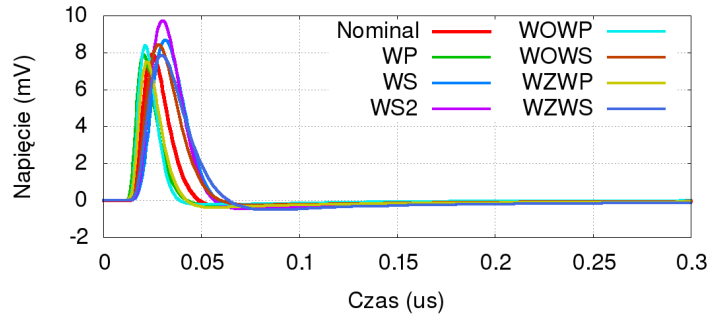
Tabela 3.9: Parametry sygnału wyjściowego na poziomie schematu dla najgorszych przypadków. Porównanie uzyskanych linii bazowych i uzyskanych czasów kształtowania sygnału dla różnych stałych kształtowania.

Przypadek	Linia bazowa [mV]	$t_{11}$ [ns]	$t_{14}$ [ns]	$t_{22}$ [ns]	$t_{40}$ [ns]
Nom	799,9	11,5	17,0	30,5	51,5
WP	797,0	8,4	13,0	21,9	37,0
WS	795,6	17,5	23,7	41,0	69,2
WS2	795,8	16,2	22,2	39,0	70,0
WOWP	802,9	8,8	13,0	21,3	36,5
WOWS	795,1	14,8	22,5	38,3	65,0
WZWP	802,8	9,4	14,9	24,9	40,0
WZWS	794,9	16,5	24,3	41,1	68,5

Wartości linii bazowej i uzyskane czasy kształtowania sygnału przedstawione są w ta-



(a)



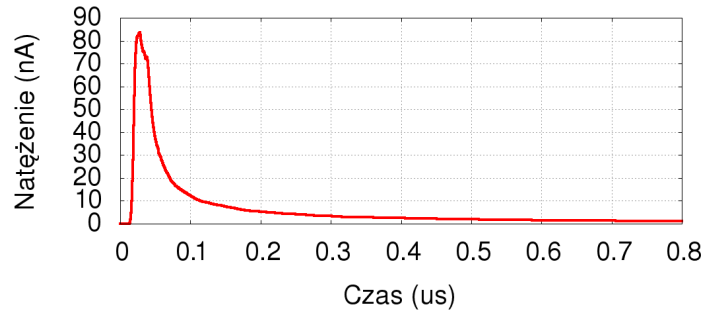
(b)

Rysunek 3.13: Wyniki symulacji najgorszych przypadków odpowiedzi toru na sygnał w kształcie delty Diraca dla  $k_q = 4 \text{ mV/fC}$ ,  $t_p = 11 \text{ ns}$ . Porównanie rozrzutu linii bazowych sygnału (a) i kształtów sygnałów (b).

beli 3.9. Linia bazowa sygnału oscyluje wokół nominalnej 800 mV między 795 mV a 803 mV. Dla każdego przypadku rozrzutu procesu technologicznego i różnych trybów działania układu stałe są poziomy linii bazowej, można więc wnioskować, że działanie stabilizatora linii bazowej również jest zależne od procesu technologicznego. Jak można się spodziewać, dla przypadków, w których badane są modele zwalniające układ - to jest WS, WS2, WOWS, WZWS, uzyskane czasy kształtowania sygnałów są dużo dłuższe, nawet o 60%. Dla modeli, które zwiększają pobór mocy, jednocześnie przyspieszając układ (WP, WOWP, WZWP), notujemy spadki czasów kształtowania, o około 20%.

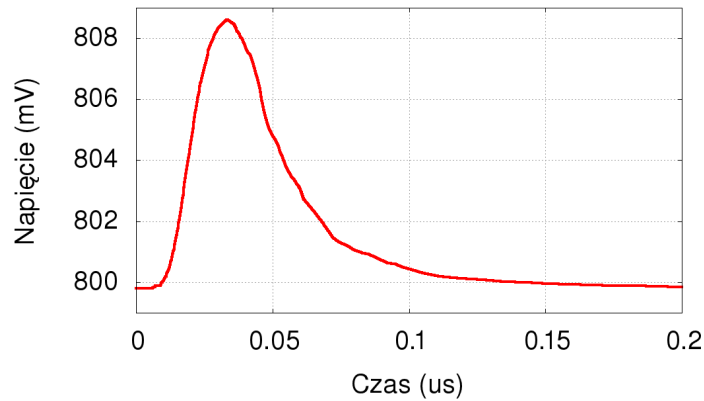
### Odpowiedź układu na sygnał z detektora

Działanie układu zostało również przesymulowane dla teoretycznego sygnału z detektora, indukowanego przez pion, niosącego ładunek około 1 fC. Kształt takiego sygnału przedstawiony jest na rysunku 3.14. Widoczny wyraźnie jest długi ogon jonowy.



Rysunek 3.14: Sygnał wejściowy - pion o energii 0,42 GeV.

Odpowiedź układu, przedstawiona na rysunku 3.15 pokazuje, że układ zgodnie z oczekiwaniami kompensuje ogon jonowy sygnału.



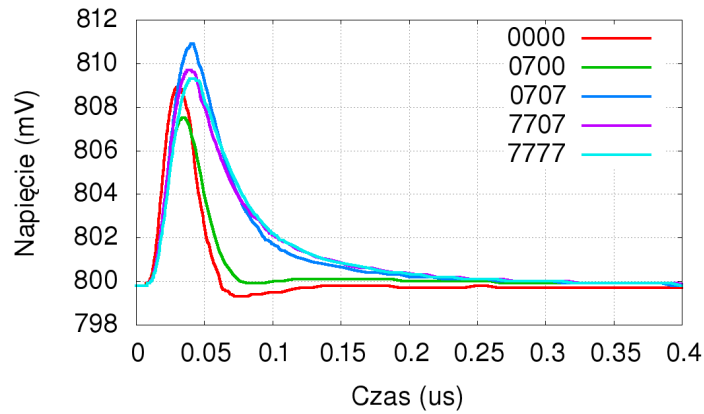
Rysunek 3.15: Odpowiedź układu na sygnał 3.14. Ustawienia układu -  $k_q = 4 \text{ mV}/fC$ ,  $t_p = 11 \text{ ns}$ , ustawienia TC - 3505.

Każdy z elementów układu TC może zmieniać się między 8 wartościami, co daje w sumie 4096 kombinacji. Kształt sygnału zależy od mieszanki gazów w detektorze, dlatego dla każdego gazu należy dopasować najefektywniejsze ustawienia układu TC. Na rysunku 3.16 pokazane są odpowiedzi przy skrajnych wartościach ustawień TC.

Odpowiedzi te różnią się amplitudą i kształtem ogona sygnału. Różnice amplitudy w oczywisty sposób wynikają z różnych wartości rezystancji w układzie TC, a także z rezystancji kluczy, którymi dobierane są odpowiednie wartości komponentów. Zmiany kształtu sygnału wynikają z niedopasowania elementów układu do sygnału wejściowego. Obserwowane są trzy rodzaje odpowiedzi:

- Ogon odpowiedzi - gdy ogon nie jest dostatecznie skompensowany, np:

$$- 7777 - C_{tc1} = 13,5 \text{ pF}; R_{tc1} = 38 \text{ k}\Omega; C_{tc2} = 1,35 \text{ pF}; R_{tc2} = 58 \text{ k}\Omega$$



Rysunek 3.16: Odpowiedzi układu na sygnał 3.14. Ustawienia układu -  $k_q = 4 \text{ mV}/fC$ ,  $t_p = 11 \text{ ns}$ , różne TC.

- 0707 -  $C_{tc1} = 1,5 \text{ pF}$ ;  $R_{tc1} = 38 \text{ k}\Omega$ ;  $C_{tc2} = 150 \text{ fF}$ ;  $R_{tc2} = 58 \text{ k}\Omega$
- 7707 -  $C_{tc1} = 13,5 \text{ pF}$ ;  $R_{tc1} = 38 \text{ k}\Omega$ ;  $C_{tc2} = 150 \text{ fF}$ ;  $R_{tc2} = 58 \text{ k}\Omega$

- Przerzut - gdy kompensacja jest zbyt silna, np:

- 0000 -  $C_{tc1} = 1,5 \text{ pF}$ ;  $R_{tc1} = 6 \text{ k}\Omega$ ;  $C_{tc2} = 150 \text{ fF}$ ;  $R_{tc2} = 10 \text{ k}\Omega$

- Kształt zbliżony do sygnału Gaussowskiego - odpowiednia kompensacja, dzięki której „ogon” sygnału jest skompensowany, np:

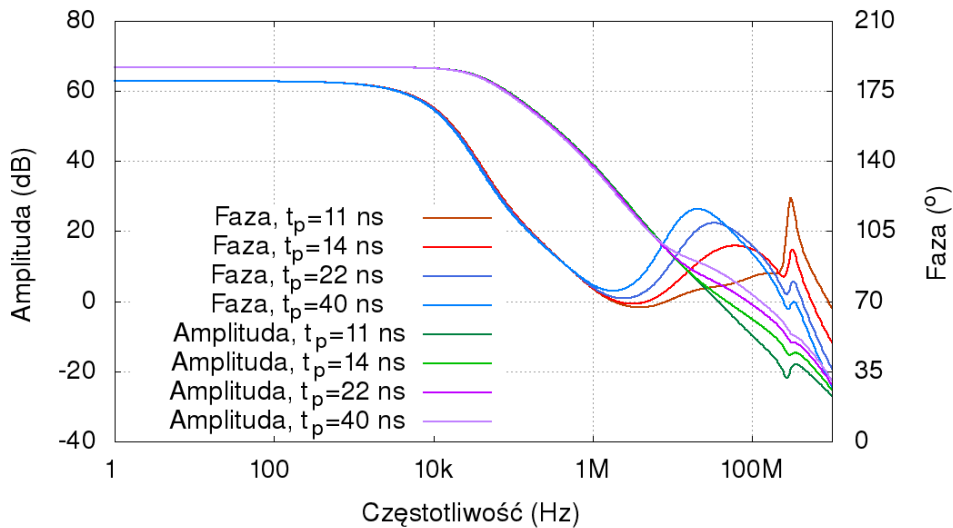
- 0700 -  $C_{tc1} = 1,5 \text{ pF}$ ;  $R_{tc1} = 8 \text{ k}\Omega$ ;  $C_{tc2} = 150 \text{ fF}$ ;  $R_{tc2} = 10 \text{ k}\Omega$

### Stabilność drugiego wzmacniacza kształtującego

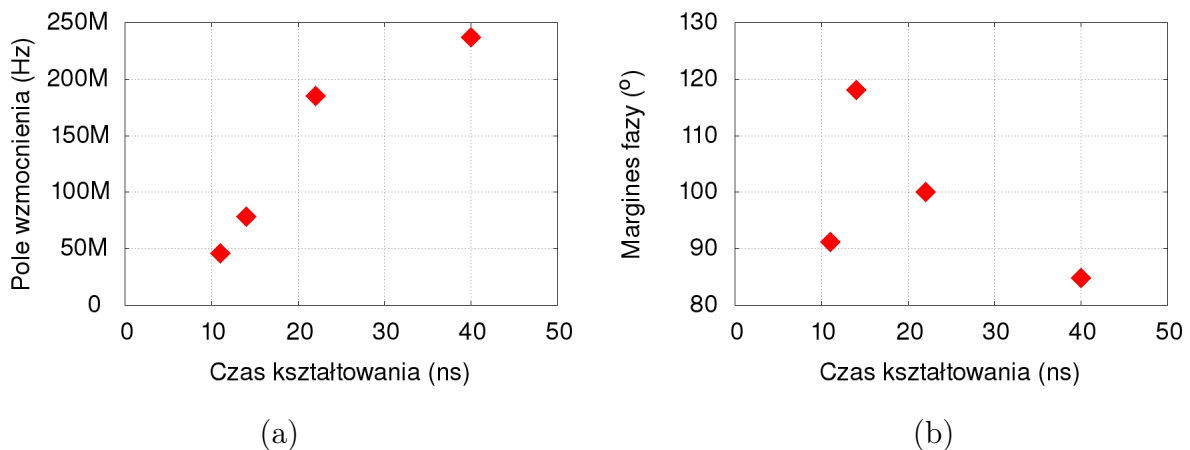
Na rysunku 3.17 przedstawiona została charakterystyka amplitudowo-fazowa drugiego wzmacniacza kształtującego, przy czasie kształtowania 11 ns. Wzmocnienie drugiego wzmacniacza kształtującego w otwartej pętli nie zależy od komponentów w pętli i wynosi 68,8 dB, to jest 2770  $V/V$ .

Można zauważyć skok fazy i spadek amplitudy przy częstotliwościach około 300 MHz, jednak są to częstotliwości większe niż częstotliwości sygnałów, więc nie wpływa on na działanie układu.

Na rysunku 3.18 przedstawione zostały zależności pola wzmocnienia i marginesu fazy drugiego wzmacniacza kształtującego w zależności od czasu kształtowania, warunkowanego przez ustawienia pętli sprzężenia zwrotnego. Podobnie jak w przypadku pierwszego wzmacniacza kształtującego, pole wzmocnienia rośnie wraz ze wzrostem czasu kształtowania sygnału. Zmienia się ono w zakresie 46 - 237 MHz. Margines fazy wzmacniacza



Rysunek 3.17: Charakterystyki amplitudowo-fazowe drugiego wzmacniacza kształtującego, dla różnych czasów kształtowania sygnału.

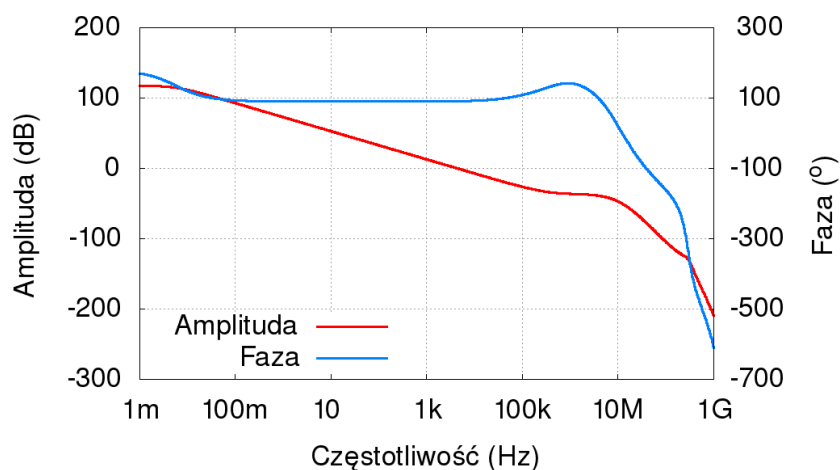


Rysunek 3.18: Pole wzmocnienia (a) i margines fazy (b) drugiego wzmacniacza kształtującego w zależności od czasu kształtowania.

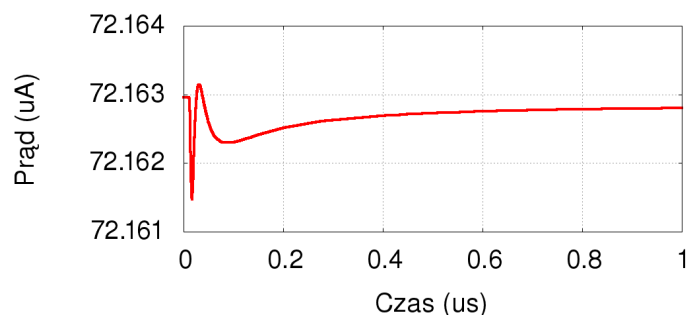
również zmienia się wraz z czasem kształtowania sygnału, między wartościami  $84^\circ$  do  $118^\circ$ .

### 3.1.4 Układ stabilizatora linii bazowej

Układ stabilizatora linii bazowej został zaprojektowany jak opisano w rozdziale 2.4. Na rysunku 3.19 przedstawiono jego charakterystykę amplitudowo-fazową. Można zauważyć, że biegun funkcji przenoszenia znajduje się przy częstotliwości 1 mHz - pokazuje to, że pasmo przenoszenia jest na tyle niskie, by układ odpowiednio reagował na fluktuacje linii bazowej o niskich częstotliwościach, ignorował zaś sygnały z detektora.



Rysunek 3.19: Charakterystyka amplitudowo-fazowa układu stabilizatora linii bazowej.



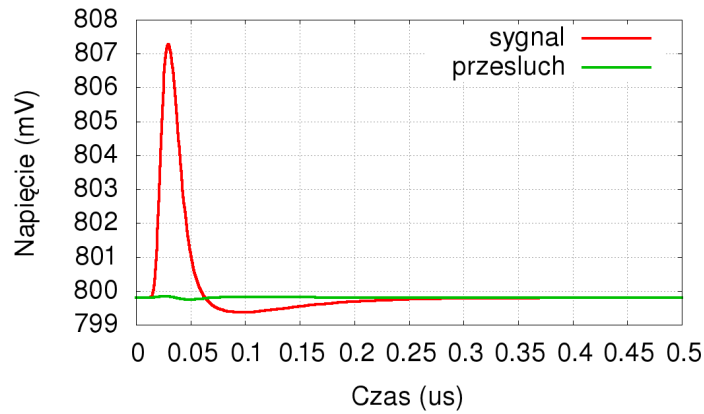
Rysunek 3.20: Odpowiedź układu stabilizatora linii bazowej dla sygnału z drugiego układu kształtowania przedstawionego na rysunku 3.11.

Na rysunku 3.20 przedstawiona została odpowiedź prądowa układu stabilizatora linii bazowej na przykładowy sygnał, w tym wypadku przedstawiony na rysunku 3.11. Widać, że odpowiedź ta ma bardzo małą amplitudę (rzędu  $1 \mu\text{A}$ ).

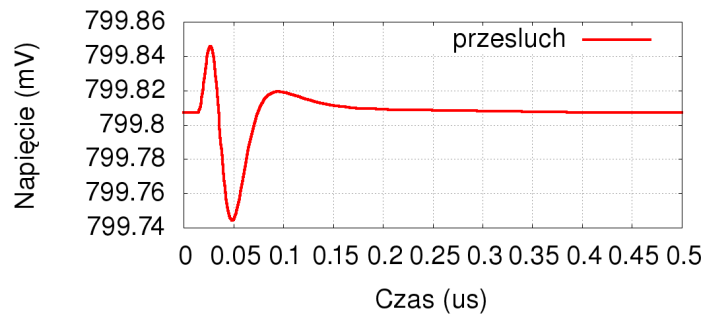
### 3.1.5 Przesłuchy

Projektowany układ ma 8 kanałów. Gdy sygnał pojawia się na wejściu jednego z nich i przechodzi przez tor spektrometryczny, istnieje możliwość, że odpowiedź pojawi się nie tylko na wyjściu tego kanału, lecz również na wyjściach kanałów sąsiednich. Efekt ten nazywany jest „przesłuchem” (ang. *crosstalk*). Jest on wynikiem sprzężenia pojemnościowego między kanałami oraz impedancji wejściowej kanałów. Przesłuchy na sąsiadujących kanałach o wysokiej amplitudzie mogą powodować przekłamanie pomiarów amplitudy sygnału.

Na rysunku 3.21 (a) przedstawiony został przykładowy sygnał na pierwszym kanale



(a)



(b)

Rysunek 3.21: Porównanie sygnału na pierwszym kanale i przesłuchu na drugim, przy ustawieniach układu  $k_q = 4 \text{ mV/fC}$  i  $t_p = 11 \text{ ns}$  (a), przesłuch na kanale drugim (b).

i przesłuch na kanale drugim. Na rysunku 3.21 (b) widać, że przesłuch ma kształt sygnału dodatniego, po którym następuje ujemny, zaś amplituda „peak-to-peak” jest znikoma w porównaniu z amplitudą sygnału na kanale głównym.

W tabeli 3.10 przedstawione zostały wielkości przesłuchów na kanał sąsiadujący dla poszczególnych ustawień układu, wyrażone w procencie amplitudy odpowiedzi na sygnał na właściwym kanale. Wielkość ta przyjmuje wartości z zakresu 1,00 - 1,38%.

Tabela 3.10: Zestawienie wielkości amplitudy przesłuchu jako ułamek wartości amplitudy sygnału dla różnych ustawień trybu pracy układu.

$k_q$ [mV/fC]	$t_p$ [ns]	Przesłuch [%]	$k_q$ [mV/fC]	$t_p$ [ns]	Przesłuch [%]
4	11	1,23	2	11	1,20
	14	1,00		14	1,22
	22	1,20		22	1,16
	40	1,38		40	1,32
1	11	1,18	0,75	11	1,17
	14	1,19		14	1,20
	22	1,15		22	1,15
	40	1,21		40	1,28

### 3.1.6 Symulacje liniowości układu

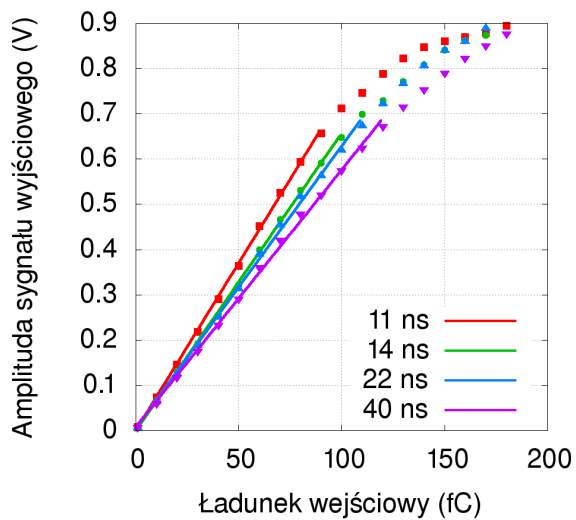
Ważnym parametrem opisującym układ jest jego liniowość. Mówi ona o zakresie ładunków wejściowych, dla których sygnał napięciowy po przejściu przez cały tor jest proporcjonalny do ładunku wejściowego.

#### Symulacje nominalne

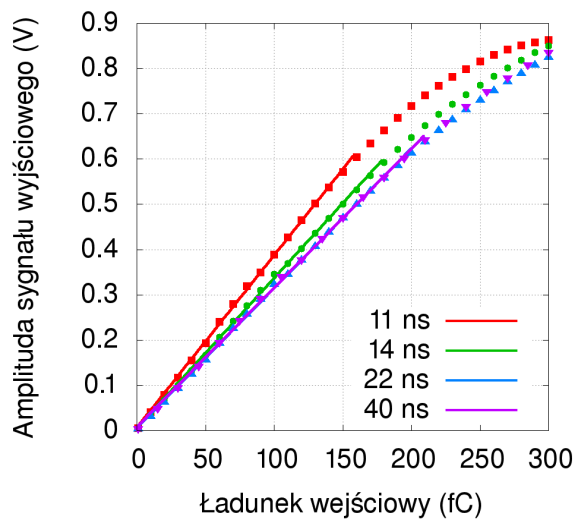
Na rysunkach 3.22 (a)-(d) przedstawione zostały wyniki symulacji liniowości, dla różnych ustawień układu przy ustawieniach układu eliminacji ogona jonowego  $C_{tc1} = 6$  pF,  $R_{tc1} = 26$  k $\Omega$ ,  $C_{tc2} = 150$  fF,  $R_{tc2} = 40$  k $\Omega$ . Zakres liniowości został określony na podstawie miejsca, w którym uzyskane z symulacji punkty odchodzą od dopasowanej prostej o conajmniej 5 %.

Największe stałe proporcjonalności i jednocześnie najkrótszy zakres liniowości ma tryb z największym wzmocnieniem przedwzmacniacza. Różnice między wynikami dla różnych czasów kształtowania, przy takich samych wzmocnieniach, są znacznie mniejsze. Jednakże i w tym przypadku widać stałą zależność - wzmocnienie jest mniejsze dla dłuższych czasów kształtowania, zaś większy jest zakres liniowy.

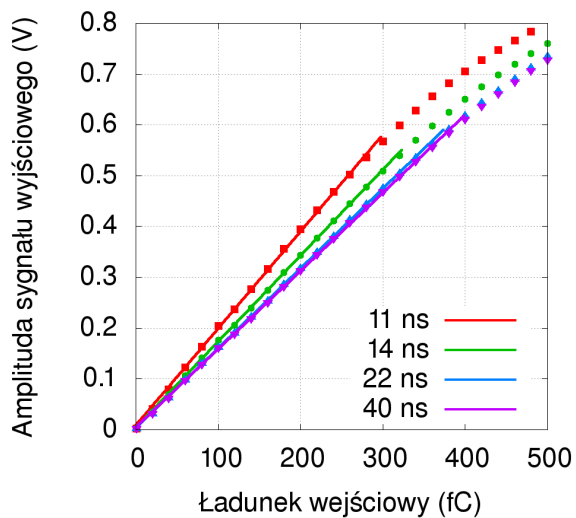




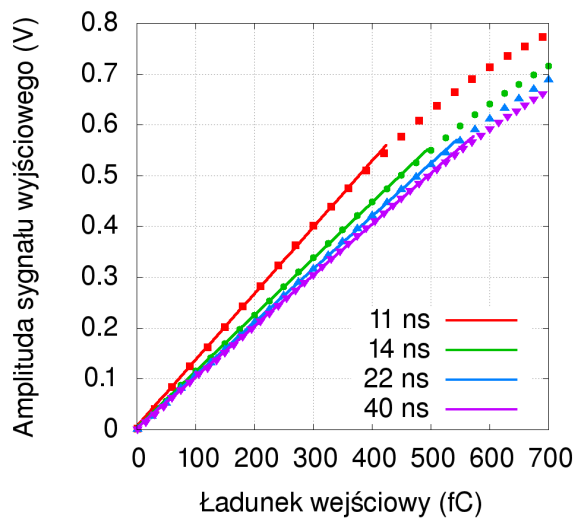
(a)



(b)



(c)



(d)

Rysunek 3.22: Wyniki symulacji liniowości dla różnych czasów kształtowania, wzmocnienia przedwzmacniacza równego  $4 \text{ mV/fC}$  (a),  $2 \text{ mV/fC}$  (b),  $1 \text{ mV/fC}$  (c),  $0,75 \text{ mV/fC}$  (d).

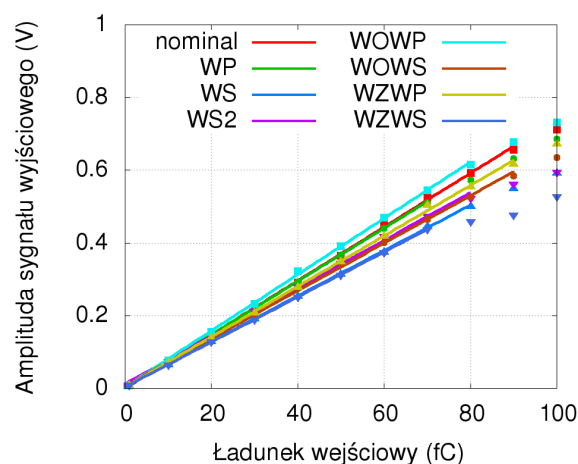
Zakresy liniowości i stałe proporcjonalności przedstawione zostały w tabeli 3.11.

Tabela 3.11: Wartości wzmocnienia i zakresy liniowości układu w zależności od czasów kształtowania sygnału oraz wzmocnienia przedwzmacniacza.

$k_q$	$t_p$	Wzmocnienie układu	Zakres liniowości	$k_q$	$t_p$	Wzmocnienie układu	Zakres liniowości
$[mV/fC]$	[ns]	$[mV/fC]$	[fC]	$[mV/fC]$	[ns]	$[mV/fC]$	[fC]
4	11	7,40	0-90	2	11	3,80	0-160
	14	6,68	0-100		14	3,31	0-180
	22	6,23	0-110		22	3,09	0-200
	40	5,68	0-120		40	3,07	0-210
1	11	1,91	0-300	0,75	11	1,31	0-425
	14	1,69	0-325		14	1,11	0-500
	22	1,57	0-375		22	1,04	0-550
	40	1,53	0-400		40	1,00	0-575

### Symulacje najgorszych przypadków

Przeprowadzono symulacje najgorszych przypadków liniowości układu na poziomie schematu. Symulacje zostały przeprowadzone dla wszystkich kombinacji wzmocnień i czasów kształtowania. Przykładowe wyniki zostały przedstawione na wykresie 3.23. Widać, że zarówno wzmocnienie jak i zakres proporcjonalności zależy silnie od procesu technologicznego.



Rysunek 3.23: Wyniki symulacji najgorszych przypadków liniowości przy ustawieniach układu  $k_q = 4 \text{ mV/fC}$  i  $t_p = 11 \text{ ns}$ .

W tabeli 3.12 przedstawiono wpływ procesu na parametry liniowości. Dany parametr został odniesiony do wartości nominalnej uzyskanej w przypadku typowym, a następnie dla każdego przypadku ustawień ( $t_p$ ,  $k_q$ ) sprawdzono procentową zmianę parametru i w tabeli 3.12 umieszczono średnią arytmetyczną tejsze odchyłki. Wartości stałej proporcjonalności mogą wahać się względem nominalnego przypadku nawet o 30% dla najgorszych przypadków zarówno w stronę większych jak i mniejszych wzmocnień, średnie odchylenie wynosi 15%. Zakres liniowości jest mniejszy średnio o 9%.

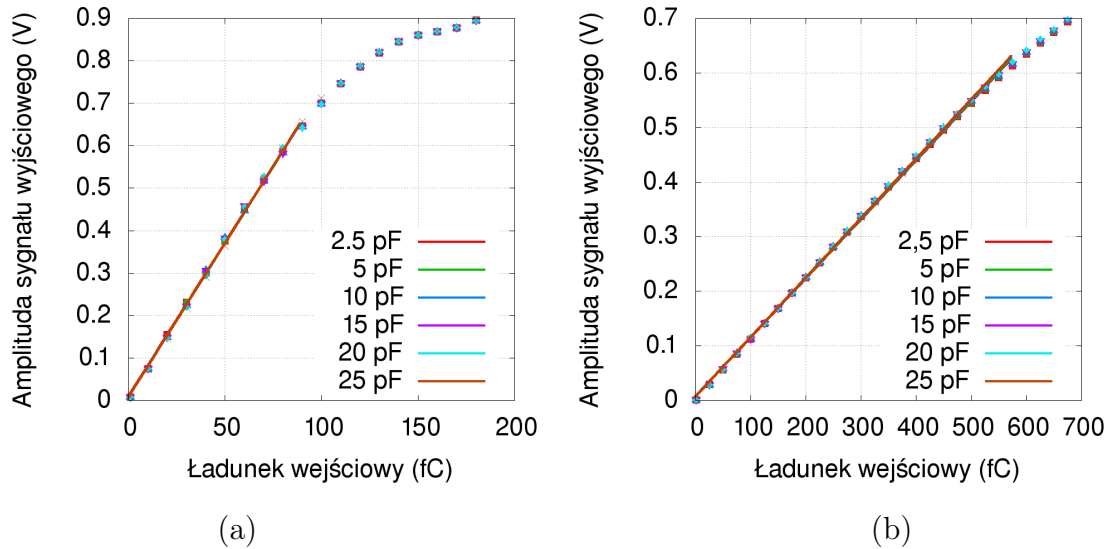
Tabela 3.12: Wpływ procesu technologicznego na stałą proporcjonalności wzmocnienia i zakres liniowości.

Przypadek	Wzmocnienie	Zakres liniowości
WP	Zwiększenie o 13%	Pogorszenie o 12%
WS	Zmniejszenie o 19%	Pogorszenie o 9%
WS2	Zmniejszenie o 8%	Pogorszenie o 23%
WOWP	Zwiększenie o 19%	Pogorszenie o 21%
WOWS	Zwiększenie o 5%	Pogorszenie o 15%
WZWP	Zwiększenie o 4%	Pogorszenie o 10%
WZWS	Zmniejszenie o 7%	Pogorszenie o 25%

### Zależność liniowości od pojemności detektora

W związku z tym, że układ powinien pracować również dla mniejszych pojemności detektorów, zbadana została jego liniowość dla różnych pojemności. Na rysunkach 3.24 (a) i (b) przedstawione zostały wyniki symulacji dla dwóch wybranych ustawień pracy układu - skrajne wartości wzmocnienia przedwzmacniacza i czasu kształtowania.

Widać, że na poziomie schematu zakres liniowy i stałe proporcjonalności są praktycznie niewrażliwe na zmianę pojemności detektora, co potwierdzają dane zawarte w tabeli 3.13.



Rysunek 3.24: Wyniki symulacji liniowości dla różnych pojemności detektora, przy ustawieniach  $k_q = 4 \frac{mV}{fC}$  i  $t_p = 11ns$  (a),  $k_q = 0,75 \frac{mV}{fC}$  i  $t_p = 40 ns$  (b).

Tabela 3.13: Wartości wzmocnienia i zakresy liniowości układu dla różnych pojemności wejściowych detektora.

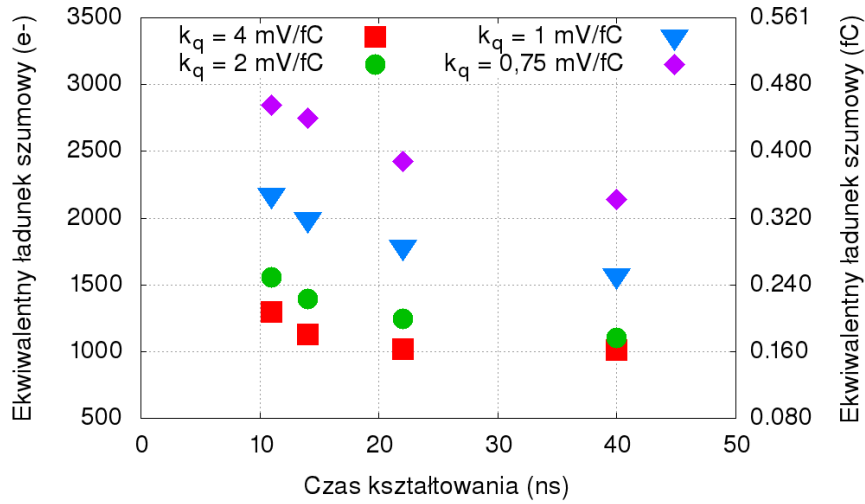
$k_q = 4 \frac{mV}{fC}, t_p = 11ns$			$k_q = 0,75 \frac{mV}{fC}, t_p = 40ns$		
$C_{det}$	Wzmocnienie układu	Zakres liniowości	$C_{det}$	Wzmocnienie układu	Zakres liniowości
[pF]	$[\frac{mV}{fC}]$	[fC]	[pF]	$[\frac{mV}{fC}]$	[fC]
2,5	7,23	0-90	2,5	1,08	0-575
5	7,24	0-90	5	1,02	0-575
10	7,24	0-90	10	1,09	0-575
15	7,24	0-90	15	1,04	0-575
20	7,34	0-90	20	1,06	0-575
25	7,40	0-90	25	1,00	0-575

### 3.1.7 Wyniki symulacji szumowych

#### Symulacje szumowe dla różnych trybów pracy układu

Na rysunku 3.25 przedstawione zostały wyniki symulacji ekwiwalentnego ładunku szumowego (ENC - ang. *Equivalent Noise Charge*) dla różnych trybów pracy układu. Wartości ENC układu spadają wraz ze wzrostem czasu kształtowania układu, rosną zaś dla mniejszych wzmocnień układu.

Większy czas kształtowania uzyskiwany jest poprzez zwiększenie pojemności w pętlach sprzężenia zwrotnego pierwszego i drugiego układu kształtującego. Widać, że ENC spada



Rysunek 3.25: Wyniki symulacji szumowych dla różnych wzmocnień i różnych czasów kształtowania.

wraz ze wzrostem czasu kształtowania, co wskazuje na dominację szumu napięciowego nad prądowym dla każdego wzmocnienia przedwzmacniacza.

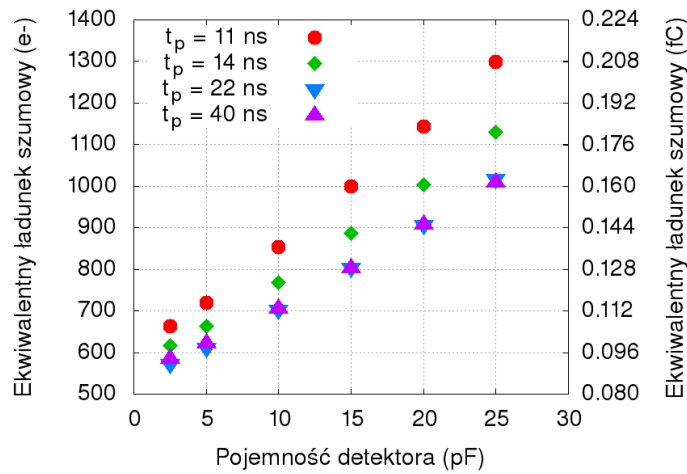
Wartości przedstawione na wykresie 3.25 są zawarte w tabeli 3.14. Dla wzmocnienia  $k_q = 4 \text{ mV/fC}$  wartość ekwiwalentnego ładunku szumowego zawiera się w zakresie  $(1009 - 1298) e^-$ . W przypadku ustawień o wzmocnieniu przedwzmacniacza  $k_q = 2 \text{ mV/fC}$  zakres wartości ENC to  $(1066 - 1554) e^-$ . Gdy wzmocnienie przedwzmacniacza wynosi  $k_q = 1 \text{ mV/fC}$  zakres ENC to  $(1566 - 2169) e^-$ . W końcu, przy wzmocnieniu równym  $k_q = 0,75 \text{ mV/fC}$  zakres ENC wynosi  $(2141 \pm 2843) e^-$ . Między czasami kształtowania 11 a 40 ns ENC spada średnio o 26 %.

Tabela 3.14: Wyniki symulacji szumowych dla różnych wzmocnień i czasów kształtowania.

$k_q$	$t_p$	ENC	ENC	$k_q$	$t_p$	ENC	ENC
$[mV/fC]$	$[ns]$	$[e^-]$	$[fC]$	$[mV/fC]$	$[ns]$	$[e^-]$	$[fC]$
4	11	1298	0,208	2	11	1554	0,249
	14	1131	0,181		14	1395	0,223
	22	1018	0,163		22	1243	0,199
	40	1009	0,162		40	1066	0,176
1	11	2169	0,347	0,75	11	2843	0,455
	14	1992	0,319		14	2749	0,440
	22	1786	0,286		22	2422	0,388
	40	1566	0,251		40	2141	0,343

## Symulacje szumowe dla różnych pojemności detektora

Przesymulowano również układ pod kątem szumów dla różnych pojemności detektora, zaś wyniki symulacji przedstawiono na wykresie 3.26 i zamieszczono w tabeli 3.15.



Rysunek 3.26: Wyniki symulacji szumowych dla wzmocnienia  $k_q = 4 \text{ mV}/fC$ , różnych czasów kształtowania i różnych pojemności.

Na powyższym wykresie oraz z danych w tabeli widać, że wartość ENC rośnie w przybliżeniu liniowo wraz z pojemnością detektora. Dla najmniejszych symulowanych pojemności, tj. 2,5 pF, spada ona średnio do 55% wartości dla  $C_{det} = 25$  pF.

Tabela 3.15: Wyniki symulacji szumowych dla różnych pojemności wejściowych detektora.

$t_p$ [ns]	$C_{det}$ [pF]	ENC [e <sup>-</sup> ]	ENC [fC]	$t_p$ [ns]	$C_{det}$ [pF]	ENC [e <sup>-</sup> ]	ENC [fC]
11	2,5	663	0,106	14	2,5	617	0,099
	5	721	0,115		5	662	0,106
	10	854	0,137		10	768	0,123
	15	999	0,160		15	886	0,142
	20	1143	0,183		20	1003	0,161
	25	1298	0,208		25	1131	0,181
22	2,5	573	0,092	40	2,5	585	0,094
	5	611	0,098		5	622	0,100
	10	701	0,112		10	707	0,113
	15	803	0,129		15	803	0,129
	20	906	0,145		20	907	0,145
	25	1018	0,163		25	1009	0,162

## Przyczynki do ENC

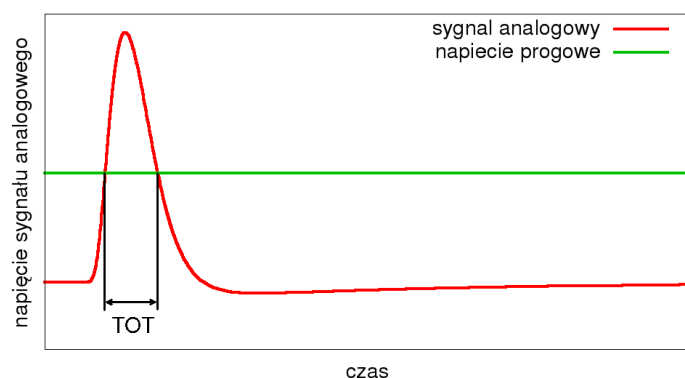
W teorii, największym źródłem szumów w układzie powinien być tranzystor wejściowy przedwzmacniacza. Wyniki symulacji pokazują jednak, że największym przyczynkiem do ekwiwalentnego szumu na wyjściu układu jest tranzystor stanowiący źródło prądowe w układzie stabilizatora linii bazowej. Dzieje się tak, z powodu rezystorów dodanych między pierwszym i drugim stopniem kształtującym (na rysunku 2.18 oznaczone jako  $R_A$  i  $R_B$ ). Mają one na celu zapewnienie stabilności działania układu poprzez zmniejszenie wzmocnienia sygnału po przejściu przez pierwszy stopień kształtujący. Tłumią one dzięki temu również przyczynki szumowe z przedwzmacniacza i pierwszego wzmacniacza kształtującego.

### 3.1.8 Symulacje czasu nad progiem

Jedną z metod określania ładunku indukującego sygnał w elektronice front-end jest pomiar „czasu nad progiem” (TOT, ang. *Time Over Treshold*). Korzysta ona z założenia, że sygnał na wyjściu analogowego toru spektrometrycznego jest proporcjonalny do ładunku wejściowego.

W środowisku bezszumowym odpowiedź na dany ładunek ma zawsze taki sam kształt, więc raz wyznaczona krzywa zależności TOT od ładunku wejściowego może służyć za referencję przy wyznaczaniu ładunku, który niesie sygnał wejściowy.

Informację o TOT najprościej można odczytać przez przetworzenie sygnału analogowego na cyfrowy przy użyciu jednego komparatora i licznika, który rejestruje czas jaki upłynął, gdy sygnał z toru spektrometrycznego przekracza próg dyskryminacji. Jest to przedstawione na rysunku 3.27.

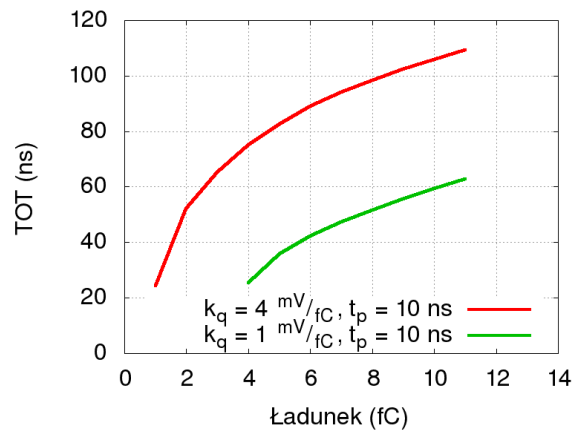


Rysunek 3.27: Określanie TOT dla przykładowego sygnału.

Zasymulowano kształty krzywych zależności TOT od ładunku wejściowego na poziomie schematu. Przykładowe wyniki przedstawiono na rysunku 3.28. Do symulacji użyto

zasymulowanego sygnału z detektora, przedstawionego wcześniej na rysunku 3.14, symulowanego dla różnych ładunków. Próg dyskryminacji został ustawiony na poziomie 2 fC.

Kształt krzywych  $TOT = f(Q_{in})$  silnie zależy od typu kształtowania. Przy kształtowaniach  $CR-RC^n$  są to funkcje nieliniowe. W badanym przypadku kształt krzywej zależy także od ustawień układu kompensacji ogona jonowego. Naturę krzywej zmienia także punkt, w którym zaczyna nasycać się przedwzmacniacz. Symulacje przeprowadzono dla trybu kompensacji 3505. Dla innych ustawień układu kompensacji ogona jonowego krzywe mogą mieć inne kształty.



Rysunek 3.28: Przykładowe uzyskane krzywe TOT na poziomie schematu.

## 3.2 Symulacje na poziomie „layout’u”

Po zbadaniu działania układu wykonano jego „layout”, to jest projekt masek technologicznych. Symulacje powtórzono w celu porównania działania układu na poziomie schematu i na poziomie „layout’u”, czyli układu elektronicznego o parametrach wyekstrahowanych z planu masek technologicznych.

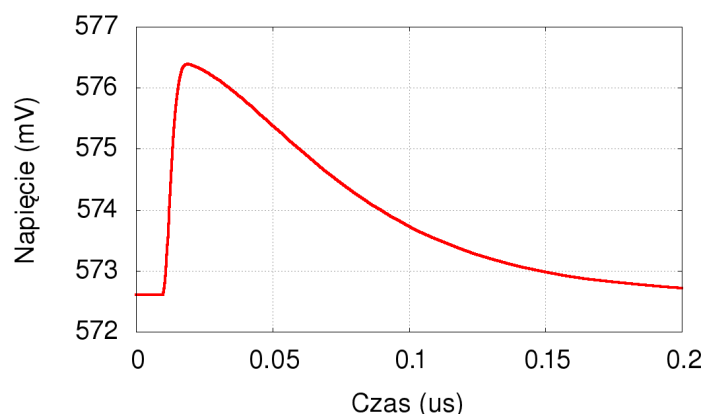
### 3.2.1 Przedwzmacniacz

#### Odpowiedź czasowa przedwzmacniacza

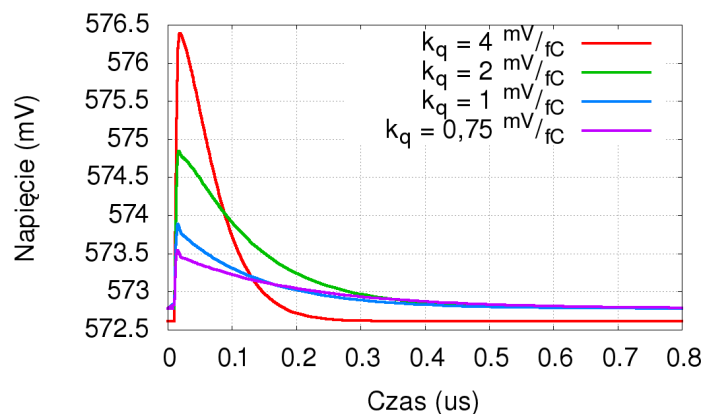
Na rysunku 3.29 przedstawiona została odpowiedź przedwzmacniacza na impuls w postaci delty Diraca na poziomie „layout’u”. Widać, że kształt sygnału nie zmienił się znacząco. Czas kształtowania sygnału wynosi 8,0 ns, pogorszył się on względem symulacji układu na poziomie schematu o 19%.

Wykres 3.30 przedstawia porównanie odpowiedzi przedwzmacniacza na poziomie „layout’u” na impuls w kształcie delty Diraca niosący 1 fC, dla różnych wzmocnień przed-





Rysunek 3.29: Odpowiedź przedwzmacniacza na poziomie „layout’u” na impuls w kształcie delty Diraca, dla wzmocnienia przedwzmacniacza  $4 \text{ mV/fC}$ .



Rysunek 3.30: Odpowiedź przedwzmacniacza na poziomie „layout’u” na impuls w kształcie delty Diraca, dla różnych wzmocnień przedwzmacniacza.

wzmacniacza. Porównanie uzyskanych wzmocnień znajduje się w tabeli 3.16. Zmianę widać głównie przy wzmocnieniu przedwzmacniacza  $4 \text{ mV/fC}$ . W porównaniu ze wzmocnieniem uzyskanym na poziomie schematu, które było zbyt małe, na poziomie „layout’u” uzyskane wzmocnienia zgadzają się z założonymi teoretycznie. Dzieje się tak gdyż wydłuża się czas całkowania z powodu pojawienia się pasożytniczych pojemności w pętli sprzężenia zwrotnego przedwzmacniacza.

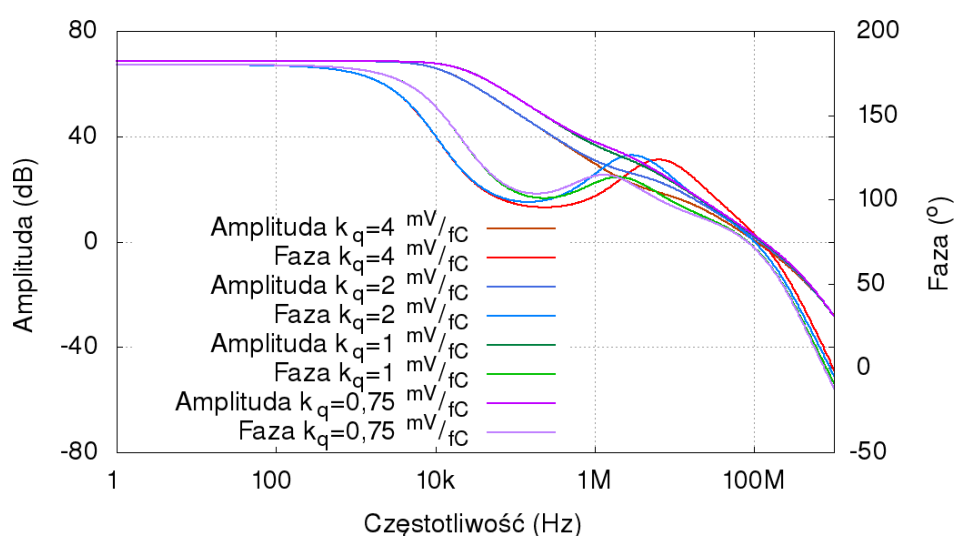
### Stabilność przedwzmacniacza

Na rysunku 3.31 przedstawione zostały charakterystyki amplitudowo-fazowe przedwzmacniacza po wykonaniu „layout’u”, dla różnych wzmocnień przedwzmacniacza. Wzmocnienie przedwzmacniacza w otwartej pętli sprzężenia zwrotnego wynosi  $68,54 \text{ dB}$ , to jest

Tabela 3.16: Porównanie teoretycznych i uzyskanych wartości wzmocnienia ładunkowego po ekstrakcji.

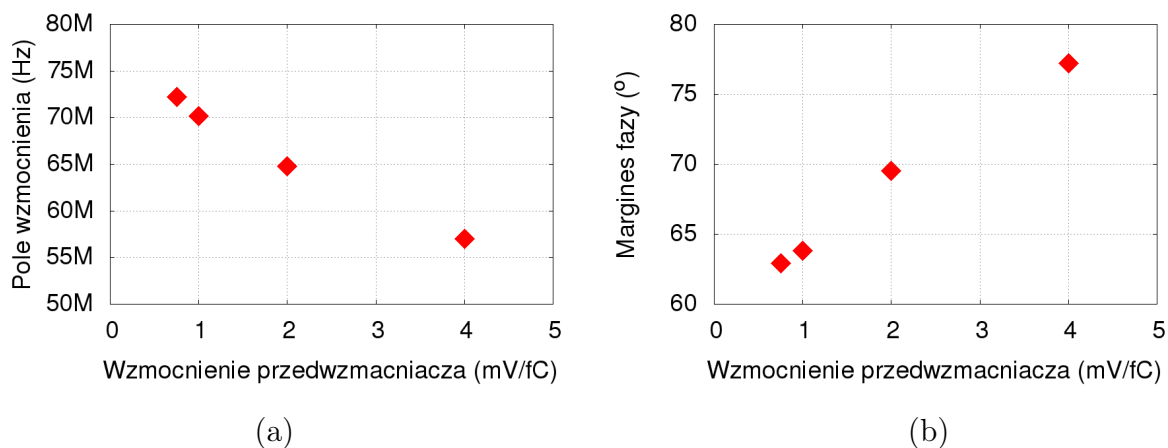
wzmocnienie teoretyczne [mV/fC]	uzyskane wzmocnienie [mV/fC]
4	3,79
2	2,07
1	1,12
0,75	0,77

2672 V/V. Oznacza to, że jest ono nieznacznie większe niż na poziomie schematu.

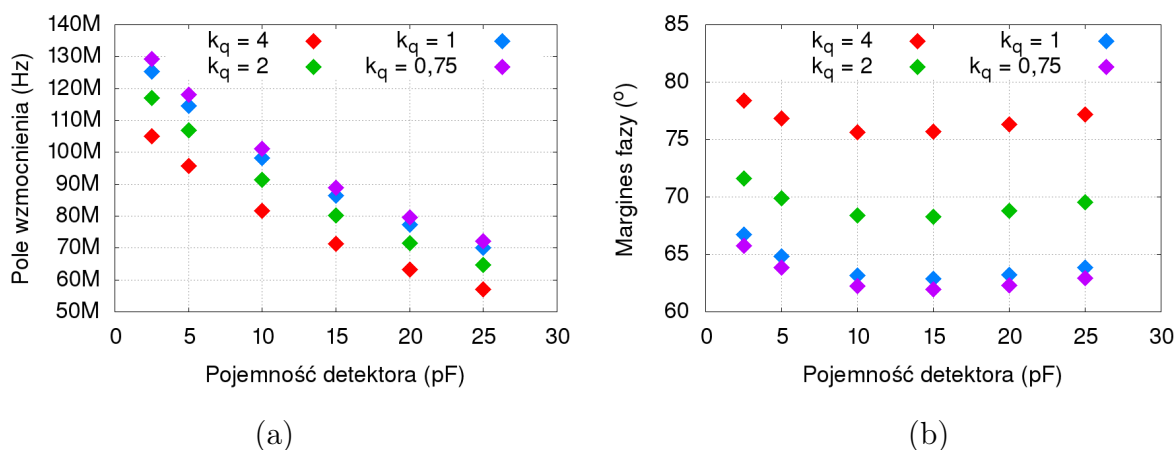


Rysunek 3.31: Charakterystyki amplitudowo-fazowe przedwzmacniacza na poziomie „layout’u” dla trybów pracy o różnym wzmocnieniu przedwzmacniacza.

Na rysunkach 3.32 (a) i (b) przedstawione zostały zależności pola wzmocnienia i marginesu fazy od pojemności detektora po wykonaniu „layout’u”. Pole wzmocnienia waha się między 57,0 a 72,2 MHz. Oznacza to, że w porównaniu do symulacji na poziomie schematu spadło ono średnio o 11%. Margines fazy przyjmuje wartości z zakresu 62,9° - 77,2°. Wartość ta nie zmieniła się w porównaniu z marginesem fazy przedwzmacniacza na poziomie schematu. Na wykresach 3.33 (a) i (b) przedstawione zostały zależności powyższych wartości od pojemności detektora. Wartości pola wzmocnienia rosną dla mniejszych pojemności detektora do wartości 105 - 130 MHz dla różnych wzmocnień przedwzmacniacza. Podobnie jak w wynikach symulacji na poziomie schematu, wartości marginesu fazy zmieniają się tylko nieznacznie.



Rysunek 3.32: Pole wzmocnienia (a) i margines fazy (b) przedwzmacniacza na poziomie „layout’u” w zależności od wzmocnienia przedwzmacniacza.

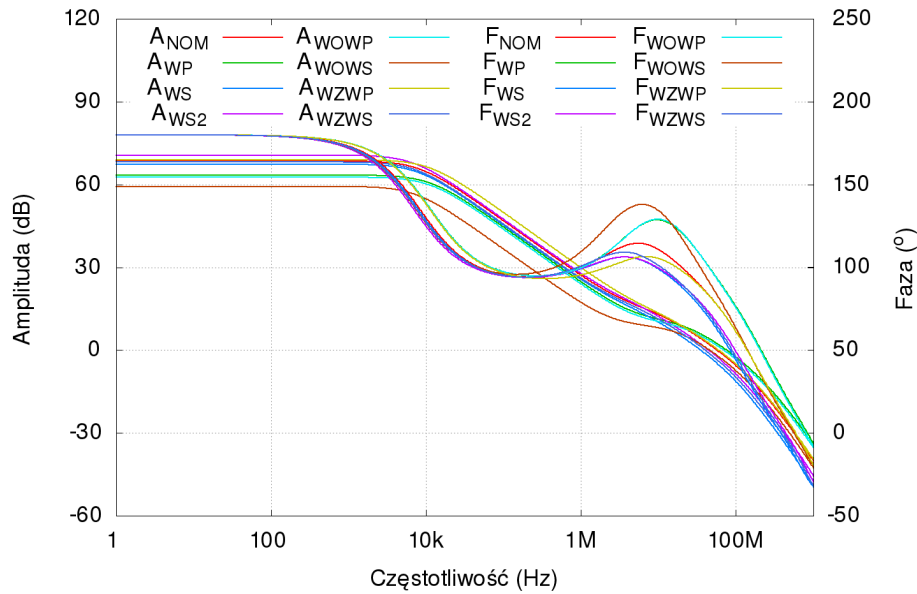


Rysunek 3.33: Zależność pola wzmocnienia (a) i marginesu fazy (b) przedwzmacniacza na poziomie „layout’u” od pojemności detektora dla różnych wzmocnień przedwzmacniacza.

### Stabilność przedwzmacniacza - symulacje najgorszych przypadków

Powtórzono symulacje najgorszych przypadków dla stabilności przedwzmacniacza na poziomie „layout’u”. Na rysunku 3.34 przedstawiono najgorsze przypadki charakterystyk częstotliwościowych przedwzmacniacza na poziomie „layout’u”, zaś w tabeli 3.17 uzyskane parametry stabilności przedwzmacniacza na poziomie „layout’u”.

Widać, że działanie przedwzmacniacza jest nadal silnie zależne od procesu technologicznego. O ile zmiany wzmocnienia przedwzmacniacza w otwartej pętli sprzężenia zwrotnego są niewielkie, to zarówno margines fazy jak i pole wzmocnienia pogorszyły się dla każdego przypadku o średnio 10%. Wartości te nadal zapewniają poprawne działanie układu przedwzmacniacza ładunkoczułego po produkcji.



Rysunek 3.34: Charakterystyki amplitudowo-fazowe przedwzmacniacza na poziomie „layout’u” dla najgorszych przypadków.

Tabela 3.17: Średnie wartości parametrów przedwzmacniacza na poziomie „layout’u” dla najgorszych przypadków.

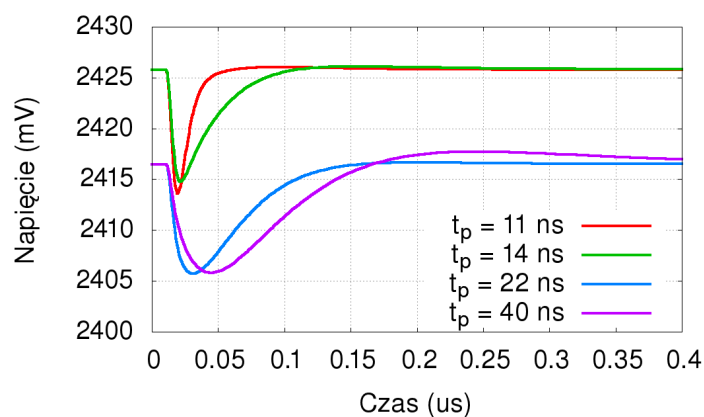
Przypadek	Wzmocnienie [V/V]	Marginesy Fazy [°]				Pole wzmocnienia [MHz]			
		$k_q = 4$	$k_q = 2$	$k_q = 1$	$k_q = \frac{3}{4}$	$k_q = 4$	$k_q = 2$	$k_q = 1$	$k_q = \frac{3}{4}$
Nom	2673	77,0	69,4	64,7	63,3	57,6	64,9	70,4	72,1
WP	1487	84,5	73,7	67,5	65,5	76,7	88,6	96,9	99,3
WS	2350	75,8	68,0	63,1	61,7	35,5	39,7	43,0	44,1
WS2	3412	72,8	65,6	61,1	59,7	44,8	49,3	53,1	54,5
WOWP	1363	86,6	75,2	68,6	66,5	70,4	82,2	90,3	92,7
WOWS	927	90,3	76,6	69,0	66,5	46,2	54,4	59,8	61,4
WZWP	2818	75,9	67,9	62,8	61,3	60,6	69,1	75,6	77,6
WZWS	2565	74,1	66,6	61,9	60,5	40,6	45,5	49,1	50,3

### 3.2.2 Pierwszy wzmacniacz kształtujący

#### Odpowiedź czasowa układu pierwszego wzmacniacza kształtującego

Na rysunku 3.35 przedstawione zostały odpowiedzi pierwszego układu kształtującego na sygnał z przedwzmacniacza o  $k_q = 4 \text{ mV}/fC$ , dla trybów z różnymi czasami kształtowania sygnału, zasymulowane na poziomie „layout’u”.

Zaobserwować można, że linia bazowa sygnału jest inna dla odpowiedzi o krótkim



Rysunek 3.35: Odpowiedź pierwszego układu kształtującego na poziomie „layout’u” na sygnał z przedwzmacniacza o wzmacnieniu  $4 \text{ mV}/fC$ , z różnymi czasami kształtowania.

czasie kształtowania i dla tych o długim, jednak jest to parametr który jest neutralizowany działaniem stabilizatora linii bazowej.

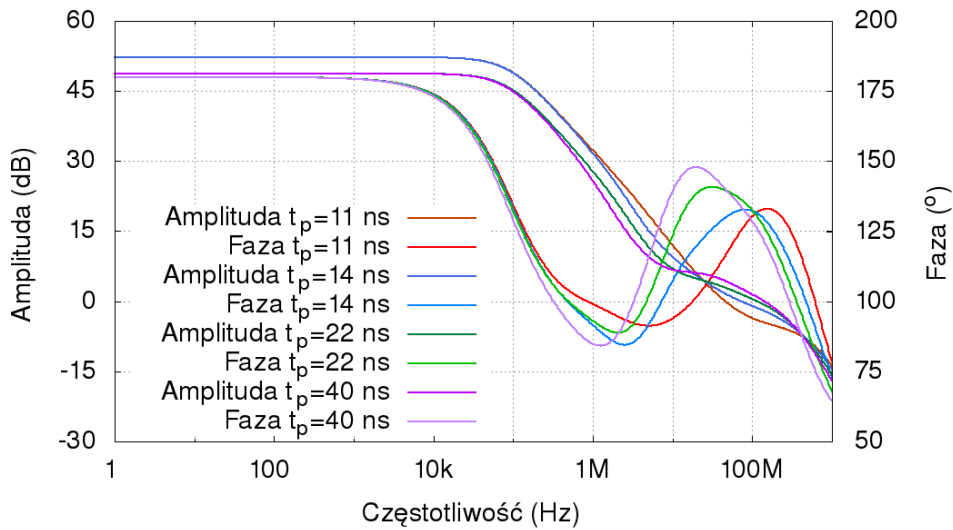
Czasy kształtowania sygnału na poziomie „layout’u” wzrosły średnio o 16 % w porównaniu do wartości uzyskanych na poziomie schematu. W tabeli 3.18 przedstawione zostało porównanie teoretycznych i uzyskanych czasów kształtowania sygnału.

Tabela 3.18: Uzyskane czasy kształtowania sygnałów po przejściu przez pierwszy układ kształtujący na poziomie „layout’u”.

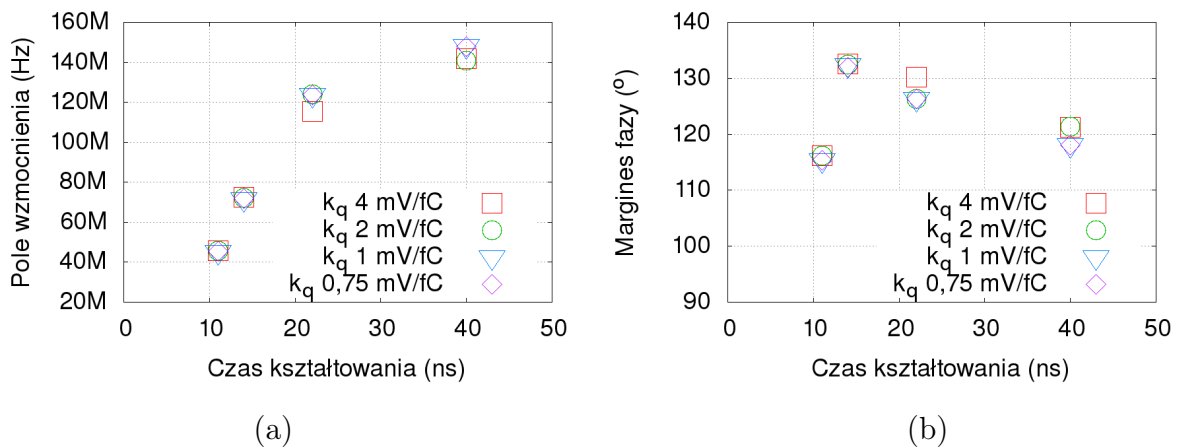
projektowy czas kształtowania	uzyskany czas kształtowania
[ns]	[ns]
11	9,0
14	12,0
22	20,5
40	34,5

### Stabilność pierwszego wzmacniacza kształtującego

Na rysunku 3.36 przedstawione zostały charakterystyki amplitudowo-fazowe pierwszego wzmacniacza kształtującego dla trybów pracy układu o różnych czasach kształtowania sygnału. Widać, że podobnie jak w symulacjach na poziomie schematu, wzmacnienie wzmacniacza w otwartej pętli jest zależne od komponentów w pętli sprzężenia zwrotnego. W przypadku najkrótszego czasu kształtowania sygnału 11 ns wynosi ono  $54,2 \text{ dB} = 509,7 \text{ V}/\text{V}$ . Jest to wartość nieznacznie większa niż w czasie symulacji na poziomie schematu.



Rysunek 3.36: Charakterystyki amplitudowo-fazowe pierwszego wzmacniacza kształtującego dla różnych czasów kształtowania.



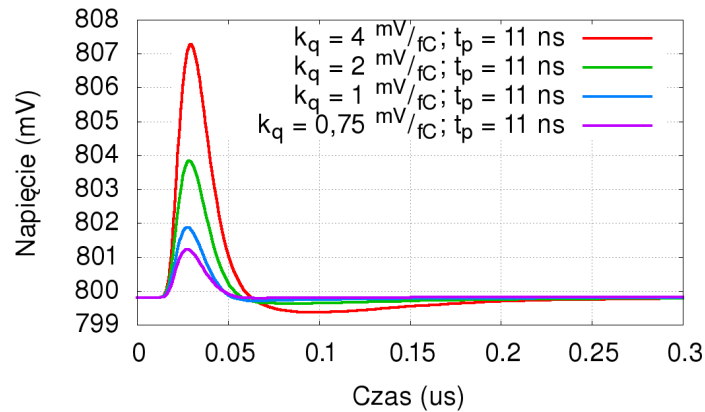
Rysunek 3.37: Zależność pola wzmocnienia (a) i marginesu fazy (b) pierwszego wzmacniacza kształtującego na poziomie „layout’u” w zależności od czasu kształtowania.

Na wykresach 3.37 (a) i (b) przedstawione zostały zależności pola wzmocnienia i marginesu fazy pierwszego wzmacniacza kształtującego na poziomie „layout’u”, od czasu kształtowania sygnału oraz wzmocnienia przedwzmacniacza. Zależność pola wzmocnienia pierwszego wzmacniacza od czasu kształtowania jest podobna na poziomie schematu jak i „layout’u”. Zawiera się ono w przedziale 45,8 MHz - 141,7 MHz i rośnie wraz z czasem kształtowania, średnio jest o 50 % większa niż na poziomie schematu. Margines fazy zawiera się między 116,2° a 132,6°. Wartość ta jest średnio większa o 6,7% niż na poziomie schematu. Podobnie jak na poziomie schematu, wzmocnienie przedwzmacniacza nie ma większego wpływu na powyższe wartości.

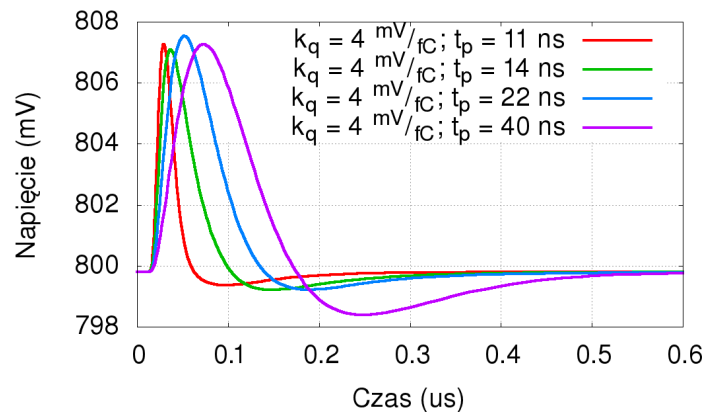
### 3.2.3 Drugi wzmacniacz kształtujący

#### Odpowiedź czasowa całego układu na impuls w kształcie delty Diraca

Na rysunku 3.38 przedstawione zostały odpowiedzi całego układu na deltę Diraca przy domyślnym kształtowaniu TC oraz przy różnych trybach pracy układu. Uzyskane czasy kształtowania po przejściu przez cały tor zostały zamieszczone w tabeli 3.19.



(a)



(b)

Rysunek 3.38: Porównanie odpowiedzi całego układu na poziomie schematu na deltę Diraca dla tego samego czasu kształtowania i różnych wzmocnień (a); takiego samego wzmocnienia i różnych czasów kształtowania (b).

W porównaniu do symulacji na poziomie schematu można zaobserwować wydłużenie czasów kształtowania - średnio do 22 %. Wynika to z rozmiarów pojemności w układzie TC. Możliwe jest przełączanie między różnymi wartościami pojemności (1,6 pF - 16 pF), stosowane pojemności zajmują dużo miejsca w rzeczywistym układzie, znaczne są przez to długości ścieżek metalicznych między nimi. Skutkuje to w dodanej dużej pojemności pasożytniczej.

Tabela 3.19: Uzyskane czasy kształtowania sygnałów wyjściowych.

projektowy czas kształtowania [ns]	uzyskany czas kształtowania [ns]
11	16,0
14	23,5
20	39,0
40	58,0

Otrzymane wartości są dużo większe od projektowych, w skrajnym przypadku niemalże dwukrotnie.

### Odpowiedź czasowa całego układu na impuls w kształcie delty Diraca - symulacja najgorszych przypadków

Podobnie jak w przypadku symulacji na poziomie schematu, wykonano symulacje najgorszych przypadków kształtu sygnału po przejściu przez cały tor spektrometryczny. Na rysunkach 3.39 (a) i (b) zostały przedstawione przykładowe wyniki dla wzmocnienia przedwzmacniacza  $4 \text{ mV}/fC$  i czasu kształtowania 11 ns. Na rysunku 3.39 (a) widać rozrzut linii bazowych, zaś na rysunku (b) zmiany kształtu sygnału w zależności od procesu technologicznego. Wartości linii bazowej i uzyskanych czasów kształtowania sygnału przedstawione są w tabeli 3.20.

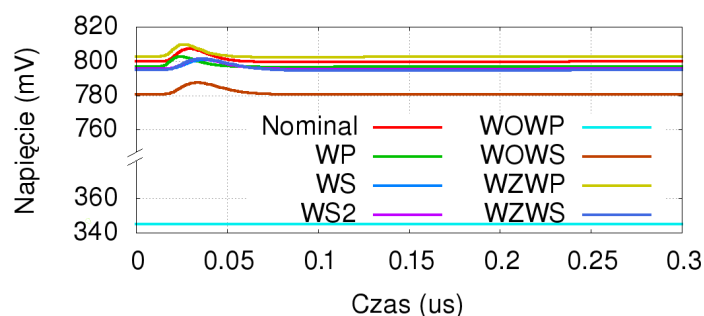
Tabela 3.20: Najgorsze przypadki parametrów sygnału wyjściowego (poziom linii bazowej i czasy kształtowania dla poszczególnych czasów kształtowania sygnału) na poziomie „layout’u”.

Przypadek	Linia bazowa [mV]	$t_{11}$ [ns]	$t_{14}$ [ns]	$t_{22}$ [ns]	$t_{40}$ [ns]
Nom	799,8	16,0	23,5	39,0	58,0
WP	796,9	11,6	17,8	28,5	48,0
WS	795,6	22,6	31,2	49,6	77,5
WS2	795,6	20,1	28,4	47,7	77,0
WOWP	345,0	-	-	-	-
WOWS	780,8	18,6	29,1	45,5	72,0
WZWP	802,8	12,9	19,5	30,5	46,0
WZWS	794,9	21,1	32,8	51,0	78,0

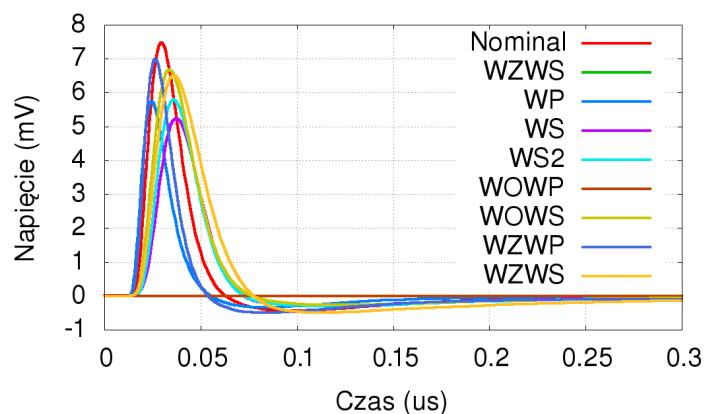
Rozrzut linii bazowej jest większy niż w wynikach symulacji na poziomie schema-



tu, waha się między 781 mV a 803 mV, w jednym zaś przypadku (WOWP) spada do 345 mV. W tym też wypadku nie obserwujemy żadnej odpowiedzi na impuls wejściowy, można więc wysnuć wniosek, że przy takich ustawieniach niektóre komponenty układu nie pracują. Symulacja „cornerowa” dla przypadku WOWP zakłada, że temperatura pracy układu wynosi  $0^\circ$  zaś napięcie zasilania 3.6 V. Przeprowadzono analizę tego przypadku przy założeniu pokojowej temperatury pracy, a także przy założeniu nominalnego napięcia zasilania. W każdym z tych dwóch zarówno linia bazowa jak i kształt sygnału są podobne do innych wyników, można więc uznać, że kombinacja tych dwóch wartości parametrów procesu prowadzi do nieprawidłowej pracy układu.



(a)



(b)

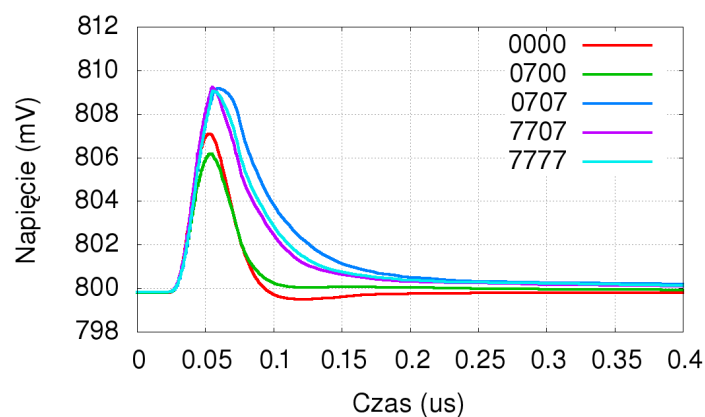
Rysunek 3.39: Wyniki symulacji najgorszych przypadków odpowiedzi toru na sygnał w kształcie delty Diraca dla  $k_q = 4 \text{ mV}/fC$ ,  $t_p = 11\text{ns}$ . Porównanie rozrzutu linii bazowych sygnału (a) i kształtów sygnałów (b).

W tabeli 3.20 nie uwzględniono przypadku WOWP z powodów wymienionych wcześniej. Podobnie jak w przypadku symulacji układu na poziomie schematu, w przypadkach procesu technologicznego, w których rośnie moc pobierana przez układ (WP, WZWP), uzyskane czasy kształtowania sygnału są mniejsze niż nominalny, zaś gdy pogarsza się prędkość układu, czasy kształtowania są dużo większe (WS, WS2, WOWS, WZWS),

w niektórych przypadkach nawet dwukrotnie większe niż teoretyczne.

### Odpowiedź na sygnał z detektora

Na wykresie 3.40 przedstawiony został kształt odpowiedzi sygnału na zasymulowany sygnał z detektora. Widać, że nadal odpowiedzi, zgodnie z oczekiwaniami, różnią się kształtem między sobą, kształty ich zaś odpowiadają kształtom uzyskanym w czasie symulacji na poziomie schematu. Mają niewiele dłuższe czasy narastania i opadania, a także nieznacznie mniejszą amplitudę. Wynika to z różnic w sposobie symulacji na poziomie schematu i na poziomie layoutu, a także z pojemności pasożytniczych ścieżek, które zostały dodane w układzie TC.

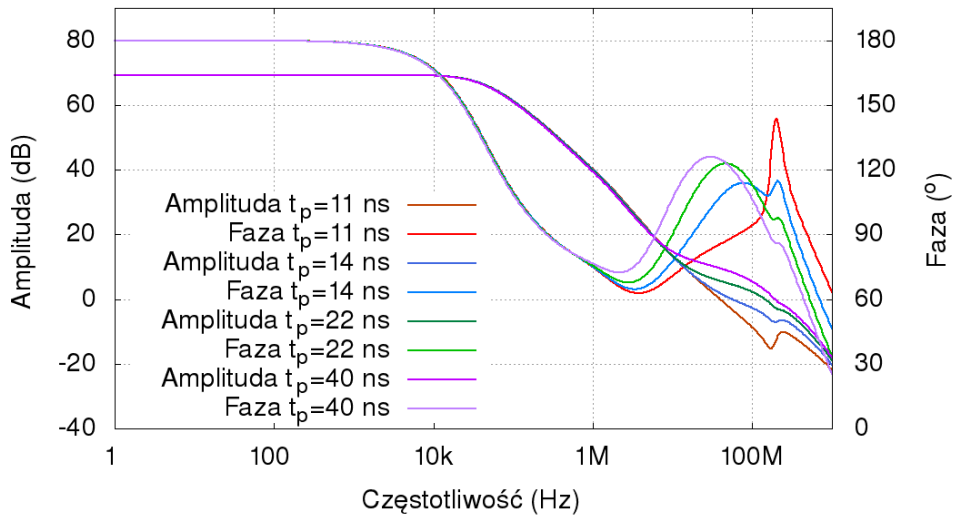


Rysunek 3.40: Odpowiedzi układu na sygnał 3.14 na poziomie „layout’u” przy różnych ustawieniach TC,  $k_q = 4 \text{ mV}/fC$ ,  $t_p = 11 \text{ ns}$ .

### Stabilność drugiego wzmacniacza kształtującego

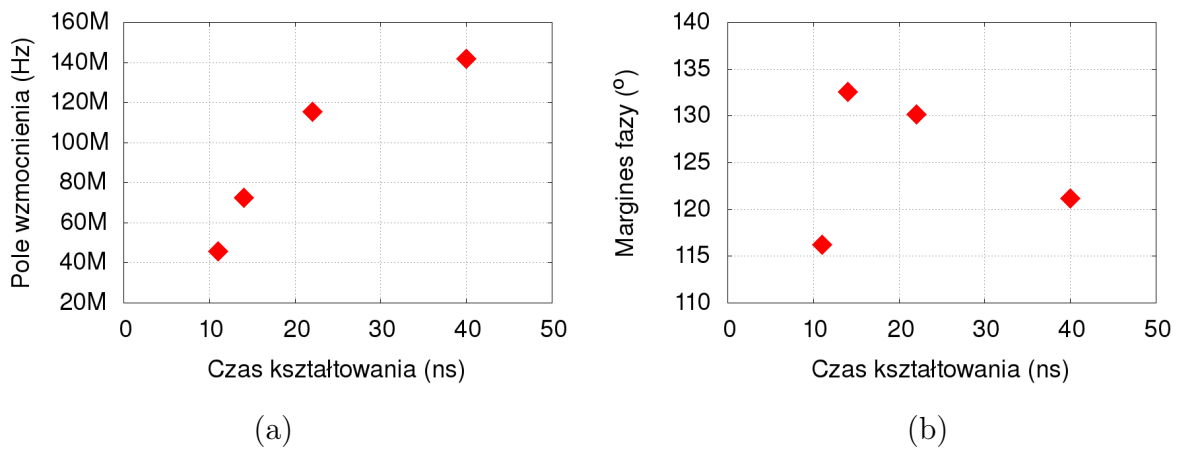
Na rysunku 3.41 przedstawione zostały charakterystyki amplitudowo-fazowe drugiego wzmacniacza kształtującego na poziomie „layout’u” dla różnych czasów kształtowania. Podobnie jak na poziomie schematu, wzmocnienie drugiego wzmacniacza kształtującego w otwartej pętli nie zależy od komponentów w pętli sprzężenia zwrotnego i wynosi 69,3 dB to jest 2936  $V/v$ . Jest to wartość nieznacznie większa niż w przypadku symulacji na poziomie schematu.

Na rysunkach 3.42 przedstawione zostały zależności pola wzmocnienia i marginesu fazy drugiego wzmacniacza kształtującego na poziomie „layout’u”, w zależności od czasu kształtowania sygnału. Pole wzmocnienia drugiego wzmacniacza kształtującego na poziomie „layout’u”, podobnie jak na poziomie schematu rośnie wraz ze wzrostem czasu kształtowania sygnału, od 39 MHz do 191 MHz. W porównaniu do symulacji na poziomie



Rysunek 3.41: Charakterystyki amplitudowo-fazowe drugiego wzmacniacza kształtującego dla różnych czasów kształtowania na poziomie „layout’u”.

schematu spada ono średnio o 16%. Margines fazy wzmacniacza zachowuje się podobnie jak na poziomie schematu. Przyjmuje on wartości pomiędzy 86,1° a 112,7°. Oznacza to, że średnio margines fazy wzrósł o 21% w porównaniu do symulacji na poziomie schematu.



Rysunek 3.42: Pole wzmocnienia (a) i margines fazy (b) drugiego wzmacniacza kształtującego w zależności od czasu kształtowania.

### 3.2.4 Przesłuchy

Na poziomie „layout’u”, gdy większą rolę grają efekty pasożytnicze między komponentami układu, przesłuchy między kanałami mogą być dużo większe niż na poziomie schematu. W tabeli 3.21 przedstawiono zestawienie wielkości przerzutów na kanał sąsiadujący dla poszczególnych ustawień układu. Podobnie jak wcześniej, wyrażono je jako

procent amplitudy odpowiedzi na sygnał we właściwym kanale.

Tabela 3.21: Zestawienie wielkości amplitud przesłuchów dla różnych ustawień trybu pracy układu

wzmocnienie [ $mV/fC$ ]	$t_p$ [ $ns$ ]	przesłuch [%]	wzmocnienie [ $mV/fC$ ]	$t_p$ [ $ns$ ]	przesłuch [%]
4	11	1,36	2	11	1,33
4	14	1,24	2	14	1,18
4	22	1,17	2	22	1,16
4	40	1,29	2	40	1,25
1	11	1,35	0,75	11	1,34
1	14	1,36	0,75	14	1,21
1	22	1,21	0,75	22	1,14
1	40	1,26	0,75	40	1,21

Na poziomie „layout’u” wielkość przesłuchu przyjmuje wartości z zakresu 1,14% - 1,36% wartości sygnału właściwego co znaczy, że względem symulacji na poziomie schematu powiększyła się o 5% swej wartości.

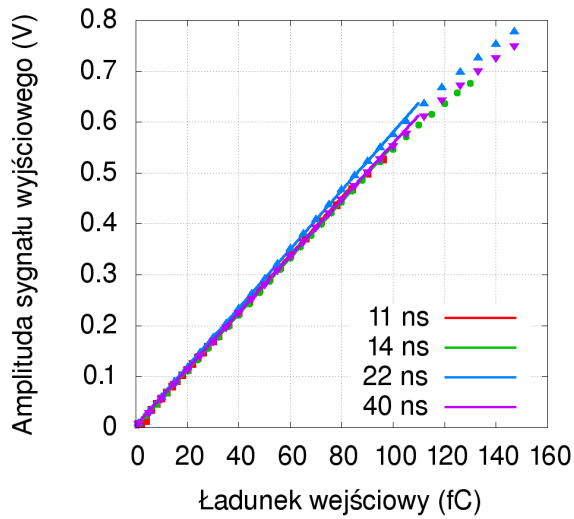
### 3.2.5 Symulacje liniowości układu

#### Symulacje nominalne

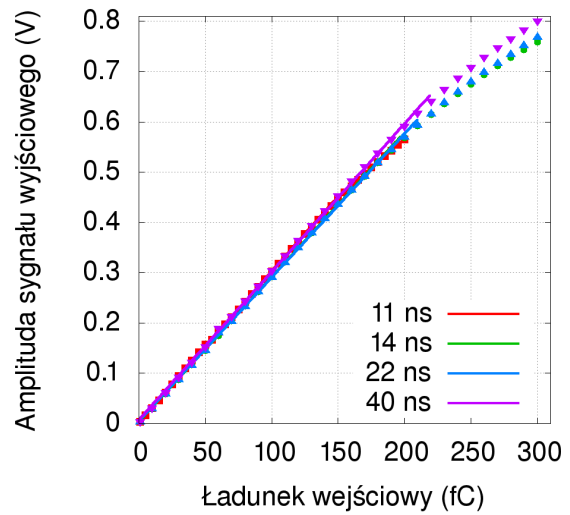
Również symulacje liniowości powtórzono na poziomie „layout’u”. Na rysunkach 3.43 (a)-(d) przedstawiono wyniki tych symulacji dla różnych ustawień układu. Widać, że wyniki dla takiego samego wzmocnienia a innych czasów kształtowania są jeszcze bardziej zbliżone do siebie niż dla symulacji na poziomie schematu. W tabeli 3.22 zawarte zostały uzyskane stałe proporcjonalności wzmocnienia i zakresy liniowości toru spektrometrycznego na poziomie „layout’u”. Porównując wyniki z tabeli 3.22 i analogiczne wyniki na poziomie schematu można zauważyć, że nastąpiło pogorszenie wzmocnienia o 14%.

Zaobserwowana wcześniej zależność stałej proporcjonalności wzmocnienia od czasu kształtowania sygnału jest obecnie wyraźna jedynie dla wzmocnienia przedwzmacniacza 1  $mV/fC$ . W innych przypadkach stałe proporcjonalności są niemalże stałe dla tego samego wzmocnienia przedwzmacniacza.

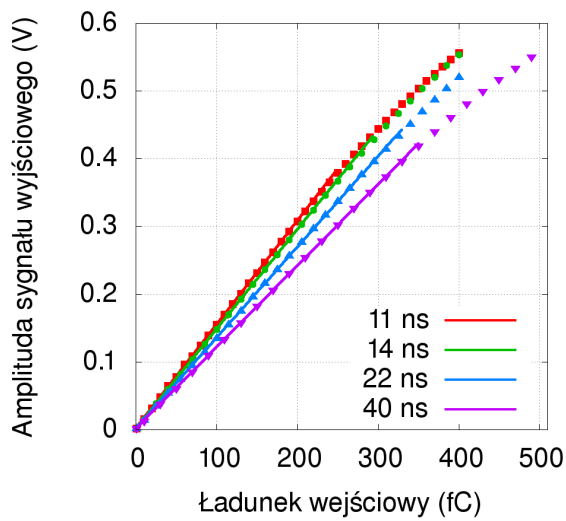
Zakresy liniowości nie uległy pogorszeniu w stosunku do symulacji na poziomie schematu.



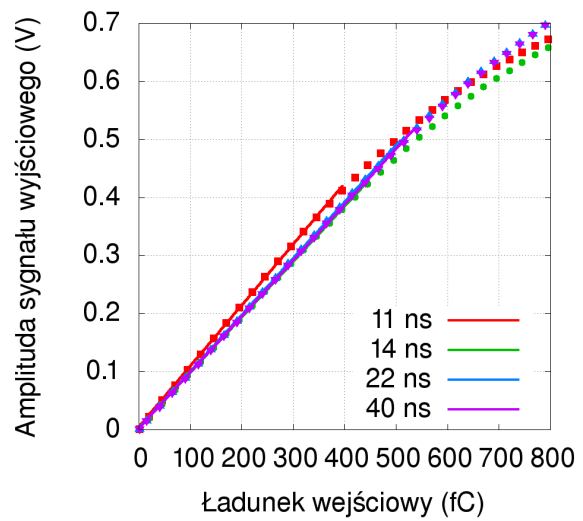
(a)



(b)



(c)



(d)

Rysunek 3.43: Wyniki symulacji liniowości na poziomie „layout’u” dla różnych czasów kształtowania, dla wzmocnienia przedwzmacniacza równego  $4 \text{ mV/fC}$  (a),  $2 \text{ mV/fC}$  (b),  $1 \text{ mV/fC}$  (c),  $0,75 \text{ mV/fC}$  (d).

Tabela 3.22: Wartości wzmocnienia i zakresy liniowości układu w zależności od czasów kształtowania sygnału oraz wzmocnienia przedwzmacniacza.

$k_{qpre}$	$t_p$	Wzmocnienie układu	Zakres liniowości	$k_{qpre}$	$t_p$	Wzmocnienie układu	Zakres liniowości
[ $mV/fC$ ]	[ns]	[ $mV/fC$ ]	[fC]	[ $mV/fC$ ]	[ns]	[ $mV/fC$ ]	[fC]
4	11	5,63	0-90	2	11	2,98	0-160
	14	5,55	0-100		14	2,87	0-180
	22	5,76	0-110		22	2,86	0-200
	40	5,55	0-120		40	2,94	0-210
1	11	1,53	0-300	0,75	11	1,05	0-425
	14	1,47	0-325		14	0,95	0-500
	22	1,34	0-375		22	0,97	0-550
	40	1,20	0-400		40	0,96	0-575

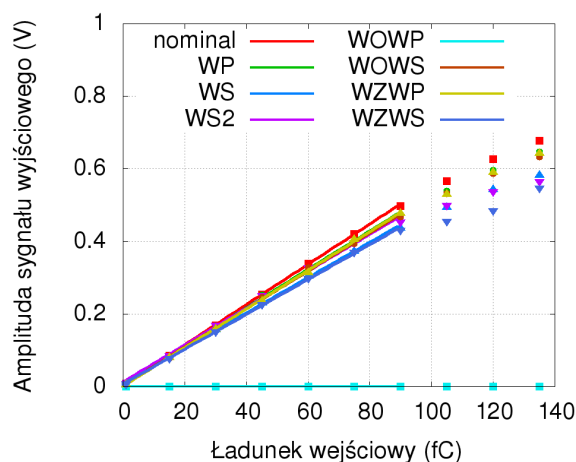
### Symulacje najgorszych przypadków

Na wykresie 3.44 przedstawione zostały przykładowe wyniki symulacji najgorszych przypadków liniowości układu na poziomie „layout’u”. Podobnie jak na poziomie schematu, symulacje te zostały wykonane dla każdej kombinacji wzmocnień i czasów kształtowania, na wykresie zostały przedstawione wyniki dla wzmocnienia przedwzmacniacza wynoszącego  $4 \text{ mV}/fC$  i czasu kształtowania sygnału równego 11 ns. Również w tym przypadku, parametry liniowości silnie zależą od procesu technologicznego. Uśredniony wpływ danego przypadku na liniowość przedstawiony został w tabeli 3.23. Podobnie jak w symulacjach najgorszych przypadków odpowiedzi układu, w przypadku WOWP układ nie działa poprawnie. Symulacje wykazały, że jest to wynikiem kombinacji temperatury pracy układu i napięcia zasilania, będących parametrami w przypadku WOWP.

Można zauważyć, że odchylenia parametrów - zarówno stałej proporcjonalności jak i zakresu liniowości - od nominalnych są mniejsze niż w przypadku symulacji na poziomie schematu. Stała proporcjonalności układu zmienia się średnio o 10%, zaś maksymalnie o 27%. Dużo mniejsze są również zmiany zakresu liniowości, średnio o około 5%.

### Zależność liniowości od pojemności detektora

Kolejne przeprowadzone symulacje miały na celu zbadanie, czy pojemność detektora również ma małe znaczenie dla liniowości na poziomie „layout’u”. Na rysunkach 3.45 (a) i (b) przedstawiono wyniki dla dwóch wybranych ustawień pracy układu o skrajnych wartościach wzmocnienia przedwzmacniacza i czasu kształtowania. Widać, że rów-



Rysunek 3.44: Wyniki symulacji najgorszych przypadków liniowości na poziomie „layout’u” przy ustawieniach układu  $k_q = 4 \text{ mV/fC}$  i  $t_p = 11 \text{ ns}$ .

Tabela 3.23: Wpływ procesu technologicznego na stałą proporcjonalności wzmocnienia i zakres liniowości na poziomie „layout’u”.

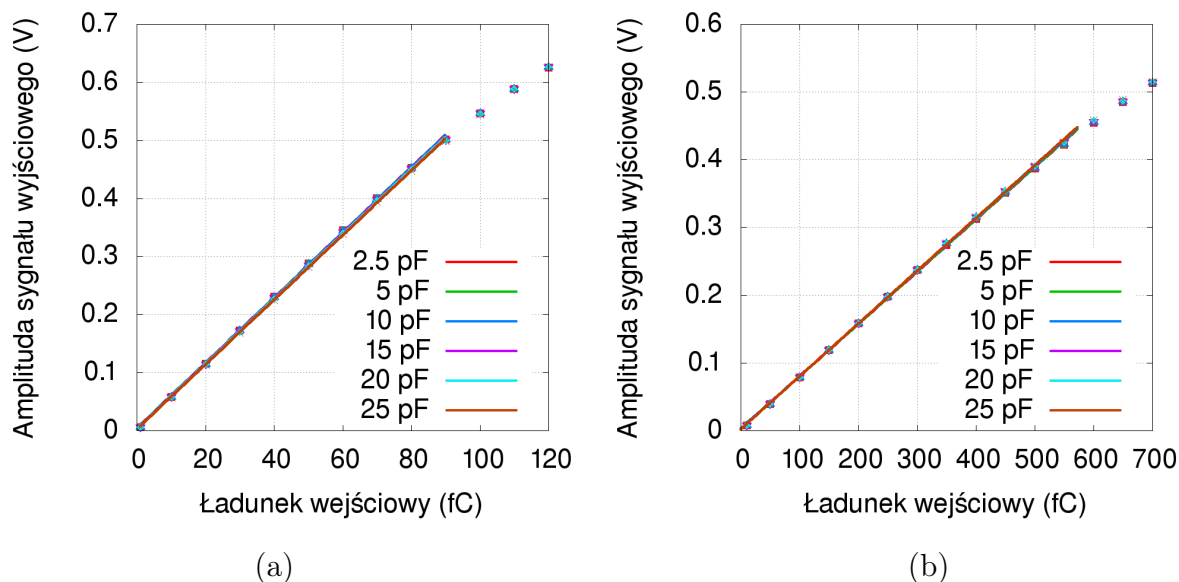
Przypadek	Wzmocnienie	Zakres liniowości
WP	Zwiększenie o 10%	Pogorszenie o 1%
WS	Zmniejszenie o 17%	Pogorszenie o 1%
WS2	Zmniejszenie o 12%	Pogorszenie o 5%
WOWP	-	-
WOWS	Zwiększenie o 0,3%	Pogorszenie o 5%
WZWP	Zmniejszenie o 2%	Pogorszenie o 5%
WZWS	Zmniejszenie o 11%	Pogorszenie o 9%

nież w tym wypadku pojemność detektora w znikomy sposób wpływa na działanie układu. W tabeli 3.24 zawarte zostały uzyskane wartości wzmocnienia układu i zakresu liniowości. Zmiany stałej proporcjonalności wzmocnienia są na poziomie 0,5% dla wzmocnienia przedwzmacniacza  $k_q = 4 \text{ mV/fC}$ , zaś dla wzmocnienia przedwzmacniacza  $k_q = 0,75 \text{ mV/fC}$  na poziomie 1,2%.

### 3.2.6 Wyniki symulacji szumowych

#### Symulacje szumowe dla różnych trybów pracy układu

Na rysunku 3.46 przedstawione zostały wyniki symulacji ekwiwalentnego ładunku szumowego dla różnych trybów pracy układu na poziomie „layout’u”. Uzyskane zależności są porównywalne do zależności na poziomie schematu - ENC spada wraz ze wzrostem czasu kształtowania, rośnie zaś wraz dla mniejszych wzmocnień układu.



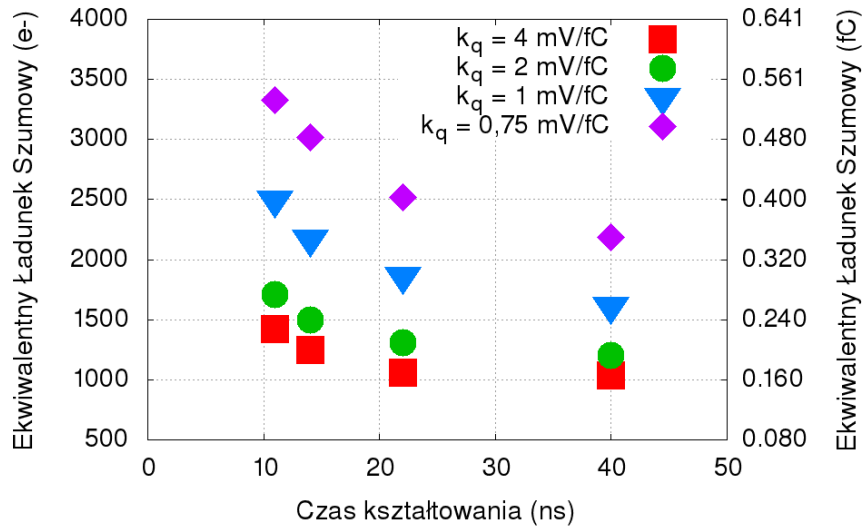
Rysunek 3.45: Wyniki symulacji liniowości dla różnych pojemności detektora, przy ustawieniach  $k_q = 4 \text{ mV/fC}$ ,  $t_p = 11 \text{ ns}$  (a),  $k_q = 0,75 \text{ mV/fC}$ ,  $t_p = 40 \text{ ns}$  (b).

Tabela 3.24: Wartości wzmocnienia i zakresy liniowości układu na poziomie „layout’u” dla różnych pojemności wejściowych detektora.

$k_q = 4 \text{ mV/fC}$ , $t_p = 11 \text{ ns}$			$k_q = 0,75 \text{ mV/fC}$ , $t_p = 40 \text{ ns}$		
$C_{det}$	Wzmocnienie układu	Zakres liniowości	$C_{det}$	Wzmocnienie układu	Zakres liniowości
[fF]	[mV/fC]	[fC]	[fF]	[mV/fC]	[fC]
2,5	5,62	0-90	2,5	0,99	0-575
5	5,62	0-90	5	0,99	0-575
10	5,61	0-90	10	0,98	0-575
15	5,60	0-90	15	0,97	0-575
20	5,56	0-90	20	0,97	0-575
25	5,56	0-90	25	0,96	0-575

Wartości przedstawione na wykresie 3.46 są zawarte w tabeli 3.25. Dla wzmocnienia  $k_q = 4 \text{ mV/fC}$  zakres wartości ENC to 1037 - 1423  $e^-$ . Średnio, jest o 7% większy niż w przypadku symulacji na poziomie schematu. Gdy wzmocnienie przedwzmacniacza wynosi  $k_q = 2 \text{ mV/fC}$ , ENC przyjmuje wartości z zakresu 1204 - 1706  $e^-$ , średnio o 8% większej niż na poziomie schematu. W przypadku ustawień o wzmocnieniu przedwzmacniacza  $k_q = 1 \text{ mV/fC}$  zakres wartości ENC to 1610 - 2494  $e^-$ , to jest średnio 8% więcej niż na poziomie schematu. W końcu, przy wzmocnieniu  $k_q = 0,75 \text{ mV/fC}$  ENC zawiera się w przedziale 2185 - 3324  $e^-$ , przyjmując wartości średnio o 9% wyższe niż na poziomie





Rysunek 3.46: Wyniki symulacji szumowych dla różnych trybów pracy układu na poziomie „layout’u”.

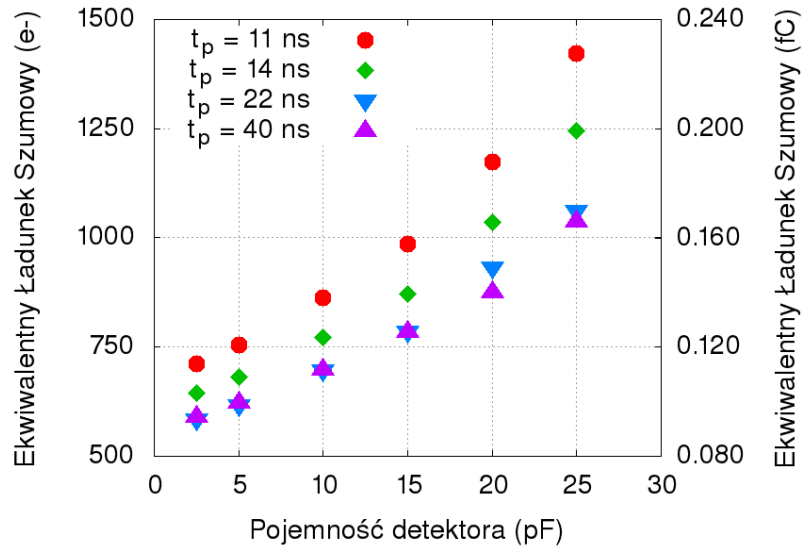
schematu. Wartości ekwiwalentnego ładunku szumowego są średnio o 8% wyższe niż na poziomie schematu.

Tabela 3.25: Wyniki symulacji szumowych dla trybów pracy układu na poziomie „layout’u”.

$k_q$ [mV/fC]	$t_p$ [ns]	ENC [e <sup>-</sup> ]	ENC [fC]	$k_q$ [mV/fC]	$t_p$ [ns]	ENC [e <sup>-</sup> ]	ENC [fC]
4	11	1423	0,228	2	11	1706	0,273
	14	1246	0,200		14	1497	0,240
	22	1062	0,170		22	1311	0,210
	40	1037	0,166		40	1204	0,193
1	11	2494	0,400	0,75	11	3324	0,533
	14	2169	0,347		14	3019	0,484
	22	1861	0,298		22	2519	0,404
	40	1610	0,258		40	2185	0,350

## Symulacje szumowe dla różnych pojemności detektora

Powtórzono badanie zależności szumowych układu dla różnych pojemności detektora. Wyniki zamieszczono na wykresie 3.47 i w tabeli 3.26.



Rysunek 3.47: Wyniki symulacji szumowych dla wzmacnienia  $k_q = 4^{mV}/fC$ , różnych czasów kształtowania i różnych pojemności na poziomie „layout’u”.

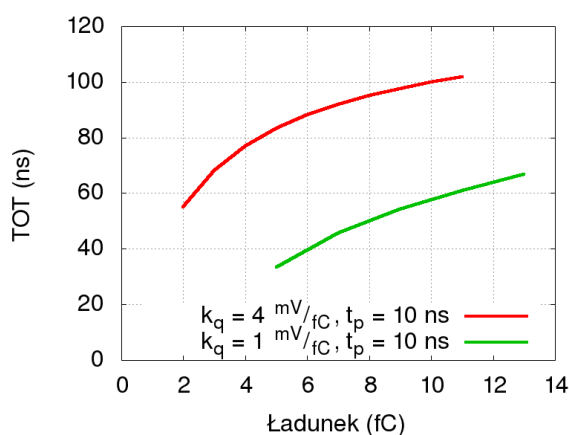
Tabela 3.26: Wyniki symulacji szumowych dla różnych pojemności wejściowych detektora na poziomie „layout’u”.

$t_p$ [ns]	$C_{det}$ [pF]	ENC [e <sup>-</sup> ]	ENC [fC]	$t_p$ [ns]	$C_{det}$ [pF]	ENC [e <sup>-</sup> ]	ENC [fC]
11	2,5	711	0,114	14	2,5	644	0,103
	5	754	0,121		5	681	0,109
	10	864	0,138		10	772	0,124
	15	985	0,158		15	872	0,140
	20	1175	0,188		20	1035	0,166
	25	1423	0,228		25	1246	0,200
22	2,5	583	0,093	40	2,5	591	0,095
	5	617	0,099		5	622	0,100
	10	697	0,112		10	698	0,112
	15	785	0,126		15	785	0,126
	20	933	0,149		20	875	0,140
	25	1062	0,170		25	1037	0,166

Wartości ENC są mniejsze dla mniejszych wartości pojemności detektora. Dla najmniejszych symulowanych pojemności spada ona do 49% wartości dla  $C_{det} = 25$  pF. Zachowane są zależności zaobserwowane przy symulacjach na poziomie schematu, otrzymane wartości są nieznacznie większe (o około 5%) od tych uzyskanych na poziomie schematu.

### 3.2.7 Symulacje czasu nad progiem

Jako ostatnie przeprowadzone zostały symulacje czasu nad progiem na poziomie „layout’u”. Tak jak poprzednio, zostały one przeprowadzone dla zasymulowanego sygnału z detektora niosącego różne ładunki, z progiem dyskryminacji na poziomie 2 fC i domyślnymi ustawieniami TC. Przykładowe uzyskane wyniki są przedstawione na rysunku 3.48.



Rysunek 3.48: Przykładowe uzyskane krzywe TOT na poziomie „layout’u”.

Nie ma znaczącej różnicy w uzyskanych krzywych między symulacjami na poziomie schematu i „layout’u”.

# Podsumowanie

W niniejszej pracy magisterskiej zaprezentowany został projekt i symulacje drugiego prototypu elektroniki front-end do gazowych detektorów słomkowych w eksperymencie **PANDA**.

Układu został zaprojektowany w Zespole Elektroniki Jądrowej i Detekcji Promienienia w Katedrze Oddziaływań i Detekcji Cząstek Wydział Fizyki i Informatyki Stosowanej Akademii Górniczo-Hutniczej. Schemat układu został zaprojektowany przez mgr. inż. Dominika Przyborowskiego oraz prof. dr hab. inż. Marka Idzika. Rozkład masek technologicznych został zaplanowany przez mgr. inż. Dominika Przyborowskiego oraz dr inż. Tomasza Fiutowskiego. Część cyfrowa została zaprojektowana przez dr inż. Krzysztofa Świentka. Autorka pracy magisterskiej przeprowadziła optymalizację parametrów układu na poziomie schematu, jak i „layoutu”.

Rozdział pierwszy niniejszej pracy magisterskiej został poświęcony eksperymentowi, który odbędzie się w planowanym na terenie GSI ośrodku FAIR. Przybliżony został bogaty program fizyczny eksperymentu, obejmujący badania nad strukturą hadronową, chromodynamiką kwantową i silnymi oddziaływaniami jądrowymi. Zawarty został również opis gazowych detektorów słomkowych, które będą elementem układu spektrometrycznego w eksperymencie, a których zadaniem będzie badanie toru cząstek w polu magnetycznym. Przybliżona została zasada działania tych detektorów, a także specyficzny kształt sygnału ze słomkowego detektora gazowego, ze względu na który potrzebny jest dedykowany układ elektroniki odczytu.

W rozdziale drugim pracy przedstawiony został przegląd poszczególnych elementów zaprojektowanego układu, rozwiązania projektowe stosowane w podobnych układach i wybrane dla tego projektu.

Rozdział trzeci przedstawia wyniki symulacji, które miały na celu pokazać poprawne działanie układu zanim zostanie on wysłany do produkcji. Badanie działania rozpoczęte zostało na poziomie schematu, po czym rozplanowane zostało położenie masek technologicznych. Symulacje powtórzono na poziomie „layout’u”, by zbadać, czy efekty pasożytnicze wpłyną na działanie układu.

Poprzez symulacje, wykazano, że układ ma mniejsze wzmocnienie niż założenia projek-

towe  $5 - 20 \text{ mV/fC}$ , wynosi ono  $7, 5, 4, 0, 2, 1$  i  $1, 5 \text{ mV/fC}$ . Niższa wartość wynika z rezystorów  $R_A$  oraz  $R_B$  dodanych w celu zapewnienia stabilności działania układu. Uzyskane zostało założone kształtowanie CR-RC<sup>2</sup>, zaś uzyskane czasy narastania sygnałów będących odpowiedzią na impuls w kształcie delty Diraca wynoszą  $16,0, 23,5, 39,0$  oraz  $58,0$  ns i są dużo wyższe niż projektowe. Przetestowana została liniowość układu której zakres wynosi średnio  $0 - 100$  fC dla wzmocnienia przedwzmacniacza wynoszącego  $4 \text{ mV/fC}$ ,  $0 - 190$  fC dla  $k_q = 2 \text{ mV/fC}$ ,  $0 - 350$  fC dla  $k_q = 1 \text{ mV/fC}$ , a także średnio  $0 - 525$  fC dla wzmocnienia przedwzmacniacza równego  $0,5 \text{ mV/fC}$ . Sprawdzone wpływy pojemności detektora na liniowość układu i oceniono, że ma ona bardzo małe znaczenie. Przeprowadzono symulacje szumowe dla wszystkich kombinacji ustawień  $t_p$  i  $k_q$  i oceniono, że szумы zawierają się w przedziale  $1037 - 3324 e^-$ . zbadano również, że dla pojemności detektora mniejszych niż domyślna wartości ENC spadają. Zbadany został czas nad progim w zależności od ładunku wejściowego. Sprawdzone stabilność wzmacniaczy stosowanych w układzie i kształt sygnału na poszczególnych etapach kształtowania. Zbadano przesłuchy między kanałami i oceniono, że nie wpłyną one znacząco na działanie układu. Sprawdzone zostało działanie układu stabilizacji linii bazowej, a także układu eliminacji ogona jonowego. Symulacje najgorszych przypadków przeprowadzono dla parametrów mających największe znaczenie dla działania układu, czyli stabilności przedwzmacniacza, liniowości oraz kształtu sygnału na wyjściu analogowym. Dały one pewność, że układ będzie działał poprawnie nawet przy skrajnych odchyłkach od założonych wartości w trakcie produkcji układu.

Układ scalony elektroniki Front-End dla detektorów słomkowych został wysłany do produkcji w lipcu 2014 roku i obecnie jest testowany na wydziale Fizyki i Informatyki Stosowanej AGH.

Należy podkreślić, iż autorka pracy brała udział w testach laboratoryjnych pierwszego prototypu w czasie pracy inżynierskiej, a jej silny wkład poprzez symulacje opisanego układu przyczynił się do jego rozwoju. Jego produkcja zwięńczona będzie przygotowywaną właśnie publikacją, która w najbliższym czasie zostanie wysłana do publikacji w renomowanym czasopiśmie Journal of Instrumentation. Część wyników pracy inżynierskiej została zaprezentowana na konferencji „Topical Workshop on Electronics for Particle Physics TWEPP 2013” w Peruggi.

# Dodatek A

## Generacja sygnału w cylindrycznej komorze jonizacyjnej.

Przebieg czasowy impulsu prądowego indukowanego w zewnętrznym obwodzie elektrody zbiorczej detektora opisuje twierdzenie Ramo-Shockley'a.

W przypadku dwóch elektrod i założenia punktowej generacji ładunków, twierdzenie to przyjmuje postać:

$$i_k(t) = \pm Q_k \cdot \vec{v}_k(t) \cdot \vec{W}_k(\vec{r}) \quad (\text{A.1})$$

gdzie  $Q_k$  oznacza k-tą składową ładunku wytworzonego w czasie detekcji,  $\vec{v}_k(t)$  - prędkość chwilową dryfu k-tej składowej, zaś  $\vec{W}_k(\vec{r})$  to pole wagowe - natężenie pola elektrycznego w danym punkcie  $r$ , przy założeniu jednostkowego napięcia na elektrodzie na której zliczany jest sygnał i uziemieniu pozostałych, oraz przy usunięciu ładunku z objętości czynnej detektora. Punkt  $\vec{r} = \vec{r}(t)$  jest chwilowym położeniem dryfującego ładunku.

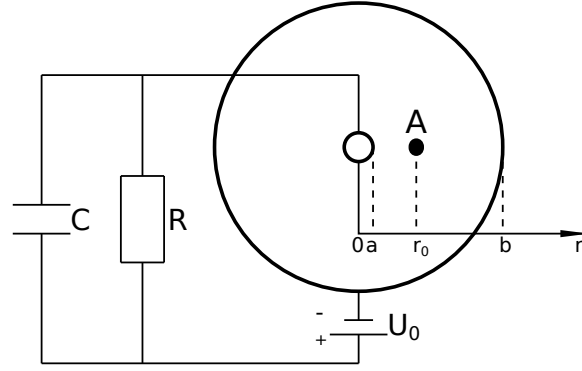
W celu wyznaczenia przebiegu czasowego impulsu prądowego  $i(t)$  indukowanego w zewnętrznym obwodzie detektora należy wyznaczyć przebieg funkcji  $\vec{v}_k(t)$  oraz rozwinąć funkcję  $\vec{W}_k(\vec{r})$  względem czasu aby uzyskać  $W_k(t)$ .

Schemat komory jonizacyjnej o geometrii cylindrycznej przedstawiony jest na rysunku A.1. Na rysunku zostały oznaczone promienie anody -  $a$  i katody -  $b$ , a także punkt generacji pary jon-elektron -  $A$ .

Pole elektryczne w powierzchni czynnej detektora wytworzone poprzez przyłożenie między elektrody napięcia polaryzacji opisane jest wzorem [3]:

$$E(r) = \frac{U_0}{r \cdot \ln \frac{b}{a}} \quad (\text{A.2})$$

Z zależności tej wprost wynika funkcja pola wagowego w detektorze:



Rysunek A.1: Generacja sygnału w cylindrycznej komorze jonizacyjnej.

$$W(r) = \frac{E(r)}{U_0} = \frac{1}{r \cdot \ln \frac{b}{a}} \quad (\text{A.3})$$

Cząstka naładowana przelatując w objętości czynnej detektora jonizuje znajdujący się w nim gaz. Do obliczeń zakładamy, że generacja następuje w jednym punkcie, oznaczonym na rysunku A.1 symbolem  $A$ , znajdującym się w odległości  $r_0$  od środka układu. Wytworzone w procesie detekcji nośniki ładunku - jony i elektrony przemieszczają się w kierunku odpowiednich elektrod - katody i anody z prędkościami dryfu:  $v_+$  i  $v_-$ .

Prędkości dryfu  $v_+$  i  $v_-$  zależą od natężenia pola elektrycznego  $E$  w objętości czynnej detektora, ruchliwości nośnika ładunku  $\mu$  oraz ciśnienia gazu  $p$  wewnątrz detektora [3]:

$$v_{\pm} = \pm \mu_{\pm} \frac{E}{p} \quad (\text{A.4})$$

Z równań A.2 i A.4 otrzymujemy:

$$v_{\pm} = \pm \mu_{\pm} \frac{U_0}{r \cdot p \cdot \ln \frac{b}{a}} \quad (\text{A.5})$$

Uwzględniając powyższe w równaniu A.1 otrzymujemy wyrażenie.

$$i_{\pm}(t) = \pm \frac{qU_0\mu_{\pm}}{p \cdot (\ln \frac{b}{a})^2} \frac{1}{r^2(t)} \quad (\text{A.6})$$

Występującą w powyższym równaniu zależność  $r(t)$  można wyrazić zapisując wzór na prędkość nośnika ładunku A.4 w postaci równania różniczkowego:

$$dr = v_{\pm}(r(t))dt \quad (\text{A.7})$$

$$rdr = \pm \frac{\mu_{\pm} \cdot U_0}{p \cdot \ln \frac{b}{a}} dt \quad (\text{A.8})$$

Wzór ten całkujemy, zakładając generację ładunku w punkcie  $r_0$  w czasie  $t = 0$ .

$$\int_{r_0}^r r dr = \pm \int_0^t \frac{\mu_{\pm} \cdot U_0}{p \cdot \ln \frac{b}{a}} dt \quad (\text{A.9})$$

Wynik tej całki to:

$$r^2 - r_0^2 = \pm \frac{\mu_{\pm} \cdot U_0}{p \cdot \ln \frac{b}{a}} \cdot t \quad (\text{A.10})$$

Ważnym parametrem, który można uzyskać ze scałkowania tego równania jest czas zbierania nośników ładunku  $T_k$ . Aby go uzyskać całkujemy równanie A.8 w innych granicach:

$$\int_{r_0}^{r_{\pm}} r dr = \pm \int_0^{T_{\pm}} \frac{\mu_{\pm} \cdot U_0}{p \cdot \ln \frac{b}{a}} dt \quad (\text{A.11})$$

Symbolem  $r_{\pm}$  oznaczono tutaj końcowe położenia nośników danego rodzaju - dla składowej elektronowej anoda  $a$ , zaś dla jonowej - katoda  $b$ .  $T_{\pm}$  jest zaś czasem zbierania danej składowej sygnału. Wynikiem całkowania A.11 jest formuła:

$$T_{\pm} = (r_{\pm}^2 - r_0^2) \frac{p \cdot \ln(\frac{b}{a})}{2\mu_{\pm} \cdot U_0} \quad (\text{A.12})$$

Uwzględnienie jej w równaniach A.10 i A.6 pozwala na uzyskanie końcowych zależności:

$$r^2 = \frac{r_{\pm}^2 - r_0^2}{T_{\pm}} t + r_0^2 \quad (\text{A.13})$$

$$i_{\pm}(t) = \pm \frac{q \cdot U_0 \cdot \mu_{\pm}}{p \cdot \ln^2 \frac{b}{a}} \frac{1}{(r_{\pm}^2 - r_0^2) \frac{t}{T_{\pm}} + r_0^2} \quad (\text{A.14})$$

Z tak uzyskanej ogólnej zależności można łatwo uzyskać wzory na impulsy indukowane przez obie składowe wygenerowanego ładunku.

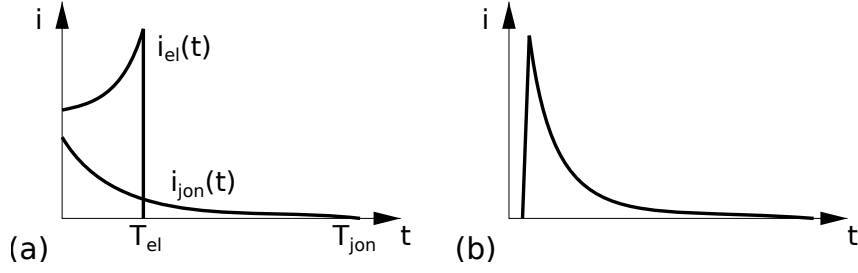
$$i_+(t) = \frac{n \cdot e \cdot \mu_+ \cdot U_0}{p \cdot \ln^2 \frac{b}{a} \cdot [r_0^2 + (b^2 - r_0^2) \frac{t}{T_e}]}, \quad 0 < t < T_j = (b^2 - r_0^2) \frac{p \cdot \ln(\frac{b}{a})}{2\mu_+ U_0} \quad (\text{A.15})$$

$$i_-(t) = \frac{e \cdot \mu_- \cdot U_0}{p \cdot \ln^2 \frac{b}{a} \cdot [r_0^2 - (r_0^2 - a^2) \frac{t}{T_j}]}, \quad 0 < t < T_e(r_0^2 - a^2) \frac{p \cdot \ln(\frac{b}{a})}{2\mu_- U_0} \quad (\text{A.16})$$

Całkowity prąd to:

$$i(t) = i_+(t) + i_-(t) \quad (\text{A.17})$$





Rysunek A.2: Przebieg czasowy impulsu prądowego indukowanego w cylindrycznej komorze jonizacyjnej (a), w liczniku proporcjonalnym o geometrii cylindrycznej (b).

Przebiegi opisane równaniami A.15 i A.16 przedstawione zostały na wykresie A.2 (a). Nie została zachowana skala osi. Do poznania nominalnych wartości amplitud i czasów zbiernia potrzebna jest znajomość wartości ruchliwości elektronów  $\mu_-$  i jonów  $\mu_+$ . Wartości te zależą między innymi od mas tych nośników - ruchliwość elektronów  $\mu_-$  jest około trzy rzędy wielkości większa niż jonów. Stąd w takiej proporcji jest stosunek amplitud składowych. Czas trwania sygnału zależy wprawdzie od ruchliwości nośników, ale też od punktu, w którym następuje generacja pary jon-elektron  $r_0$ .

W rzeczywistości produkcja nośników ładunku zachodzi wzdłuż toru cząstki jonizującej, dając zbiór przesuniętych w czasie impulsów, tworzących wypadkowy impuls o stromym czole i długim ogonie, zwanym ogonem jonowym.

W przypadku detektora gazowego pracującego w reżimie napięć licznika proporcjonalnego, natężenie pola elektrycznego przy anodzie jest tak duże, że elektrony powstałe w procesie jonizacji pierwotnej wywołują wtórną jonizację gazu wypełniającego detektor. Wytworzone w ten sposób elektrony wtórne również uczestniczą w tym procesie nadając mu charakter lawinowy. Redukcja wzajemnego oddziaływania lawin wytworzonych przez elektrony pierwotne jest dokonywana przez dobranie odpowiedniej mieszanki gazowej. Lawiny powstają w pobliżu anody, przez co droga przelotu elektronów zostaje zredukowana do minimum, zaś jony muszą przebyć całą drogę od anody do katody. W związku z powyższym można przyjąć, że indukowany impuls prądowy w liczniku proporcjonalnym jest określony tylko składową jonową, a także  $r_0 \cong a$  - generacja nośników zachodzi przy anodzie, oraz  $b \gg a$ . Uzyskane wzory opisujące kształt sygnału:

$$i(t) = \frac{\mu_+ \cdot q \cdot U_0}{p \cdot \ln^2 \frac{b}{a}} \cdot \frac{1}{a^2 + b^2 \frac{t}{T_+}} = \frac{q \cdot b^2}{2 \cdot T_+ \cdot \ln \frac{b}{a}} \frac{1}{a^2 + b^2 \frac{t}{T_+}} \quad (\text{A.18})$$

$$T_+ = b^2 \frac{p \cdot \ln \frac{b}{a}}{2 \cdot \mu_+ \cdot U_0} \quad (\text{A.19})$$

Powyższe równanie jest spełnione pod warunkiem punktowej generacji nośników ładunku. Skutkuje to również nieskończenie szybkim narastaniem impulsu prądowego. Rze-

czywisty impuls prądowy ma skończony czas narastania, chociaż mały względem czasu opadania. Kształt sygnału jest przedstawiony na rysunku A.2 (b).

# Spis rysunków

1.1	Schemat układu detekcyjnego w eksperymencie $\bar{P}$ PANDA [1] . . . . .	12
1.2	Przekrój przez centralny detektor śladowy STT [2]. . . . .	14
1.3	Przekrój przez przedni detektor śladowy [2]. . . . .	15
1.4	Sygnal z detektora gazowego o geometrii cylindrycznej. . . . .	16
2.1	Schemat blokowy zaprojektowanego układu. . . . .	18
2.2	Podstawowe konfiguracje przedwzmacniacza ładunkowego: przedwzmacniacz z bezrezystywną pętlą sprzężenia zwrotnego (a), przedwzmacniacz z rezystywną pętlą sprzężenia zwrotnego (b); przebieg sygnału wejściowego: stochastyczny ciąg impulsów generowanych przez detektor (c); odpowiedź przedwzmacniacza bezrezystywnego (d) i rezystywnego (e). . . . .	19
2.3	Wybrane architektury przedwzmacniaczy: wzmacniacz kaskodowy (a), wzmacniacz kaskodowy z rozszerzeniem transkonduktacyjnym (b). . . . .	21
2.4	Wybrane architektury stopni wyjściowych wzmacniaczy: wtórnik źródłowy (a), odwrócony wtórnik napięciowy (b), odwrócony wtórnik napięciowy klasy AB (c). . . . .	23
2.5	Wzmacniacz w konfiguracji wspólnego źródła: obciążony źródłem prądowym (a), obciążony zdegenerowanym źródłem prądowym (b). . . . .	24
2.6	Schemat zaprojektowanego przedwzmacniacza. . . . .	25
2.7	Schemat blokowy przedwzmacniacza. . . . .	25
2.8	Schemat blokowy pierwszego wzmacniacza z układem równoważenia biegunów. . . . .	26
2.9	Schemat pierwszego wzmacniacza kształtującego. . . . .	28
2.10	Schemat blokowy drugiego układu kształtującego i układu kompensacji ogona jonowego. . . . .	29
2.11	Różnicowy odwrócony wtórnik napięciowy. . . . .	30
2.12	Schemat wzmacniacza użytego w drugim układzie kształtującym. . . . .	31
2.13	Schemat blokowy drugiego wzmacniacza kształtującego pracującego w zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego stabilizatora linii bazowej. . . . .	32
2.14	Stabilizator linii bazowej. . . . .	32

2.15	Schemat wzmacniacza transkonduktancyjnego $OTA_1$ , $OTA_2$ użytego w projekcie stabilizatora linii bazowej. . . . .	33
2.16	Aktywny rezystor użyty w projekcie stabilizatora linii bazowej. . . . .	34
2.17	Wyjścia zaprojektowanego projektu. . . . .	35
2.18	Schemat zaprojektowanego układu. . . . .	35
3.1	Odpowiedź przedwzmacniacza na impuls w kształcie delty Diraca, dla wzmocnienia przedwzmacniacza $k_q = 4mV/fC$ . . . . .	38
3.2	Odpowiedź przedwzmacniacza na impuls w kształcie delty diraca, dla różnych wzmocnień przedwzmacniacza. . . . .	38
3.3	Charakterystyki amplitudowo-fazowe przedwzmacniacza dla różnych wzmocnień przedwzmacniacza. . . . .	39
3.4	Pole wzmocnienia (a) i margines fazy (b) przedwzmacniacza w zależności od wzmocnienia przedwzmacniacza. . . . .	40
3.5	Zależność pola wzmocnienia (a) i marginesu fazy (b) przedwzmacniacza od pojemności detektora dla różnych wzmocnień przedwzmacniacza. . . . .	40
3.6	Charakterystyki amplitudowo-fazowe przedwzmacniacza na poziomie schematu dla najgorszych przypadków. . . . .	42
3.7	Odpowiedź pierwszego układu kształtującego na sygnał z przedwzmacniacza o wzmocnieniu $4 mV/fC$ , z czasem kształtowania 11 ns. . . . .	44
3.8	Odpowiedź pierwszego układu kształtującego na sygnał z przedwzmacniacza o wzmocnieniu $4 mV/fC$ , z różnymi czasami kształtowania. . . . .	44
3.9	Charakterystyki amplitudowo-fazowe pierwszego wzmacniacza kształtującego dla różnych czasów kształtowania. . . . .	45
3.10	Zależność pola wzmocnienia (a) i marginesu fazy (b) pierwszego wzmacniacza kształtującego od czasu kształtowania impulsu. . . . .	46
3.11	Odpowiedź całego układu na deltę Diraca z domyślnym kształtowaniem TC, przy ustawieniach $k_q = 4 mV/fC$ , $t_p = 11$ ns. . . . .	47
3.12	Odpowiedź całego układu na deltę Diraca z kształtowaniem TC. Porównanie odpowiedzi dla tego samego $t_p$ i różnych $k_q$ (a); takiego samego $k_q$ i różnych $t_p$ (b); różnych $k_q$ i różnych $t_p$ (c). . . . .	48
3.13	Wyniki symulacji najgorszych przypadków odpowiedzi toru na sygnał w kształcie delty Diraca dla $k_q = 4 mV/fC$ , $t_p = 11$ ns. Porównanie rozrzutu linii bazowych sygnału (a) i kształtów sygnałów (b). . . . .	50
3.14	Sygnał wejściowy - pion o energii 0,42 GeV. . . . .	51
3.15	Odpowiedź układu na sygnał 3.14. Ustawienia układu - $k_q = 4 mV/fC$ , $t_p = 11$ ns, ustawienia TC - 3505. . . . .	51

3.16	Odpowiedzi układu na sygnał 3.14. Ustawienia układu - $k_q = 4 \text{ mV/fC}$ , $t_p = 11 \text{ ns}$ , różne TC. . . . .	52
3.17	Charakterystyki amplitudowo-fazowe drugiego wzmacniacza kształtującego, dla różnych czasów kształtowania sygnału. . . . .	53
3.18	Pole wzmocnienia (a) i margines fazy (b) drugiego wzmacniacza kształtującego w zależności od czasu kształtowania. . . . .	53
3.19	Charakterystyka amplitudowo-fazowa układu stabilizatora linii bazowej. . .	54
3.20	Odpowiedź układu stabilizatora linii bazowej dla sygnału z drugiego układu kształtowania przedstawionego na rysunku 3.11. . . . .	54
3.21	Porównanie sygnału na pierwszym kanale i przesłuchu na drugim, przy ustawieniach układu $k_q = 4 \text{ mV/fC}$ i $t_p = 11 \text{ ns}$ (a), przesłuch na kanale drugim (b). . . . .	55
3.22	Wyniki symulacji liniowości dla różnych czasów kształtowania, wzmocnienia przedwzmacniacza równego $4 \text{ mV/fC}$ (a), $2 \text{ mV/fC}$ (b), $1 \text{ mV/fC}$ (c), $0,75 \text{ mV/fC}$ (d). . . . .	57
3.23	Wyniki symulacji najgorszych przypadków liniowości przy ustawieniach układu $k_q = 4 \text{ mV/fC}$ i $t_p = 11 \text{ ns}$ . . . . .	58
3.24	Wyniki symulacji liniowości dla różnych pojemności detektora, przy ustawieniach $k_q = 4 \text{ mV/fC}$ i $t_p = 11 \text{ ns}$ (a), $k_q = 0,75 \frac{\text{mV}}{\text{fC}}$ i $t_p = 40 \text{ ns}$ (b). . . .	60
3.25	Wyniki symulacji szumowych dla różnych wzmocnień i różnych czasów kształtowania. . . . .	61
3.26	Wyniki symulacji szumowych dla wzmocnienia $k_q = 4 \text{ mV/fC}$ , różnych czasów kształtowania i różnych pojemności. . . . .	62
3.27	Określanie TOT dla przykładowego sygnału. . . . .	63
3.28	Przykładowe uzyskane krzywe TOT na poziomie schematu. . . . .	64
3.29	Odpowiedź przedwzmacniacza na poziomie „layout’u” na impuls w kształcie delty Diraca, dla wzmocnienia przedwzmacniacza $4 \text{ mV/fC}$ . . . . .	65
3.30	Odpowiedź przedwzmacniacza na poziomie „layout’u” na impuls w kształcie delty Diraca, dla różnych wzmocnień przedwzmacniacza. . . . .	65
3.31	Charakterystyki amplitudowo-fazowe przedwzmacniacza na poziomie „layout’u” dla trybów pracy o różnym wzmocnieniu przedwzmacniacza. . . . .	66
3.32	Pole wzmocnienia (a) i margines fazy (b) przedwzmacniacza na poziomie „layout’u” w zależności od wzmocnienia przedwzmacniacza. . . . .	67
3.33	Zależność pola wzmocnienia (a) i marginesu fazy (b) przedwzmacniacza na poziomie „layout’u” od pojemności detektora dla różnych wzmocnień przedwzmacniacza. . . . .	67

3.34	Charakterystyki amplitudowo-fazowe przedwzmacniacza na poziomie „layout’u” dla najgorszych przypadków. . . . .	68
3.35	Odpowiedź pierwszego układu kształtującego na poziomie „layout’u” na sygnał z przedwzmacniacza o wzmacnieniu $4 \text{ mV}/fC$ , z różnymi czasami kształtowania. . . . .	69
3.36	Charakterystyki amplitudowo-fazowe pierwszego wzmacniacza kształtującego dla różnych czasów kształtowania. . . . .	70
3.37	Zależność pola wzmacnienia (a) i marginesu fazy (b) pierwszego wzmacniacza kształtującego na poziomie „layout’u” w zależności od czasu kształtowania. . . . .	70
3.38	Porównanie odpowiedzi całego układu na poziomie schematu na deltę Diraca dla tego samego czasu kształtowania i różnych wzmacnień (a); takiego samego wzmacnienia i różnych czasów kształtowania (b). . . . .	71
3.39	Wyniki symulacji najgorszych przypadków odpowiedzi toru na sygnał w kształcie delty Diraca dla $k_q = 4 \text{ mV}/fC$ , $t_p = 11\text{ns}$ . Porównanie rozrzutu linii bazowych sygnału (a) i kształtów sygnałów (b). . . . .	73
3.40	Odpowiedzi układu na sygnał 3.14 na poziomie „layout’u” przy różnych ustawieniach TC, $k_q = 4 \text{ mV}/fC$ , $t_p = 11 \text{ ns}$ . . . . .	74
3.41	Charakterystyki amplitudowo-fazowe drugiego wzmacniacza kształtującego dla różnych czasów kształtowania na poziomie „layout’u”. . . . .	75
3.42	Pole wzmacnienia (a) i margines fazy (b) drugiego wzmacniacza kształtującego w zależności od czasu kształtowania. . . . .	75
3.43	Wyniki symulacji liniowości na poziomie „layout’u” dla różnych czasów kształtowania, dla wzmacnienia przedwzmacniacza równego $4 \text{ mV}/fC$ (a), $2 \text{ mV}/fC$ (b), $1 \text{ mV}/fC$ (c), $0,75 \text{ mV}/fC$ (d). . . . .	77
3.44	Wyniki symulacji najgorszych przypadków liniowości na poziomie „layout’u” przy ustawieniach układu $k_q = 4 \text{ mV}/fC$ i $t_p = 11 \text{ ns}$ . . . . .	79
3.45	Wyniki symulacji liniowości dla różnych pojemności detektora, przy ustawieniach $k_q = 4 \text{ mV}/fC$ , $t_p = 11 \text{ ns}$ (a), $k_q = 0,75 \text{ mV}/fC$ , $t_p = 40 \text{ ns}$ (b). . . . .	80
3.46	Wyniki symulacji szumowych dla różnych trybów pracy układu na poziomie „layout’u”. . . . .	81
3.47	Wyniki symulacji szumowych dla wzmacnienia $k_q = 4\text{mV}/fC$ , różnych czasów kształtowania i różnych pojemności na poziomie „layout’u”. . . . .	82
3.48	Przykładowe uzyskane krzywe TOT na poziomie „layout’u”. . . . .	83
A.1	Generacja sygnału w cylindrycznej komorze jonizacyjnej. . . . .	87
A.2	Przebieg czasowy impulsu prądowego indukowanego w cylindrycznej komorze jonizacyjnej (a), w liczniku proporcjonalnym o geometrii cylindrycznej (b). . . . .	89

# Spis tabel

3.1	Wymiary tranzystorów użytych w przedwzmacniaczu. . . . .	37
3.2	Porównanie teoretycznych i uzyskanych wartości wzmocnienia ładunkowego. . . . .	39
3.3	Ustawienia modeli w analizie najgorszych przypadków. . . . .	41
3.4	Wartości parametrów przedwzmacniacza dla najgorszych przypadków. . . . .	43
3.5	Wymiary tranzystorów użytych w pierwszym wzmacniaczu kształtującym. . . . .	43
3.6	Uzyskane czasy kształtowania odpowiedzi pierwszego układu kształtującego. . . . .	45
3.7	Wymiary tranzystorów użytych w drugim wzmacniaczu kształtującym. . . . .	47
3.8	Uzyskane czasy kształtowania sygnałów po przejściu przez tor spektrometryczny. . . . .	49
3.9	Parametry sygnału wyjściowego na poziomie schematu dla najgorszych przypadków. Porównanie uzyskanych linii bazowych i uzyskanych czasów kształtowania sygnału dla różnych stałych kształtowania. . . . .	49
3.10	Zestawienie wielkości amplitudy przesłuchu jako ułamka wartości amplitudy sygnału dla różnych ustawień trybu pracy układu. . . . .	56
3.11	Wartości wzmocnienia i zakresy liniowości układu w zależności od czasów kształtowania sygnału oraz wzmocnienia przedwzmacniacza. . . . .	58
3.12	Wpływ procesu technologicznego na stałą proporcjonalności wzmocnienia i zakres liniowości. . . . .	59
3.13	Wartości wzmocnienia i zakresy liniowości układu dla różnych pojemności wejściowych detektora. . . . .	60
3.14	Wyniki symulacji szumowych dla różnych wzmocnień i czasów kształtowania. . . . .	61
3.15	Wyniki symulacji szumowych dla różnych pojemności wejściowych detektora. . . . .	62
3.16	Porównanie teoretycznych i uzyskanych wartości wzmocnienia ładunkowego po ekstrakcie. . . . .	66
3.17	Średnie wartości parametrów przedwzmacniacza na poziomie „layout’u” dla najgorszych przypadków. . . . .	68
3.18	Uzyskane czasy kształtowania sygnałów po przejściu przez pierwszy układ kształtujący na poziomie „layout’u”. . . . .	69
3.19	Uzyskane czasy kształtowania sygnałów wyjściowych. . . . .	72

3.20	Najgorsze przypadki parametrów sygnału wyjściowego (poziom linii bazowej i czasy kształtowania dla poszczególnych czasów kształtowania sygnału) na poziomie „layout’u”. . . . .	72
3.21	Zestawienie wielkości amplitud przesłuchów dla różnych ustawień trybu pracy układu . . . . .	76
3.22	Wartości wzmocnienia i zakresy liniowości układu w zależności od czasów kształtowania sygnału oraz wzmocnienia przedwzmacniacza. . . . .	78
3.23	Wpływ procesu technologicznego na stałą proporcjonalności wzmocnienia i zakres liniowości na poziomie „layout’u”. . . . .	79
3.24	Wartości wzmocnienia i zakresy liniowości układu na poziomie „layout’u” dla różnych pojemności wejściowych detektora. . . . .	80
3.25	Wyniki symulacji szumowych dla trybów pracy układu na poziomie „layout’u”. . . . .	81
3.26	Wyniki symulacji szumowych dla różnych pojemności wejściowych detektora na poziomie „layout’u”. . . . .	82



# Bibliografia

- [1] *Physics Performance Report for  $\bar{P}$ ANDA: Strong Interaction Studies with Antiprotons*, [online]. 2009: [24.12.2012] <http://arxiv.org/abs/0903.3905v1>
- [2] *Technical Design Report for the  $\bar{P}$ ANDA Straw Tube Tracker*, [online]. 2012 [23.02.2014] <http://arxiv.org/abs/1205.5441>
- [3] K. Korbel, *Układy elektroniki Front-End*, AGH Uczelniane Wydawnictwo Naukowo-Dydaktyczne, Kraków 2000. ISBN 83-88408-60-7
- [4] J. Kaplon, P. Jarron, *Front End Electronics for Solid State Detectors in Today and Future High Energy Physics Experiments*, 978-1-4614-4587-6
- [5] J. Kaplon, M. Noy, *Front End Electronics for SLHC Semiconductor Trackers in CMOS 90 nm and 130 nm Processes*, IEEE Trans. on Nuclear Science, vol. 59, no. 4, August 2012
- [6] J. Ramirez-Angulo, et al., *The Flipped Voltage Follower: A useful cell for low-voltage low-power circuit design*. IEEE Trans. Circuits Syst. II 52 (2005) 1276-1291.
- [7] S. Gupta, I.R. Padilla, J. Ramirez-Angulo, A. Torralbam M. Jimenez, *Comparison of conventional and new flipped voltage follower structures*, IEEE Midwest Symposium on Circuits and Systems, 2005, p. 1151-1154
- [8] B. Razavi, *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*, McGraw-Hill Book Co, Singapore 2001. ISBN 0-07-118815-0
- [9] Boie, A.T. Hrisoho, P. Rehak, *Signal Shaping and Tail Cancellation for Gas Proportional Detectors at High Counting Rates*, Nuclear Instruments and Methods A, vol. 192, (1982), 365–374.
- [10] W. Sansen, Z. Y. Chang *Feedforward Compensation Techniques for High-Frequency CMOS Amplifiers*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 25, i. 6, 1990.

- [11] C. Muniz-Montero, et al., *A 90  $\mu\text{m}$  x 64  $\mu\text{m}$  225  $\mu\text{W}$  class-AB CMOS differential flipped voltage follower with output driving capability up to 100 pF*. Microelectronics Journal 44 (2013) 930-940.
- [12] G. De Geronimo, P. O'Connor, J. Grosholz, *A CMOS Baseline Holder (BLH) for Readout ASIC's*, IEEE Transactions on Nuclear Science, Vol. 47, No. 3, June 2000.
- [13] F. Corsi, et al., *A Novel Output Baseline Holder Circuit for CMOS Front-End Analog Channels*, 2008 IEEE Nuclear Science Symposium Conference Record.
- [14] R. J. Baker, *CMOS Circuit Design, Layout and Simulation, 3rd Edition*, IEEE Press Series on Microelectronic Systems, 2010, ISBN 978-0470881323.
- [15] A. Tajalli, Y. Leblebici, E. J. Brauer *Implementing ultra-high-value floating tunable CMOS resistors*, Electronics Letters, 28th February 2008, Vol. 44 No. 5.
- [16] A. Tajalli, Y. Leblebici, *Extreme Low-Power Mixed Signal IC Design*, Springer Science + Business Media, 2010, ISBN 978-1-4419-6477-9
- [17] C. Grupen, B. Shwartz, *Particle Detectors, Second Edition*, Cambridge University Press, 2008, ISBN-13 978-0-521-84006-4.
- [18] S. Jowzaee, et al., *Particle identification using the time-over treshold measurements in straw tube detectors* Science Direct, Vol 718, 1 August 2013 p573-574.
- [19] P Hurst, *Exact simulation of feedback circuit parameters*. IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 38, no 11, 1991.