

ZESZYTY NAUKOWE
POLITECHNIKI RZESZOWSKIEJ

SCIENTIFIC LETTERS
OF RZESZOW UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

NR 301

(e-ISSN 2300-6358)

ELEKTROTECHNIKA

Kwartalnik
tom XXVII
zeszyt 38 (nr 1-2/2020)
styczeń-czerwiec



WYDZIAŁ
ELEKTROTECHNIKI
I INFORMATYKI
POLITECHNIKI RZESZOWSKIEJ

Wydano za zgodą Rektora

Redaktor naczelny
Wydawnictw Politechniki Rzeszowskiej
dr hab. inż. Lesław GNIEWEK, prof. PRz

Rada Naukowa

prof. Lúbomir BEŇA (Słowacja), prof. Victor BOUSER (Ukraina)
prof. Stanisław GRZYBOWSKI (USA), prof. Michal KOLCUN (Słowacja)
prof. Stefan KULIG (Niemcy), dr hab. Grzegorz MASŁOWSKI (Polska)
prof. Stanisław PIRÓG (Polska), prof. Leszek TRYBUS (Polska)
dr hab. Marian WYSOCKI (Polska)

Komitet Redakcyjny
(afiliacja: Polska)

redaktor naczelny

prof. dr hab. inż. Lesław GOŁĘBIEWSKI

redaktorzy tematyczni (naukowi)

prof. dr hab. inż. Adam BRAŃSKI, dr hab. inż. Robert HANUS, prof. PRz,
prof. dr hab. inż. Jacek KLUSKA, prof. dr hab. inż. Andrzej KOLEK,
dr hab. inż. Mariusz KORKOSZ, prof. PRz, dr hab. inż. Stanisław PAWŁOWSKI, prof. PRz,
dr hab. inż. Jerzy POTENCKI, prof. PRz, dr hab. inż. Zbigniew ŚWIDER, prof. PRz

redaktor statystyczny

dr inż. Wiesława MALSKA

sekretarz redakcji

dr inż. Robert ZIEMBA

członkowie

dr hab. inż. Marek GOŁĘBIEWSKI, dr hab. inż. Maciej KUSY, prof. PRz
dr inż. Mariusz MAĆZKA, dr inż. Dominik STRZAŁKA, prof. PRz
dr inż. Bartosz TRYBUS

Redaktor językowy
Piotr CZERWIŃSKI

Przygotowanie matryc
Joanna MIKUŁA

ISSN 0209-2662

Wersja drukowana Zeszytu jest wersją pierwotną.

Redakcja czasopisma: Politechnika Rzeszowska, Wydział Elektrotechniki i Informatyki,
ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów (e-mail: ziemba@prz.edu.pl)
<http://oficyna.prz.edu.pl/pl/zeszyty-naukowe/elektrotechnika>

Wydawca: Oficyna Wydawnicza Politechniki Rzeszowskiej
al. Powstańców Warszawy 12, 35-959 Rzeszów (e-mail: jbie@prz.edu.pl)
<http://oficyna.prz.edu.pl>

Informacje dodatkowe – str. 119

SPIS TREŚCI

Anna CZMIL: Wielopoziomowe przekształtniki energoelektroniczne – topologie, zasada działania, metody modulacji	5
Sylwester CZMIL: Sterowanie i konstrukcje bezszczotkowych silników prądu stałego	19
Grzegorz Rafał DEC: Modelowanie układów sterowania z użyciem pochodnych ułamkowych	33
Marzena ŁAGODA: Wielokryterialna optymalizacja zużycia energii w domu jednorodzinny z modyfikacją preferencji entropią	51
Adam MARKOWICZ, Tomasz BINKOWSKI: Analiza wpływu współczynników odbicia światła od powierzchni na obliczenia fotometryczne	65
Maciej PENAR: Performance analysis of write operations in identity and UUID ordered tables	81
Mirosław SOBASZEK, Krzysztof MILEWSKI: Pomiary wysokości i prędkości lotu małego samolotu bezzałogowego z wykorzystaniem rurek Prandtla	97
Paweł SZCZUPAK: Kalibracja małej anteny pętlowej	109

Anna CZMIL¹

WIELOPOZIOMOWE PRZEKSZTAŁTNIKI ENERGOELEKTRONICZNE – TOPOLOGIE, ZASADA DZIAŁANIA, METODY MODULACJI

W artykule zostały omówione wybrane zagadnienia dotyczące budowy topologicznej, sposobu działania i sterowania oraz metod modulacji stosowanych w przekształtnikach wielopoziomowych. Dokonano przeglądu podstawowych topologii przekształtników wielopoziomowych, do których zalicza się przekształtniki z diodami poziomującymi, przekształtniki z kondensatorami poziomującymi, przekształtniki kaskadowe oraz przekształtniki hybrydowe. Opisano ogólną strukturę działania przekształtnika wielopoziomowego składającą się z kilku etapów w zależności od jego zastosowania i topologii. W strukturze działania wyszczególniono etapy zewnętrznej pętli sterowania, wewnętrznej pętli sterowania, stabilizacji napięć DC oraz modulacji. Następnie zaprezentowano podział metod modulacji stosowanych w przekształtnikach wielopoziomowych i dokonano szczegółowego opisu wybranych metod modulacji. W dalszej części artykułu zostały szczegółowo opisane metody modulacji, tj. metoda z sygnałami nośnymi z przesuniętymi poziomami oraz metoda z sygnałami nośnymi przesuniętymi fazowo posłużyły do przedstawienia analizy strat mocy w przekształtnikach wielopoziomowych.

Słowa kluczowe: przekształtniki energoelektroniczne, układy topologiczne, sterowanie, struktura działania, metody modulacji, analiza strat mocy przekształtników

1. Wstęp

Przekształtnik energoelektroniczny to układ przekazujący energię elektryczną między dwoma obwodami, które różnią się między sobą częstotliwością oraz wartościami prądów i napięć. Przekształtnik wielopoziomowy pozwala na uzyskanie syntezy pożądanego przebiegu napięcia wyjściowego z wykorzystaniem kilku poziomów napięcia DC [1]. Tak zwany przekształtnik "wielopoziomowy" musi posiadać co najmniej trzy poziomy [2]. Wraz ze wzrostem liczby poziomów przekształtnika zmniejsza się zawartość harmonicznych w przebiegu napięcia wyjściowego oraz stromość zmian napięcia, rośnie natomiast złożoność układu sterowania oraz koszt przekształtnika [3].

¹ Autor do korespondencji: Anna Czmil, Politechnika Rzeszowska, Katedra Elektrotechniki i Podstaw Informatyki, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, d488@stud.prz.edu.pl.

Przełączniki wielopoziomowe znajdują szerokie zastosowanie między innymi w przemyśle, dystrybucji oraz rozdzielaniu energii elektrycznej [4]. Wzrost popularności przełączników wielopoziomowych ma związek z ich wysoką sprawnością, możliwościami regulacyjnymi, a także możliwościami dopasowywania parametrów energii elektrycznej z poziomu dystrybucji do poziomu konkretnych potrzeb urządzeń odbiorczych [5].

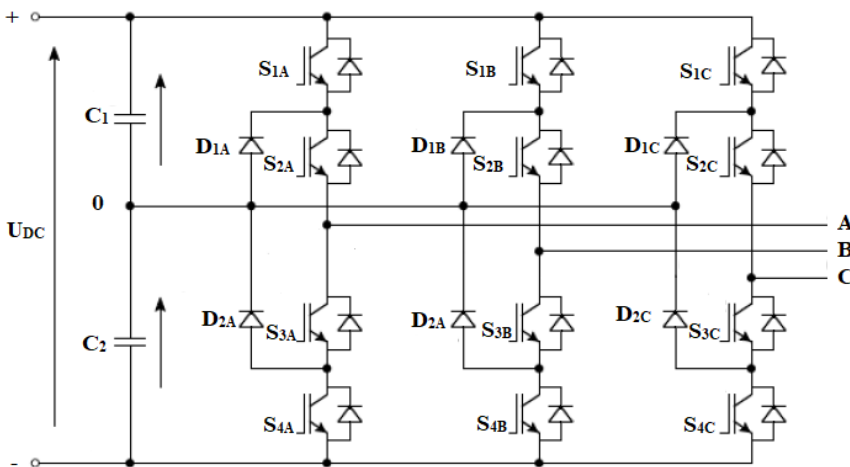
2. Podstawowe topologie przełączników wielopoziomowych

Wyróżnia się kilka podstawowych topologii przełączników wielopoziomowych, do których zalicza się:

- przełączniki z diodami poziomującymi (ang. *Diode-Clamped Converters*),
- przełączniki z kondensatorami poziomującymi (ang. *Capacitor-Clamped Converters*),
- przełączniki kaskadowe (ang. *Cascade Converters*) oraz
- przełączniki hybrydowe (ang. *Hybrid Converters*) [6].

2.1. Przełącznik NPC

3-poziomowy przełącznik z punktem neutralnym (ang. Neutral Point Clamped Converter, NPC) jest najczęściej spotykanym w literaturze przełącznikiem wielopoziomowym, który został zakwalifikowany do grupy przełączników z diodami poziomującymi.



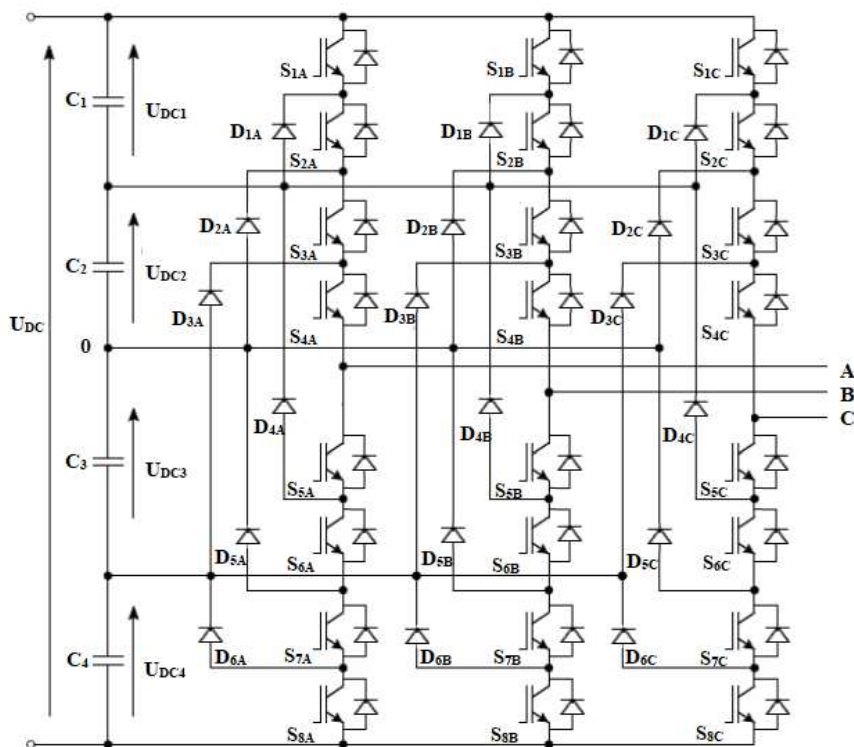
Rys. 1. Trójfazowy przełącznik NPC

Fig. 1. A three-phase NPC converter

W przekształtniku NPC, zawory energoelektryczne pracują przy napięciu wynoszącym połowę napięcia obwodu pośredniczącego U_{DC} . Na rys. 1 przedstawiono schemat głównych obwodów trójfazowego przekształtnika NPC. Posiada on 12 tranzystorów ($S_{1x}, S_{2x}, S_{3x}, S_{4x}$), oraz 6 diod poziomujących (D_{1x}, D_{2x} , gdzie $x \in \{A, B, C\}$), które są przyłączone pomiędzy tranzystorami górnymi lub dolnymi oraz do punktu neutralnego 0. Kondensatory C_1 i C_2 mają taką samą pojemność [6].

2.2. Przekształtnik z diodami poziomującymi

Przekształtnik n-poziomowy z diodami poziomującymi jest przekształtnikiem wielopoziomowym oraz stanowi rozwinięcie przekształtnika NPC. Przekształtnik ten umożliwia przyłączenie wyjścia danej fazy do n różnych poziomów napięć, przy czym napięcie obwodu pośredniczącego powinno być rozłożone równomiernie na n-1 kondensatorach. Zostało to przedstawione na rys.2. Dzięki zastosowaniu diod poziomujących $D_{1x} - D_{6x}$, gdzie $x \in \{A, B, C\}$, odpowiednie kondensatory są przyłączane do wyjścia.



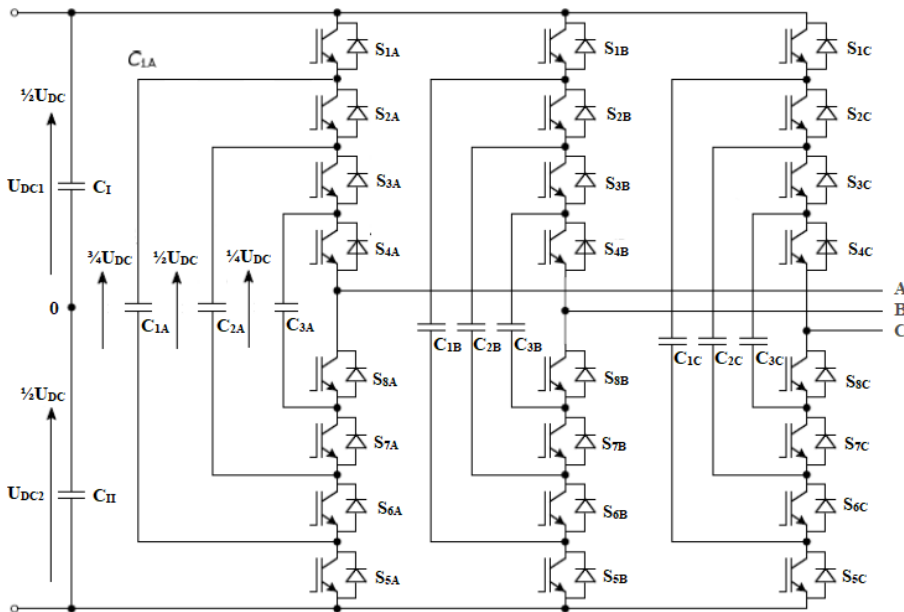
Rys. 2. Trójfazowy 5-poziomowy przekształtnik z diodami poziomującymi

Fig. 2. A three-phase five-level diode clamped converter

Należy również dodać, że napięcie na dowolnym z wyłączonych zaworów jest równe napięciu $U_{DC}/n-1$, co stanowi dużą zaletę tego przekształtnika. Napięcia na diodach poziomujących są natomiast różne i wynoszą kolejno $\frac{1}{4}U_{DC}$ dla D_{1x} i D_{6x} , $\frac{1}{2}U_{DC}$ dla D_{2x} i D_{5x} oraz $\frac{3}{4}U_{DC}$ dla D_{3x} i D_{4x} , gdzie $x \in \{A, B, C\}$. W oparciu o wymienione właściwości przekształtników z diodami poziomującymi można stwierdzić, iż mogą być one konstruowane przy użyciu zaworów sterowanych o niższym napięciu znamionowym. Napięcia znamionowe diod poziomujących jednak nie są równe [6].

2.3. Przekształtnik z kondensatorami poziomującymi

Napięcie wyjściowe w 5-poziomowym przekształtniku z kondensatorami poziomującymi jest tworzone poprzez odpowiednie przyłączenie do wyjścia tego przekształtnika szeregowo połączonych kondensatorów C_{1x} , C_{2x} i C_{3x} , gdzie $x \in \{A, B, C\}$, które powinny być naładowane odpowiednio do napięć $\frac{3}{4}U_{DC}$, $\frac{1}{2}U_{DC}$, $\frac{1}{4}U_{DC}$.



Rys. 3. Trójfazowy 5-poziomowy przekształtnik z kondensatorami poziomującymi

Fig. 3. A three-phase five-level capacitor-clamped converter

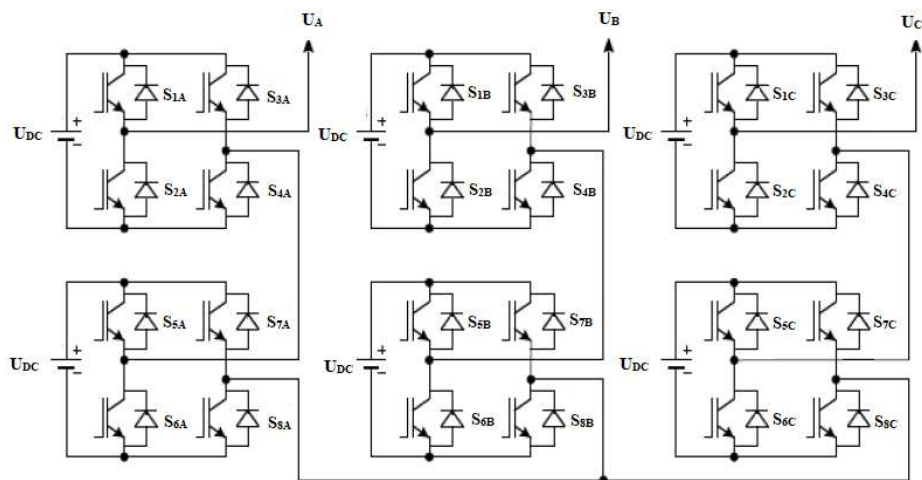
Na wyjściu tego przekształtnika można uzyskać pięć poziomów napięć 0 , $\pm\frac{1}{2}U_{DC}$ oraz $\pm\frac{1}{4}U_{DC}$. Należy również zaznaczyć, że napięcia 0 i $\pm\frac{1}{4}U_{DC}$ można

uzyskać przy różnych stanach zaworów, nazywanych nadmiarowymi. Kondensatory C_{1x} , C_{2x} i C_{3x} , gdzie $x \in \{A, B, C\}$, przez które przepływa prąd wyjściowy są przyłączane do wyjścia, dlatego napięcia na tych kondensatorach będą mogły się zmieniać [6].

2.4. Przekształtnik kaskadowy

W wersji podstawowej przekształtnik kaskadowy jest zbudowany z przekształtników mostkowych, z których każdy umożliwia wygenerowanie 3-poziomowego napięcia wyjściowego, natomiast jednofazowy przekształtnik kaskadowy składający się z dwóch przekształtników mostkowych z takimi samymi napięciami obwodu DC jest w stanie wygenerować 5-poziomowe napięcie wyjściowe. Przekształtnik kaskadowy pozwala wygenerować 5 poziomów napięć przy 16 różnych stanach zaworów.

W przekształtniku kaskadowym źródła napięcia obwodu pośredniczącego DC muszą być separowane galwanicznie. Mogą być one wytwarzane za pomocą prostowników przyłączonych do uzwojeń wtórnych transformatora wielouzwojeniowego lub kilku jednofazowych transformatorów. Zastosowanie takiego transformatora jest bardzo kosztowne, dodatkowo jest on głównym źródłem strat w takim przekształtniku. Przekształtniki kaskadowe cechuje najmniejsza liczba elementów w porównaniu z zaprezentowanymi wcześniej topologiami przekształtników wielopoziomowych. Napięcia występujące na tych elementach są takie same (w przypadku idealnym) i wynoszą $U_{DC}/(n-1)$.



Rys. 4. Trójfazowy 5-poziomowy przekształtnik kaskadowy

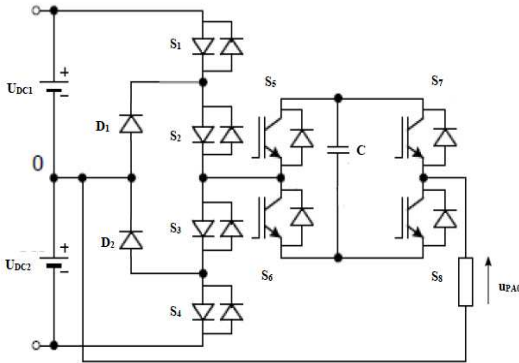
Fig. 4. A three-phase five-level cascade converter

Przełączniki kaskadowe można podzielić na przełączniki kaskadowe symetryczne i asymetryczne. Jeśli są zasilane ze źródeł napięcia stałego DC o takim samym napięciu, to wtedy nazywane są przełącznikami symetrycznymi, natomiast, gdy napięcia stałe mają różne wartości, przełącznik taki nazwa się asymetrycznym [7].

2.5. Przełącznik hybrydowy

Przełączniki hybrydowe składają się z podstawowych przełączników wielopoziomowych, zbudowanych z różnego rodzaju zaworów (np. tyrystorów GTO wraz z tranzystorami IGBT), i mogących różnić się napięciem obwodów pośredniczących. Znajdują one zastosowanie w rozwiązaniach niestandardowych, które wymagają ulepszonych właściwości przełącznika wielopoziomowego.

Na rys. 5 zaprezentowano przykład jednofazowego przełącznika hybrydowego składającego się z przełącznika NPC i przełącznika mostkowego.



Rys. 5. Przełącznik hybrydowy - NPC z przełącznikiem mostkowym

Fig. 5. A hybrid converter- NPC with bridge converter

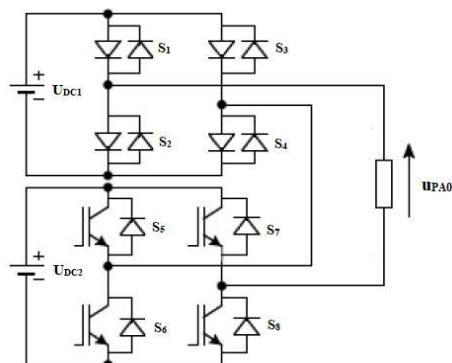
Jako drugi przykład zamieszczono przełącznik kaskadowy asymetryczny wykonany z dwóch przełączników mostkowych – rys. 6.

Uzyskanie wyższego napięcia wyjściowego (U_{DC1}) przy niższych częstotliwościach przełączania umożliwiło zastosowanie tyrystorów GTO, natomiast bardziej korzystne przebiegi napięcia wyjściowego u_{PA0} zawdzięcza się zastosowaniu 2- lub 3-krotnie niższego napięcia U_{DC2} .

Ważną zaletą przełącznika hybrydowego jest wykorzystanie w nim przełącznika z punktem neutralnym, dającego stabilny i równomierny rozkład napięć U_{DC1} . Zaletą jest także możliwość zwiększenia liczby poziomów napięcia wyjściowego do 7 lub 9, co pozwala z kolei na zmniejszenie liczby użytych zaworów w porównaniu do podstawowych topologii.

Rys. 6. Przekształtnik hybrydowy o strukturze kaskadowej asymetrycznej 7- lub 9-poziomowy

Fig. 6. A 7- or 9-Level asymmetrical hybrid cascaded multilevel converter

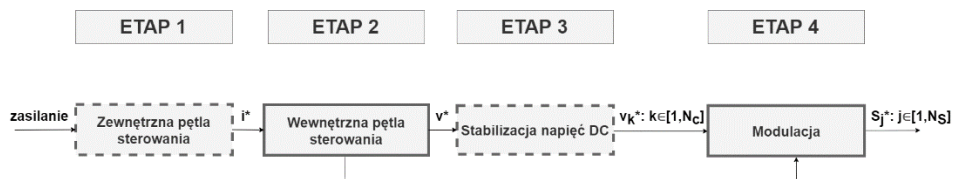


Napięcia kondensatorów obwodu pośredniczącego w przekształtnikach mostkowych (U_{DC2} – rys. 5.a) są stabilizowane poprzez utrzymywanie wartości mocy czynnej na poziomie 0. Założenie to może być spełnione w przypadku, gdy istnieje możliwość przewidzenia zmian napięcia przekształtnika we względnie długim okresie czasowym. Napięcia przekształtnika można z kolei przewidzieć, jeśli można przewidzieć parametry odbiornika.

Bardzo ważną zaletą przekształtnika kaskadowego jest jego modularność, dzięki której na częściach składowych modułów (zależne od liczby poziomów przekształtnika) występują niższe napięcia, jego budowa jest łatwiejsza, natomiast koszt niższy[6].

3. Działanie wielopoziomowego przekształtnika

Działanie wielopoziomowego przekształtnika składa się z kilku etapów w zależności od jego zastosowania i topologii. Na rys. 6 przedstawiono ogólną strukturę działania przekształtnika wielopoziomowego. Pierwsze trzy etapy są związane z generowaniem napięcia wyjściowego, natomiast w ostatnim kroku dotyczy modulacji przy pomocy impulsów przełączające S_j dla półprzewodników N_s konwertera wielopoziomowego.



Rys. 7. Struktura działania przekształtnika wielopoziomowego: sterowanie i etapy modulacji

Fig. 7. General structure of a multilevel converter: control and modulation stages

Na rys. 7. pomocą linii ciągłej zaznaczono etapy, które są niezbędne do działania przekształtnika wielopoziomowego, natomiast za pomocą linii przerywanej zaznaczono etapy opcjonalne, które są zależne od zastosowania, topologii oraz konfiguracji przekształtnika [8].

3.1. Etap 1: Zewnętrzna pętla sterowania

Pierwszy etap pracy przekształtnika, nazywany zewnętrzną pętlą sterowania, jest związany z konkretnym zastosowaniem przekształtnika mocy. Wejście do tej pętli zależy od zastosowania, np. regulacji prędkości maszyny w napędzie silnikowym [9]. Wyjście z pętli jest zazwyczaj aktualnym punktem odniesienia i^* , który jest wykorzystywany jako wejście do wewnętrznej pętli sterującej [8].

3.2. Etap 2: Wewnętrzna pętla sterowania

Celem wewnętrznej pętli sterowania jest śledzenie aktualnej wartości odniesienia i^* . Pętla ta jest zawarta w każdej strukturze pracy wielopoziomowego przekształtnika mocy. W celu rozwiązania tego problemu sterowania, konieczna jest znajomość dynamicznych równań prądów wyjściowych. Można je uzyskać z modelu systemu, w zależności od tego, co jest podłączone do zacisków przetwornicy mocy [8].

3.3. Etap 3: stabilizacja napięć DC

Przekształtniki wielopoziomowe cechuje występowanie w nich rozproszonego obwodu pośredniczącego, co wiąże się z potrzebą zapewnienia w nich stabilnych wartości napięć. W przekształtniku NPC stabilizacja napięć uzyskuje się dzięki stabilizacji potencjału punktu środkowego obwodu DC. Brak stabilizacji napięć obwodu pośredniczącego może prowadzić zmian w zakresie potencjału punktu środkowego i tym samym spowodować uszkodzenie zaworów w przekształtniku.

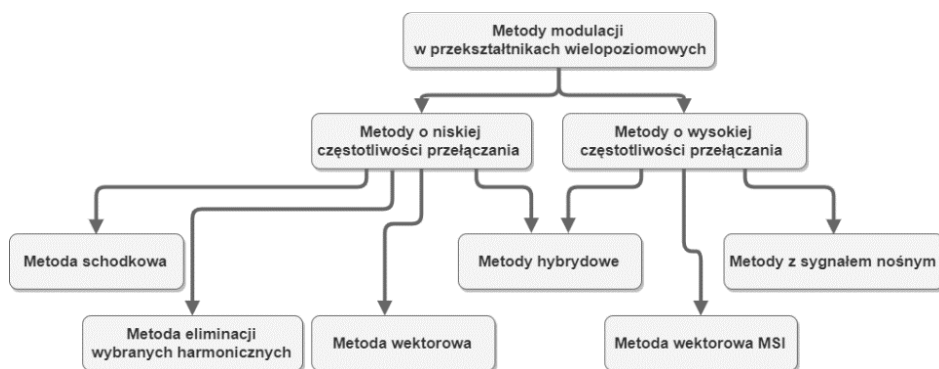
Wpływ na napięcia kondensatorów umożliwia występowanie stanów nadmiarowych w przekształtniku. Przy większych prędkościach obrotowych występuje tendencja do naturalnego balansowania napięć DC dzięki wykorzystaniu przy wyższych wartościach współczynnika głębokości modulacji wektorów, które nie wpływają na rozkład napięć kondensatorów [10].

4. Metody modulacji w przekształtnikach wielopoziomowych

Metody modulacji przekształtników wielopoziomowych są rozszerzeniami lub modyfikacjami poprzednich wersji stosowanych do konwerterów dwupoziomowych [11].

Można je zasadniczo podzielić na dwie grupy: metody o niskiej częstotliwości przełączania oraz metody o wysokiej częstotliwości. Zestawienie najczęściej stosowanych metod przedstawia rys. 8.

Do pierwszej grupy należy metoda schodkowa, metoda eliminacji wybranych harmonicznych oraz metoda wektorowa. Metody te cechuje właściwość, iż zawory przekształtnika przełączane są raz lub kilka razy na okres podstawowej harmonicznej napięcia wyjściowego u_{PA0} . W drugiej grupie metod modulacji znalazła się metoda wektorowa MSI oraz metody z sygnałem nośnym, w których częstotliwość przełączania jest znacznie wyższa niż w grupie pierwszej. Metoda hybrydowa natomiast łączy w sobie cechy metod pochodzących z obu tych grup.



Rys. 8. Podział metod modulacji w przekształtnikach wielopoziomowych

Fig. 8. Division of modulation methods in multilevel converters

Główną zaletą metod o niskiej częstotliwości przełączania jest to, że zawory przełączane są raz bądź kilka razy na okres podstawowej harmonicznej, a zatem straty mocy przełączania są tutaj minimalne. Ta grupa metod modulacji nadaje się do przekształtników dużej i bardzo dużej mocy, gdzie używa się wysokonapięciowych zaworów o dużych czasach przełączania. Zaletą metod o wysokiej częstotliwości przełączania jest wierniejsze odtwarzanie sygnałów modulujących.

Różne metody mogą być stosowane do sterowania różnych topologii przekształtników wielopoziomowych. Do obliczeń strat mocy ΔP przyjęto, że przekształtnik 2-poziomowy jest sterowany metodą z sygnałem nośnym, przekształtnik z diodami poziomującymi jest sterowany metodą z sygnałami nośnymi z przesuniętymi poziomami, natomiast przekształtnik z kondensatorami poziomującymi i przekształtnik kaskadowy sterowane są metodą modulacji z sygnałami nośnymi przesuniętymi fazowo, dlatego tylko na tych metodach skupiono się w dalszej części artykułu.

4.1. Metoda z sygnałami nośnymi z przesuniętymi poziomami

W tej metodzie ($n-1$) sygnałów nośnych $SN_1 - SN_{n-1}$ o takiej samej częstotliwości są rozmieszczone kolejno jeden nad drugim, pokrywając zakres zmian sygnału modulującego SM , który nie powoduje występowania nadmodulacji. Amplitudy sygnałów nośnych są takie same i wynoszą odpowiednio $1/(n-1)$ zakresu zmian sygnału modulującego, a przesunięcia fazowe między nimi są zerowe. Przełączenia odbywają się w chwilach zrównania jednego z ($n-1$) sygnałów nośnych SN_x z sygnałem modulującym SM .

Częstotliwość wszystkich sygnałów nośnych f_s w metodzie jest stała, definiuje się natomiast współczynnik częstotliwości m_f , będący krotnością częstotliwości sygnału nośnego f_s do częstotliwości sygnału modulującego f_M .

$$m_f = \frac{f_s}{f_M}$$

W przypadku metody z sygnałami nośnymi z przesuniętymi poziomami współczynnik częstotliwości powinien całkowity oraz nieparzysty [H1]. Metoda ta przeznaczona jest do przekształtnika z diodami poziomującymi, ponieważ przy sterowaniu w przekształtniku z kondensatorami poziomującymi oraz kaskadowym konieczne jest stosowanie dodatkowych układów stabilizujących poziomy napięć na odpowiednich kondensatorach. Wiąże się to z nierównomiernym obciążeniem kondensatorów obwodów pośredniczących lub kondensatorów poziomujących [6].

4.2. Metoda z sygnałami nośnymi przesuniętymi fazowo

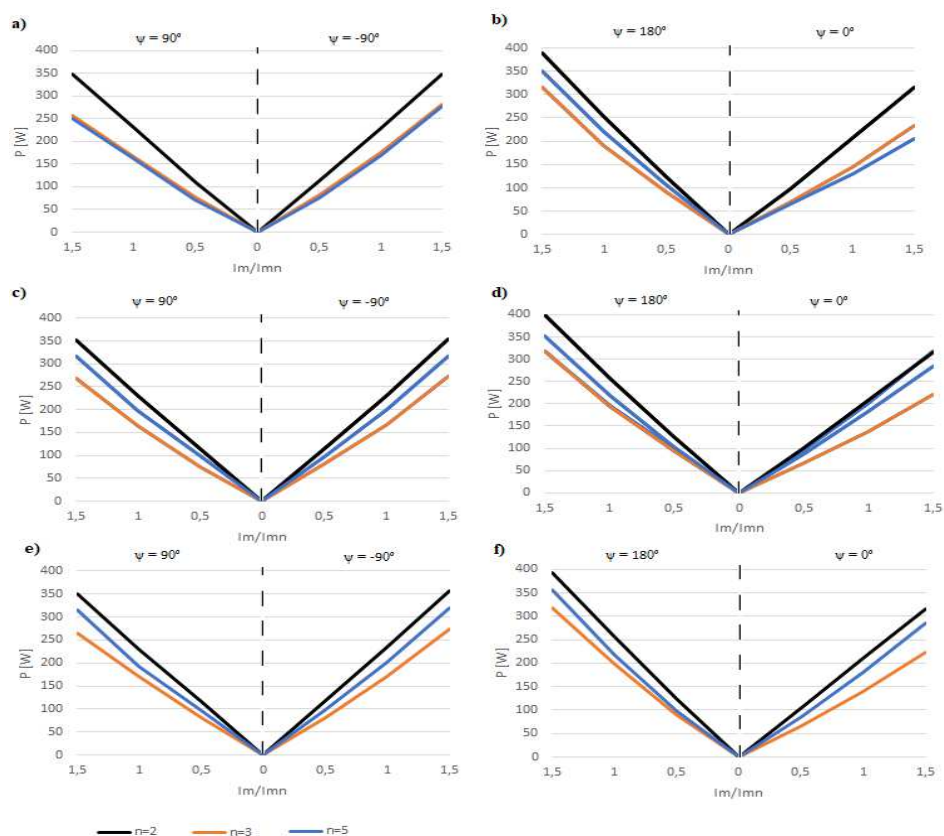
W metodzie z sygnałami nośnymi przesuniętymi fazowo ($n-1$) sygnałów nośnych mają tę samą częstotliwość i amplitudę, ale są przesunięte względem siebie o kąt $360^\circ/(n-1)$. Zastosowanie tej metody pozwala na eliminację wszystkich parzystych harmonicznych, w przypadku gdy współczynnik częstotliwości jest całkowity, nieparzysty dla parzystych n lub tylko całkowity dla nieparzystych n .

Metoda z sygnałami nośnymi przesuniętymi fazowo przeznaczona jest do przekształtnika z kondensatorami poziomującymi, a także do przekształtnika kaskadowego, nie można jej natomiast stosować do przekształtnika z diodami poziomującymi. Sterowanie to realizuje 2_{n-1} stanów zaworów, z których wszystkie są niezbędne do odtworzenia sygnału modulującego SM , natomiast przekształtnik z diodami poziomującymi umożliwia zrealizowanie jedynie n stanów zaworów, co nie jest wystarczające do odtworzenia sygnału modulującego w tym przekształtniku za pomocą metody z sygnałami nośnymi przesuniętymi fazowo.

Użycie metody z sygnałami nośnymi przesuniętymi fazowo w przekształtniku z kondensatorami poziomującymi oraz kaskadowym umożliwia utrzymywanie napięć kondensatorów poziomujących na stabilnych poziomach bez konieczności stosowania dodatkowych układów wyrównujących napięcia [6].

5. Straty mocy w przekształtnikach wielopoziomowych

W pracy [6] wykazano, że dla przekształtników wielopoziomowych o napięciu $U_{DC} = 750$ V straty mocy przewodzenia wzrastają wraz z liczbą poziomów przekształtnika. Jest to związane z faktem, iż z każdym kolejnym poziomem przekształtnika dodawane są kolejne tranzystory, które nie pozwalają na zmniejszenie strat mocy przewodzenia ΔP_{CON} , ponieważ posiadają niższe napięcia blokowania.



Rys. 9. Całkowite straty mocy ΔP w trójfazowych 2-, 3- i 5-poziomowych przekształtnikach a, b) z diodami poziomującymi, c), d) z kondensatorami poziomującymi i e), f) kaskadowych. Przekształtniki pracują w kondycjonerze energii a), c), e) przy prądzie biernym $-\psi = \varphi = \pm 90^\circ$, b), d), f) przy prądzie współfazowym z napięciem sieci $\psi = 0^\circ$ lub $\psi = 180^\circ$. $m_f = 143$ dla $n = 2$, $m_f = 62$ dla $n = 3$ i $m_f = 35$ dla $n = 5$, $\delta_U = 1,32$

Fig. 9. Total power losses ΔP in three-phase 2-, 3- and 5-level converters a, b) diode clamped converters, c), d) capacitor-clamped converter and e), f) cascade converters. The converters work in the energy conditioning system a), c), e) at reactive current $-\psi = \varphi = \pm 90^\circ$, b), d), f) at co-phase current with network voltage $\psi = 0^\circ$ or $\psi = 180^\circ$. $m_f = 143$ for $n = 2$, $m_f = 62$ for $n = 3$ and $m_f = 35$ for $n = 5$, $\delta_U = 1,32$

Wyniki przeprowadzonej analizy całkowitych strat mocy ΔP [6] zostały zamieszczone na rys. 8. Największe straty mocy zanotowano dla przekształtników 2-poziomowych, a mniejsze straty są dla przekształtników 3 i 5-poziomowych. Jest to związane ze stratami przełączania ΔP_{TSW} , które są większe dla przekształtników z tranzystorami o wyższym napięciu blokowania.

Straty mocy przewodzenia przekształtnika z kondensatorami poziomującymi w porównaniu ze stratami mocy przekształtnika kaskadowego są porównywalne. Jest to spowodowane zastosowaniem tej samej metody modulacji dla obu przekształtników, która miała wpływ na uzyskanie zbliżonych przebiegów prądu zaworów w tych przekształtnikach.

Najniższe straty spośród przekształtników 5-poziomowych zanotowano w przekształtniku z diodami poziomującymi, co jest związane z przewodzeniem mniejszej liczby zaworów niż w topologiach pozostałych przekształtników 5-poziomowych. Mniejsza liczba zaworów przewodzących powoduje zmniejszenie strat mocy przewodzenia ΔP_{CON} . Przy pracy falownikowej wszystkie straty przekształtników porównywalne względem poziomów [6].

6. Podsumowanie

Przedstawione w niniejszym opracowaniu zagadnienia mają na celu przybliżenie tematyki przekształtników energoelektronicznych. Znajomość tej tematyki we współczesnym świecie wydaje się niezbędna ze względu na ich coraz częstsze zastosowanie w urządzeniach odbiorczych oraz urządzeniach związanych z generowaniem energii elektrycznej w odnawialnych źródłach energii.

Omówione przekształtniki różnią się pod względem topologii występowaniem dodatkowych elementów, takich jak diody i kondensatory poziomujące. Jedynie przekształtniki kaskadowe cechują się najmniejszą liczbą elementów wchodzących w skład ich topologii, co powoduje redukcję kosztów ich budowy, a także może powodować zmniejszenie strat mocy. Etapy działania wielopoziomowego przekształtnika są uzależnione od jego zastosowania oraz wymagań.

Modulacja przekształtników wielopoziomowych jest także jednym z zagadnień znajdujących się w centrum zainteresowania badaczy, ponieważ straty mocy i jakość przebiegów wyjściowych są silnie uzależnione od sposobu ustawienia parametrów sygnałów.

Szeroki wachlarz rozwiązań prezentowany w niniejszym opracowaniu pokazuje, że przekształtniki wielopoziomowe pozwalają na zastąpienie tradycyjnych transformatorów energetycznych takimi rozwiązaniami, które udostępniają o wiele więcej funkcjonalności niż tradycyjne rozwiązania.

Literatura

- [1] Zhang J., Xu S., Din Z., Hu X.: Hybrid Multilevel Converters: Topologies, Evolutions and Verifications, *Energies*, vol. 12, no. 4, 2019, s. 615, <https://www.mdpi.com/1996-1073/12/4/615> (dostęp: 04.11.2019r.).
- [2] Lai J.S., Peng F.Z.: Multilevel converters-a new breed of power converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 3, 1996, pp. 509–517, <https://ieeexplore.ieee.org/document/502161> (dostęp: 31.10.2019r.).
- [3] Hanzelka Z.: Rozważania o jakości energii elektrycznej (IV). *Elektroinstalator*, nr 12, 2001, s. 10-17.
- [4] Bayoumi E. H.: Power electronics in smart grid distribution power systems: a review, *International Journal of Industrial Electronics and Drives*, vol. 3, no. 1, 2016, s. 20, https://www.researchgate.net/publication/305288782_Power_electronics_in_smart_grid_distribution_power_systems_a_review (dostęp: 03.11.2019r.).
- [5] Zygmanski M., Michalak J.: Przekształtniki energoelektroniczne w EP, Artykuły Referencyjne, Biblioteka Źródłowa Energetyki Prosumenckiej, Stowarzyszenie Klaster 3x20, 2014, http://bzep.pl/static/uploads/MICHALAK_ZYGMANOWSKI_PRZEKSZTALTNIKI_ENERGIELEKTRONICZNE_W_EP2.pdf, (dostęp: 06.11.2019r.).
- [6] Zygmanski M.: Analiza porównawcza właściwości wybranych wielopoziomowych przekształtników energoelektronicznych przeznaczonych do układów kondycjonowania energii elektrycznej, Rozprawa doktorska, Politechnika Śląska, 2009.
- [7] Pieńkowski K., Knapczyk M.: Przekształtniki energoelektroniczne AC/DC/AC i AC/AC- układy topologiczne i sterowanie, *Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne*, nr 72/2005, 2005, s. 247.
- [8] Leon J.I., Vazquez S., Franquelo L.G.: Multilevel Converters: Control and Modulation Techniques for Their Operation and Industrial Applications, *Proceedings of the IEEE*, vol. 105, no. 11, 2017, pp. 2066-2081, <https://ieeexplore.ieee.org/document/8010540> (dostęp: 05.11.2019r.).
- [9] Kazmierkowski M.P., Franquelo L., Rodriguez J., Perez M., Leon J.: High-Performance Motor Drives. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 5, no. 3, 2011, pp. 6-26, https://www.researchgate.net/publication/261774243_High-Performance_Motor_Drives (dostęp: 12.11.2019r.).
- [10] Biskup T., Kołodziej H., Paluszczak D., Sontowski J., Michalak J., Zygmanski M.: Przekształtnik 3-poziomowy NPC 3,3 kV do integracji z silnikiem klatkowym, *Maszyny Elektryczne - Zeszyty Problemowe*, nr 2/2015(106), 2015, s. 163.
- [11] Leon J.I., Kouro S., Franquelo L.G., Rodriguez J., Wu B.: The essential role and the continuous evolution of modulation techniques for voltage-source inverters in the past present and future power electronics, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 63, no. 5, 2016, pp. 2688-2701, <https://ieeexplore.ieee.org/document/7386640> (dostęp: 05.11.2019r.).

MULTILEVEL POWER ELECTRONIC CONVERTERS - TOPOLOGIES, OPERATION, MODULATION METHODS

Summary

In this paper selected issues concerning topological structure, operation and control as well as modulation methods used in multilevel converters are presented. There is reviewed general topologies of multilevel converters, which include Diode-Clamped Converters, Capacitor-Clamped Converters, Cascade Converters and Hybrid Converters. The general structure of a multilevel converter consisting of several stages depending on its application and topology is described. In the structure of operation, the stages of Outer Control Loop, Inner Control Loop, DC voltage stabilization and modulation are specified. Next, the division of modulation methods used in multilevel converters is presented and a detailed description of selected modulation methods is made. In the further part of the article the modulation methods were described in detail, i.e. the Level-Shifted Carrier Modulation Technique and Phase-Shifted Carrier Modulation Technique were used to present the analysis of power losses in multilevel converters.

Keywords: power electronic converters, topology, control, operation, modulation methods, power loss analysis

DOI: 10.7862/re.2020.1

Przesłano do redakcji: listopad 2019 r.

Przyjęto do druku: luty 2021 r.

Sylwester CZMIL¹

STEROWANIE I KONSTRUKCJE BEZSZCZOTKOWYCH SILNIKÓW PRĄDU STAŁEGO

W artykule przedstawiono zasadę działania oraz konstrukcję bezszczotkowego silnika prądu stałego. Omówiono także metody sterowania silników BLDC z uwzględnieniem podziału na metody wykorzystujące czujniki służące do określania położenia wirnika oraz metody bezczujnikowe wraz z przykładem realizacji sterowania przy użyciu mikrokontrolerów. Wysoka sprawność i dużej trwałość a także spadające w ostatnich latach ceny elementów elektronicznych oraz sterowników współpracujących z silnikami BLDC spowodowały nową falę zainteresowania napędami tego typu. Konstrukcja silników BLDC nie wymaga zastosowania szczotek, które w tradycyjnych silnikach szczotkowych dostarczają poprzez komutator napięcie do uzwojeń wirnika. Silniki bezszczotkowe cechuje wysoka wydajność, trwałość, a także niezawodność. Stosowanie czujników w układach sterowania silników BLDC zwiększa liczbę połączeń silnika z komutatorem, powodując tym samym zmniejszenie niezawodności układu napędowego. Z tego powodu często rezygnuje się z bezpośredniego pomiaru położenia i prędkości na rzecz zastosowania bezczujnikowych metod sterowania. Silniki bezszczotkowe prądu stałego mają różnorodne obszary zastosowania, a ze względu na swoją niezawodność oraz możliwość sterowania prędkością są stosowane między innymi w pojazdach elektrycznych, medycynie oraz przemyśle.

Słowa kluczowe: silniki BLDC, układ sterowania silnika BLDC, bezczujnikowe metody sterowania, klasyczne metody sterowania

1. Wstęp

Silniki bezszczotkowe (BrushLess Direct-Current motors, BLDC motors) stanowią grupę silników elektrycznych, w których zamiast mechanicznego komutatora ze szczotkami zastosowano komutator sterowany elektrycznie. W tej konstrukcji cewki są nieruchome, natomiast magnesy są umieszczone na wirniku. Elektroniczny komutator jest zasilany za pomocą prądu stałego. Układ komuta-

¹ Autor do korespondencji: Sylwester Czmil, Politechnika Rzeszowska, Katedra Elektrotechniki i Podstaw Informatyki, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, d490@stud.prz.edu.pl.

tora jest odpowiedzialny kolejno za włączanie i wyłączanie zasilania cewek, których pole magnetyczne powoduje obrót wirnika [1].

Pierwszy model takiego silnika, określony mianem rewolucyjnego ze względu na brak komutatora, powstał w 1962 r. Znalazł on zastosowanie w sterowaniu osiami pozycjonowania robota oraz w lotnictwie, gdzie był używany z uwagi na jego odporność na specyficzne warunki środowiskowe. Ograniczenie zastosowań silników BLDC wynikało wtedy z małej mocy, którą mogły wygenerować.

Przełomowe okazały się lata 80. XX wieku, kiedy wprowadzono na rynek magnesy trwałe, które w połączeniu z wysokonapięciowymi tranzystorami pozwoliły na znaczny wzrost mocy silników bezszczotkowych. Niestety rozwój silników BLDC nie spowodował ich powszechnego wykorzystania ze względu na wysoki koszt elektroniki niezbędnej do sterowania silnikiem. Spadające w ostatnich latach ceny elementów elektronicznych oraz sterowników współpracujących z silnikami BLDC spowodowały nową falę zainteresowania napędami tego typu i zaowocowały pojawieniem się pomysłów na ich wdrożenie w nowoczesnych aplikacjach przemysłowych [2].

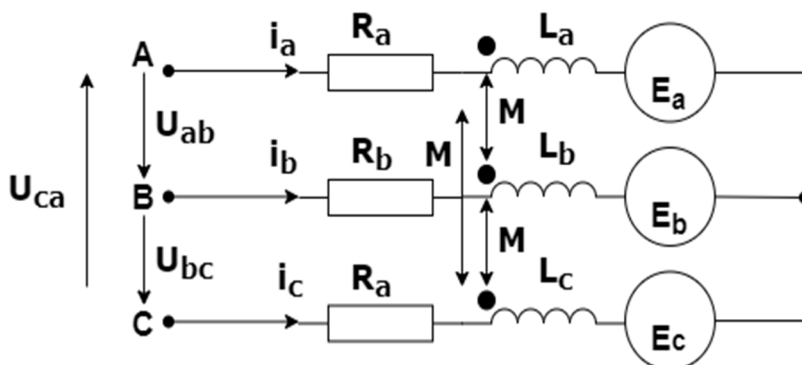
2. Konstrukcje silników

Podstawowymi elementami wyróżniającymi silniki BLDC jest nieruchomy, uzwojony stojan oraz magnesy trwałe. Jest to konstrukcja odwrotna do silnika szczotkowego, gdzie przeważnie uzwojony jest wirnik. Rolę mechanicznego komutatora pełni układ elektroniczny, który jest odpowiedzialny za generowanie sygnału sterującego w zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego, w zależności od położenia wirnika względem uzwojeń. Do określania położenia wirnika najczęściej używane są czujniki Halla wykrywające określony poziom indukcji magnetycznej w pobliżu czujnika lub enkodery hallotronowe, elektromagnetyczne i optoelektroniczne. Schemat zastępczy silnika BLDC został przedstawiony na rys.1.

Silniki bezszczotkowe prądu stałego są zaliczane do grupy silników synchronicznych ze względu na niezmienną prędkość wirowania wirnika oraz pola magnetycznego, które jest wytwarzane przez uzwojenia stojana. Wirnik silnika bezszczotkowego posiada parzystą liczbę rozmieszczonych naprzemiennie biegunów N i S. W przypadku trójfazowego silnika BLDC liczba biegunów magnetycznych stojana jest wielokrotnością liczby faz. Liczba biegunów ma wpływ na sposób działania silnika, natomiast liczba faz wpływa bezpośrednio na tętnienia momentu obrotowego. Pole elektromagnetyczne wytworzone na stojanie i wirujące wokół osi silnika powoduje jego ruch [2].

Konstrukcja silników bezszczotkowych nie wymaga zastosowania szczotek, które w konwencjonalnych silnikach prądu stałego dostarczają poprzez komuta-

tor napięcie do uzwojeń wirnika. Silniki BLDC charakteryzują się wysoką wydajnością oraz znacznie większą trwałością i niezawodnością i mniejszymi wymiarami w stosunku do konwencjonalnych silników prądu stałego, co osiągnięto dzięki eliminacji szczotek oraz wirnika komutatorowego.



Rys. 1. Schemat zastępczy silnika BLDC, przy czym: $R_{a,b,c}$ – rezystancje faz a, b, c, $L_{a,b,c}$ – indukcyjności własne faz a, b, c, M – indukcyjności międzyfazowe, $i_{a,b,c}$ – prądy fazowe, $U_{ab,bc,ca}$ – napięcia międzyfazowe, $E_{a,b,c}$ – siły elektromotoryczne indukowane w pasmach uzwojeń fazowych.

Fig. 1. Circuit diagram of the BLDC motor, where: $R_{a,b,c}$ – resistances of a, b, c phases, $L_{a,b,c}$ – inductances of a, b, c phases, M – phase-to-phase inductances, $i_{a,b,c}$ – phase currents, $U_{ab,bc,ca}$ – phase-to-phase voltage, $E_{a,b,c}$ – electromotive forces induced in phase winding bands.

Szczotki stanowią najczęstszą przyczynę awarii oraz są najszybciej zużywającym się elementem mechanicznym silnika, dlatego dzięki ich wykluczeniu jedynym zużywającym się elementem silnika są jego łożyska. Usunięcie ich umożliwia zastosowanie szczelniejszej obudowy, gdyż ciepło może być odprowadzane z cewek bezpośrednio poprzez obudowę [3].

Zaletą silników bezszczotkowych jest możliwość kontroli prędkości obrotowej niezależnie od momentu silnika, natomiast wadą jest wyższy koszt produkcji w stosunku do konwencjonalnych silników, wynikający z konieczności użycia specjalnych sterowników elektronicznych [3]. W porównaniu z konwencjonalnymi silnikami szczotkowymi prądu stałego, silniki BLDC cechuje lepsza charakterystyka momentu obrotowego w funkcji prędkości, wyższą sprawnością energetyczną i dłuższą żywotnością. Mogą także osiągać większą prędkość, są cichsze, a koszty ich konserwacji są niższe. Ponadto stosunek momentu obrotowego do masy silnika BLDC jest także wyższy niż konwencjonalnych silnikach prądu stałego [4].

Bezszcotkowe silniki z magnesami trwałymi można podzielić ze względu na kształt napięcia rotacji na silniki prądu stałego (BLDC) oraz silniki prądu przemiennego (BLSM). Kształt ten jest zależny od geometrii obwodu magnetycznego silnika oraz uzwojenia. W silnikach BLDC kształt napięcia rotacji jest trapezoidalny, natomiast stojan silnika może mieć uzwojenia skupione z jawnymi biegunami lub uzwojenia rozłożone z biegunami utajonymi. Magnesy trwałe o przemiennej biegunowości oraz jednakowej wysokości, umieszczone na wirnikach silników BLDC, gwarantują w przybliżeniu stałą wartość indukcji w szczelnie maszyny w rozpiętości kątowej magnesu. Ukształtowanie magnesów zapewnia trapezoidalny kształt napięcia rotacji w uzwojeniu silnika [3].

Korzystając z modelu obwodowego silnika przy założeniu, że uzwojenie stojana jest trójfazowe, symetryczne i połączone w gwiazdę, magnesy trwałe obejmują ściśle określony kąt α , moment zaczepowy oraz straty w żelazie są pomijane, indukcyjności oraz rezystancje uzwojeń są stałe, można wyprowadzić matematyczny model silnika BLDC [5][6]:

$$V_a = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a \quad (1)$$

$$V_b = Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b \quad (2)$$

$$V_c = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + e_c \quad (3)$$

gdzie:

L – samoindukcyjność faz a,b,c,

R – rezystancja faz a,b,c,

V_a , V_b i V_c – napięcia końcowe,

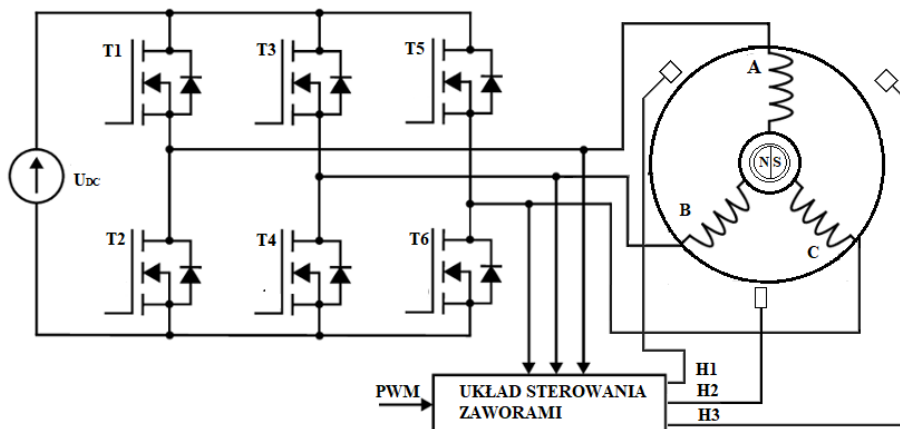
i_a , i_b i i_c – prąd wejściowy silnika,

e_a , e_b i e_c – siły elektromotoryczne indukowane w pasmach uzwojeń fazowych.

3. Klasyczne metody sterowania

Podstawowy układ sterowania silnika BLDC został przedstawiony na rys. 2. W układzie tym kierunek wirowania i prędkość uzależniona jest od kolejności i częstotliwości łączy tranzystorów T1 – T6 trójfazowego mostka tranzystorowego. W takim układzie sterowania jednocześnie przewodzi jeden górny i jeden dolny tranzystor mostka. O kolejności włączania tranzystorów i kierunku ruchu wirnika decyduje stan wyjściowy czujników Halla H1-H3. Szerokość sygnału PWM i jego częstotliwość decyduje o prędkości obrotowej silnika i częstotliwości łączy tranzystorów T1-T6 [7].

W klasycznych metodach sterowania każdy tranzystor komutatora elektronicznego przewodzi prąd przez okres 120° elektrycznych, komutacja faz następuje w równych odstępach 60° , a informacja o aktualnej pozycji wirnika pochodzi z czujnika położenia wirnika.



Rys. 2. Podstawowy układ sterowania silnika BLDC

Fig. 2. Classic BLDC motor control system

Można wyróżnić różne kryteria podziału klasycznych metod sterowania silnikami BLDC:

- ze względu na wielkość regulowaną,
- kąt pełnienia funkcji regulacyjnej przez poszczególne zawory komutatora elektronicznego,
- względu na to, która grupa zaworów komutatora elektronicznego realizuje funkcję regulacyjną w okresie przewodzenia.

Ze względu na wielkość regulowaną strategie sterowania można podzielić na:

- metody prądowe(C) – wielkością regulowaną jest prąd po stronie DC przekształtnika lub prądy fazowe silnika,
- metody napięciowe(V) – wielkością regulowaną jest napięcie silnika.

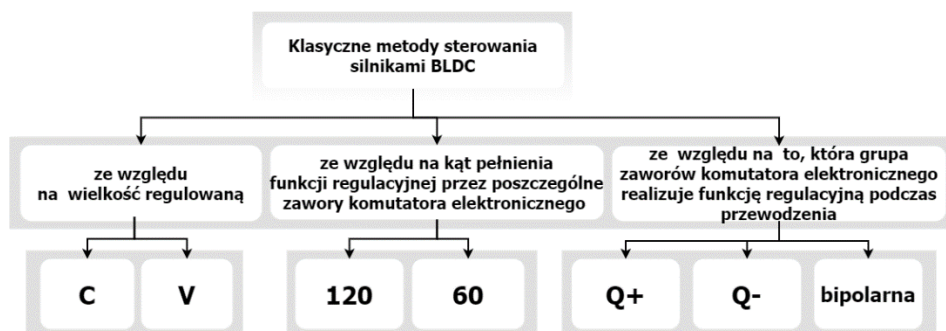
Ze względu na kąt pełnienia funkcji regulacyjnej przez poszczególne zawory komutatora elektronicznego metody sterowania można podzielić na:

- metody 120 – kąt pełnienia funkcji regulacyjnej przez jeden z tranzystorów wynosi 120° elektrycznych,
- metody 60 – każdy tranzystor pełni funkcję regulacyjną przez okres 60° elektrycznych, natomiast przez pozostały okres funkcję regulacyjną pełni zawór z grupy przeciwnej.

Ze względu na to, która grupa zaworów komutatora elektronicznego realizuje funkcję regulacyjną przez cały okres przewodzenia lub, w której jego części metody sterowania można podzielić na:

- metody Q+ (Q1) – funkcję regulacyjną pełni zawsze tranzystor grupy dodatniej lub jeśli funkcja ta jest realizowana przez pierwsze 60° okresu przewodzenia każdego tranzystora,
- metody Q- (Q6) – funkcję regulacyjną pełni zawsze tranzystor grupy ujemnej, lub jeśli funkcja ta jest realizowana przez ostatnie 60° okresu przewodzenia każdego tranzystora.
- metody bipolarne – funkcję regulacyjną pełnią jednocześnie oba przewodzące tranzystory komutatora elektronicznego.

Podział klasycznych metod sterowania silnikami BLDC został przedstawiony na rys. 3.



Rys. 3. Podział klasycznych metod sterowania

Fig. 3. Division of classic control methods

Idee sekwencji przełączeń zaworów komutatora elektronicznego dla strategii typu C oraz V są takie same, dlatego zostały omówione na przykładzie prądowych metod sterowania.

W strategiach sterowania C120Q+ i C120Q- wielkością regulowaną jest prąd silnika. W strategii C120Q+ funkcję regulacyjną pełnią tylko zawory grupy dodatniej, natomiast tranzystory grupy ujemnej pełnią rolę komutatorową. W strategii C120Q- funkcję regulacyjną pełnią wyłącznie zawory grupy ujemnej, a tranzystory grupy dodatniej spełniają rolę komutatorową. Zaletą tych metod jest pełnienie funkcji regulacyjnej tylko przez trzy zawory komutatora, co znacząco upraszcza to realizację układu elektronicznego. Może to jednak powodować nierównomierne wykorzystanie tranzystorów oraz różne częstotliwości ich przełączania.

W strategiach C60Q+ oraz C60Q- wielkością regulowaną jest również prąd silnika. W strategii C60Q+ tranzystory przez pierwsze 60° okresu swojego prze-

wodzenia pełnią funkcję regulacyjną, a przez okres kolejnych 60° spełniają jedynie rolę komutatorową. Natomiast w strategii C60Q– jest odwrotnie, ponieważ tranzystory przez pierwsze 60° okresu swojego przewodzenia pełnią jedynie rolę komutatorową, a przez okres kolejnych 60° spełniają funkcję regulacyjną. Metody te pozwalają na równomierne wykorzystanie wszystkich tranzystorów komutatora, stanowią jednak bardziej skomplikowane układy elektroniczne oraz mają różne częstotliwości przełączeń tranzystorów.

Przy sterowaniu bipolarnym tranzystory przewodzące obu grup pełnią równocześnie funkcje regulacyjną. Sterowanie to pozwala na równomierne obciążenie wszystkich zaworów komutatora elektronicznego oraz jednakowe częstotliwości ich przełączeń. Występują jednak wyższe straty sterowania w porównaniu do metod unipolarnych [8][9].

4. Bezcujnikowe metody sterowania

Najczęściej stosowanymi metodami sterowania bezcujnikowego są metody bazujące na napięciach silnika [10]. Pośród nich można wyróżnić:

- metodę bazującą na siłach elektromotorycznych silnika,
- metodę bazującą na trzeciej harmonicznej napięcia,
- metodę bazującą na całce siły elektromotorycznej [11].

Metoda bazująca na siłach elektromotorycznych silnika polega na pomiarze sił elektromotorycznych silnika BLDC. Pomiar siły elektromotorycznej realizowany jest przy użyciu punktu środkowego silnika. Przyjmując, że nie występują komutacyjne spadki napięć, w każdym momencie pracy silnika przewodzą dwie fazy, natomiast faza trzecia pozostaje niezasilona. Napięcie na zaciskach niezasilonej fazy jest równe sile elektromotorycznej, ponieważ nie występuje spadek napięcia na rezystancji oraz indukcyjności uzwojeń. Chwile przełączeń zaworów można wyznaczyć wykrywając chwile przejścia przez zero siły elektromotorycznej i wprowadzając przesunięcie o kąt 30° [12].

W przypadku sterowania bezcujnikowego, informację o prędkości uzyskuje z rozdzielczością co 60° , analizując czas pomiędzy przełączeniami tranzystorów. Brak ciągłej informacji o prędkości niekorzystnie wpływa na dynamikę układu. Po uwzględnieniu komutacyjnych spadków napięć, okazuje się, że metoda może działać z maksymalnym kątem komutacji wynoszącym 30° , a w praktyce jeszcze mniejszym. Gdy kąt komutacji jest większy niż 30° , przejście przez zero siły elektromotorycznej nie zostanie wykryte, a zawory nie zostaną przełączone w odpowiednim czasie, czego efektem będzie niepoprawna praca silnika lub jego zatrzymanie.

W celu uniknięcia wpływu zakłóceń stosuje się filtry dolnoprzepustowe, które wprowadzają przesunięcie fazowe, będące funkcją częstotliwości, dlatego metoda nie jest zalecana dla silników wysokoobrotowych, gdyż wprowadzone opóźnienie jest zbyt duże. Kolejną wadą metody jest konieczność korzystania

z punktu neutralnego, który nie jest dostępny w większości komercyjnie sprzedawanych silników [13].

Metoda bazująca na całce siły elektromotorycznej polega na całkowaniu siły elektromotorycznej nieprzewodzącej fazy. Całkowanie rozpoczyna się w chwili przejścia przez zero siły elektromotorycznej. Chwile przełączania zaworów komutatora elektronicznego występują w momencie, gdy wartość całkowanego przebiegu osiągnie określony poziom, który jest zależny od parametrów silnika. Kiedy integrator osiągnie już zadaną wartość, następuje zerowanie, trwające do czasu ustania zjawisk komutacyjnych. Kolejne całkowanie rozpoczyna się od przejścia siły SEM przez zero. Zaletą tej metody jest odporność na szумы, gdyż jest oparta o całkowanie przebiegów. Jej główną wadą jest konieczność doboru odpowiedniego napięcia progowego integratora, możliwość pracy z maksymalnym kątem komutacji nieprzekraczającym 30° oraz konieczność znajomości potencjału punktu neutralnego silnika.

Metoda sterowania bezczujnikowego, bazująca na napięciach międzyfazowych, pozwala na pracę z kątem komutacji dochodzącym do 60° , co stanowi zaletę tej metody, gdyż możliwa jest praca przy znacznie większym obciążeniu. Kolejną jej zaletą metody prostota implementacji i duża szybkość działania. Chwile przełączania zaworów wyznaczane są z przebiegów napięć międzyfazowych, a zawory przełączane w chwili, gdy napięcie międzyfazowe przechodzi przez zero. Jej wadą jest wpływ spadku napięcia na rezystancji uzwojeń na opóźnienie przełączania zaworów [12].

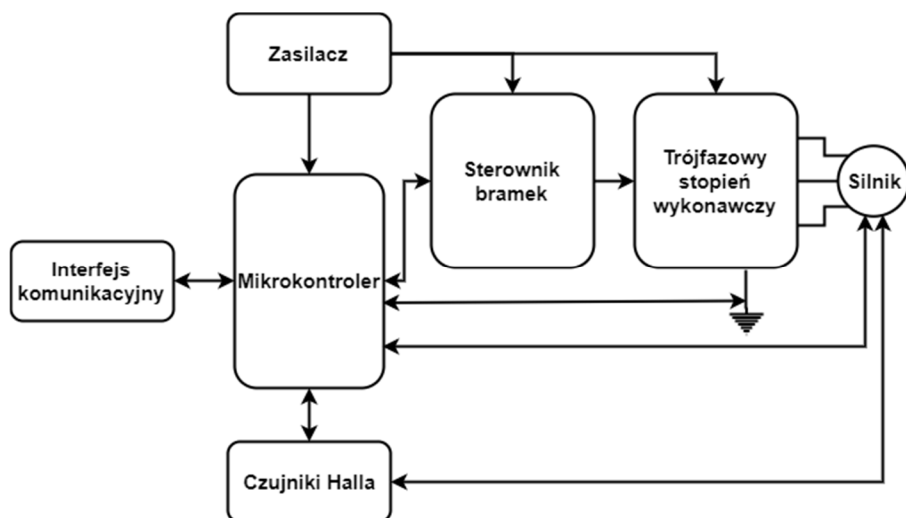
5. Kontroler silnika z czujnikami Halla

Typowa aplikacja sterująca silnikiem BLDC składa się z zasilacza dostarczającego napięcia stałego, interfejsu komunikacyjnego, mikrokontrolera nadzorującego pracę silnika i generującego sygnały sterujące, stopnia końcowego sterownika oraz trójfazowego stopnia wykonawczego [14].

Schemat blokowy kontrolera silnika zbudowanego z użyciem komponentów dyskretnych oraz czujników Halla przedstawiono na rys. 4. Wykorzystuje on mikrokontroler jako element sterujący, stopień mocy bazujący na tranzystorach MOSFET, natomiast moment załączenia zasilania jest wyznaczany przy użyciu czujników Halla.

W silniku BLDC komutator elektroniczny zasila w sposób sekwencyjny uzwojenia stojana, generując tym samym wirujące pole elektromagnetyczne. Wytworzone pole oddziałuje z magnesami stałymi wirnika i wymusza jego obrót. Sterowanie silnikiem 3-fazowym wymaga umieszczenia na stojanie trzech czujników Halla służących do określenia pozycji wirnika względem stojana. Umożliwiają one kontrolerowi zachowanie poprawnej sekwencji oraz właściwego momentu czasowego załączenia zasilania uzwojeń silnika. Czujniki Halla są umieszczone na stojanie co 120° , a na wirniku założony jest pierścień z magnesami trwa-

łymi. Gdy pole magnetyczne przechodzi przez czujnik Halla, dla danego biegunca jest generowany sygnał. Na podstawie analizy sygnałów otrzymywanych z czujników można uzyskać poprawną sekwencję komutacji można uzyskać na oraz wyznaczyć prędkość obrotową silnika.



Rys. 4. Schemat blokowy aplikacji kontrolera silnika BLDC z wykorzystaniem elementów dyskretnych.

Fig. 4. Block diagram of the BLDC motor controller application with discrete components.

Na skutek zjawiska indukcji elektromagnetycznej w uzwojeniu silnika generowane jest napięcie, które powoduje przepływ prądu elektrycznego w uzwojeniu i powstanie pola magnetycznego, jednocześnie przeciwdziałając obrotowi wirnika w pożądanym kierunku. Jeśli w silniku prądu stałego utrzymuje się stały strumień magnetyczny i znana jest liczba uzwojeń, to siła elektromotoryczna jest proporcjonalna do rozwijanej prędkości obrotowej silnika [15].

Układ sterowania silnikiem BLDC umożliwiający interakcję z systemem nadrzędnym oraz reagujący w sytuacjach awaryjnych można zrealizować przy użyciu mikrokontrolera, najlepiej wyposażonego w sprzętowy generator PWM. Oferta mikrokontrolerów dostępnych na rynku jest bardzo szeroka. Producenci oferują układy o różnym stopniu złożoności: od prostych układów ogólnego przeznaczenia do specjalizowanych jednostek dedykowanych do zastosowania w sterownikach napędów. Najdłużej obecnymi na rynku układami są mikrokontrolery 8-bitowe, zaliczane do grupy mikrokontrolerów ogólnego przeznaczenia. Kolejną grupę stanowią mikrokontrolery 32-bitowe, które ze względu na relację ceny do możliwości będą zdecydowanie lepszym wyborem. Najbardziej rozbudowanymi układami są mikrokontrolery DSP (ang. Digital Signal Processing),

które są stosowane w zaawansowanych, bezczujnikowych kontrolerach silników BLDC ze względu na występowanie jednostki wspomagającej przetwarzanie sygnałów [16].

Silniki trójfazowe najczęściej posiadają uzwojenia połączone w trójkąt lub gwiazdę. W literaturze spotykane są również inne, mniej popularne topologie układu zasilania silników PM BLDC, np. o topologii półmostka, topologii C-dump i przekształtnika matrycowego czy o topologii falownika o zredukowanym układzie połączeń, gdzie jedna z faz dołączona jest do punktu środkowego zasilania [17]. Warto jednak zaznaczyć, że topologia silnika nie powinna mieć wpływu na zasadę działania kontrolera.

Napięcia zasilające poszczególne fazy są załączane przez tranzystory MOS lub IGBT. Mikrokontroler dostarcza sygnał PWM, który określa średnie napięcie i prąd występujące w uzwojeniu oraz prędkość obrotową i moment obrotowy silnika. Czujniki Halla pozwalają natomiast na łatwe ustalenie położenia wirnika. Momentu obrotowego jest wytwarzany przy użyciu pary cewek oraz magnesów stałych. Wykonanie pełnego obrotu przez układ wymaga sześciu kroków komutacji [15].

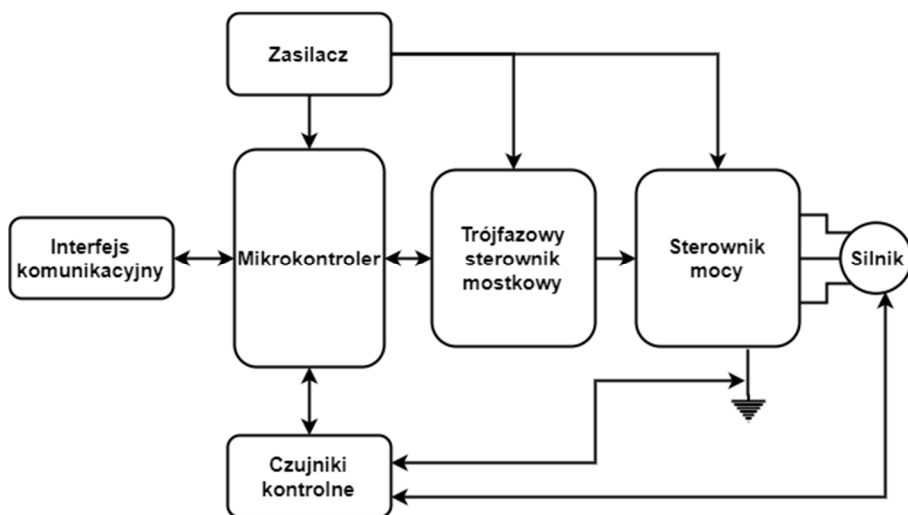
6. Sterowanie silnikiem BLDC w kontrolerach bezczujnikowych

Schemat budowy klasycznej aplikacji sterujących silnikiem BLDC w kontrolerach bezczujnikowych jest bardzo podobny, z tą różnicą, że sterownik mocy został zrealizowany w postaci układu scalonego, natomiast moment załączenia zasilania wyznaczany jest za pomocą metody bezczujnikowej [14].

Dzięki występowaniu zjawiska indukcji elektromagnetycznej, mikrokontroler sterujący napędem pozwala na określenie położenia wirnika względem stojana bez użycia czujników, co umożliwia uproszczenie budowy sterownika, zmniejsza liczbę przewodów oraz podnosi niezawodność napędu. Wadą tego rozwiązania jest fakt, iż zjawisko posiada charakter dynamiczny i jeśli silnik zostanie zatrzymany bądź obracał się będzie z niewielką prędkością, to napięcie indukcji nie wystąpi lub będzie niewielkie i określenie położenia wirnika względem stojana przez mikrokontroler będzie niemożliwe. Z tego powodu w momencie startu wirnika rezygnuje się często z pętli sprzężenia zwrotnego, a mikrokontroler generuje pewną domyślną sekwencję mającą na celu doprowadzenie do obrócenia się wirnika. Dopiero wtedy pętla sprzężenia zwrotnego jest załączana i sterowanie odbywa się zgodnie z informacjami obieranymi z wirującego silnika.

W celu wyznaczenia położenia wirnika sygnały pochodzące z każdej fazy silnika są filtrowane cyfrowo. Zastosowanie mikrokontrolera DSC pozwala na wyeliminowanie konieczności budowy analogowych filtrów dolnoprzepustowych, pozwalających na wyodrębnienie sygnału zwrotnego SEM oraz współpracujących z nimi komparatorów. Zadanie mikrokontrolera w sterowaniu silnikiem BLDC polega na próbkowaniu trapezoidalnych sygnałów z uzwojeń silnika

za pomocą przetwornika A/C oraz wyznaczeniu momentu przejścia fazy przez 0. Następnie filtruje on sygnały powstałe na skutek próbkowania, realizuje funkcję kontrolera PI z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego i generuje sekwencję sygnałów sterujących silnikiem BLDC. Na koniec przekazuje dane do systemu nadrzędnego.



Rys. 4. Schemat blokowy klasycznej aplikacji kontrolera silnika BLDC ze sterownikiem mocy w postaci układu scalonego.

Fig. 4. Block diagram of the BLDC motor controller application with a power controller realized an integrated circuit.

Podczas ruchu silnika generowana jest siła elektromotoryczna, która pełni funkcję informacji zwrotnej, natomiast polaryzacja generowanego napięcia przeciwdziała kierunkowi przepływu prądu przez uzwojenie. Wartość generowanego napięcia zależy od liczby zwojów, prędkości kątowej silnika, a także natężenia strumienia magnetycznego tworzonego przez magnesy trwale zamontowane na wirniku. Efektywność działania kontrolera silnika jest także zależna od wartości napięcia zasilającego uzwojenia, które powinno być co najmniej równe sumie wartości siły elektromotorycznej oraz napięcia zasilającego uzwojenie. Dla wytworzenia napięcia czy prądu o odpowiedniej wartości stosuje się technikę PWM, natomiast wykrywanie przejścia sygnału SEM przez 0 może być zrealizowane za pomocą porównania napięcia SEM z napięciem wynoszącym połowę napięcia zasilającego silnik lub porównanie napięcia SEM z występującym w punkcie neutralnym [15].

5. Podsumowanie

Zainteresowanie tematyką bezszczotkowych silników prądu stałego stale rośnie ze względu na różnorodne obszary i możliwości ich zastosowania. Ze względu na swoją niezawodność oraz możliwość sterowania prędkością są stosowane w napędach dysków optycznych, dyskach twardych, gramofonach, pojazdach o napędzie elektrycznym, wentylatorach komputerowych i urządzeniach, w których iskry powstające na szczotkach mogłyby doprowadzić do zaprószenia ognia czy wybuchu, a także modelach zdalnie sterowanych [2]. Coraz częściej są także wykorzystywane do budowy elektronarzędzi akumulatorowych, uzyskując zwiększenie ich wydajności, a także w przemyśle lotniczym oraz medycznym [18]. Wysoka sprawność tych silników sprawia, że nawet przy długotrwałej eksploatacji oszczędzana jest energia.

W niniejszym artykule zdefiniowano pojęcie silnika BLDC w oparciu o rys historyczny, przedstawiono konstrukcje i zasadę działania bezszczotkowych silników prądu stałego z magnesem trwałym, a następnie zdefiniowano pojęcie klasycznej oraz bezczujnikowej strategii sterowania silnikiem BLDC z wyszczególnieniem zalet i wad konkretnych metod. Na końcu omówiono sterowanie silnikiem BLDC przy pomocy klasycznych oraz bezczujnikowych metod sterowania na konkretnym przykładzie z użyciem mikrokontrolera.

Literatura

- [1] Goryca Z., Pakosz, A.: Wolnoobrotowy bezszczotkowy silnik prądu stałego do napędu rogatekowego, *Maszyny Elektryczne - Zeszyty Problemowe*, nr 2, 2018, s. 15-18.
- [2] Budziłowicz A.: Zastosowanie Silników BLDC (ang. BrushLess Direct-Current motor) we współczesnych napędach elektrycznych i w motoryzacji, *Autobusy. Technika, Eksploatacja, Systemy Transportowe*, nr 6, 2015, s. 49-52.
- [3] Goryca Z.: Bezszytkowe silniki prądu stałego – konstrukcje i sterowanie, *AUTOMATYKA, ELEKTRYKA, ZAKŁÓCENIA*, nr 3, 2013, s. 56-63.
- [4] Khubalkar S., Jungahare A., Aware M., Das S.: Modeling and control of a permanent-magnet brushless DC motor drive using a fractional order proportional-integral-derivative controller, *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, vol. 25, no. 5, 2017, pp. 4223-4241.
- [5] Kamal M.M., Mathew L., Chatterji S.: Speed control of brushless DC motor using intelligent controllers, 2014 Students Conference on Engineering and Systems, Allahabad, 2014, pp. 1-5.
- [6] Nowak M.: Model matematyczny i symulacyjno-komputerowy układu napędowego reaktora polimeryzacji z modelową wersją silnika BLDC w wykonaniu rurowym, *Maszyny Elektryczne - Zeszyty Problemowe*, nr 2, 2013, s. 265-270.

- [7] Goryca Z.: Metody sterowania silników BLDC, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej. Studia i Materiały, vol. 66, nr 32, 2012, s. 32-47.
- [8] Domoradzki A., Krykowski K.: Silniki BLDC – klasyczne metody sterowania, Elektronika Praktyczna, nr 11, 2015, s.71-74.
- [9] Zajkowski K., Duer S.: Sterowanie prędkością obrotową silnika bezszczotkowego BLDC, Autobusy. Technika, Eksploatacja, Systemy Transportowe, nr 10, 2013, s. 303-306.
- [10] Johnson J.P., Ehsani M., Guzelgunler Y.: Review of sensorless methods for brushless DC, Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty Fourth IAS Annual Meeting, 1990, pp. 143-150.
- [11] Krykowski K.: Silnik PM BLDC w napędzie elektrycznym, Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Gliwice, 2011.
- [12] Makieła D., Tomaszczyk T.: Bezczujnikowe sterowanie silnika wysokoobrotowego PM BLDC przy pomocy metody bazującej na napięciach międzyfazowych, nr 4, 2014, s.92-96.
- [13] Makieła D.: Bezczujnikowe sterowanie wysokoobrotowego silnika PM BLDC, Elektryka, nr 2-3, 2013, s.109-118.
- [14] Brushless DC Motor, Infineon Technology, dostępny w Internecie: <https://www.infineon.com/cms/en/applications/solutions/motor-control-and-drives/brushless-dc-motor/?redirId=100355>, [dostęp: 07.01.2020r.].
- [15] Bogusz J.: Podstawy sterowania silnikiem BLDC, dostępny w Internecie: <http://www.easy-soft.net.pl/artykuly/podzespoly/podstawy-sterowania-silnikiem-bldc>, [dostęp: 07.01.2020r.].
- [16] Kuciński M., Jarzębowicz L. Analiza właściwości mikrokontrolerów do zastosowania w układach sterowania napędami elektrycznymi. Zeszyty Naukowe Wydziału Elektrotechniki Automatyki PG, nr 31, 2012.
- [17] Skóra M. Analiza wpływu wybranych uszkodzeń na pracę napędu z silnikiem PM BLDC w układzie zasilania z zewnętrznym regulatorem napięcia. Badania Symulacyjne. Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej vol. 71, no. 35, 2015.
- [18] Pillay P., Krishnan R.: Modeling, simulation and analysis of permanent magnet motor drives, part II: The brushless DC motor drive, IEEE Transactions on Industry Applications, nr 25, 1989, s. 274-279.

CONTROL AND CONSTRUCTIONS OF BRUSHLESS DIRECT-CURRENT MOTORS

Summary

The article presents the working principles and construction of a brushless DC motor. The BLDC motor control methods were discussed, including the division into methods using sensors for determining the rotor position and sensorless methods with an example of implementing BLDC motor control using microcontrollers. High efficiency and high durability as well as falling prices

of electronic components and controllers cooperating with BLDC motors in recent years have caused a growing interest in this type of motors. The design of BLDC motors does not require the use of brushes, which in traditional brush motors supply voltage through the commutator to the rotor windings. Brushless motors are characterized by high efficiency, durability and reliability. The use of sensors in BLDC motor control systems increases the number of motor and commutator connections, thereby reducing the reliability of the drive system. For this reason, direct position and speed measurements are often abandoned for the use of sensorless control methods. DC brushless motors have various application areas, and due to their reliability and the ability to control speed, they are used, among others, in electric vehicles, medicine and industry.

Keywords: BLDC motors, BLDC motor control system, sensorless control methods, classic motor control methods

DOI: 10.7862/re.2020.2

Przesłano do redakcji: styczeń 2020 r.

Przyjęto do druku: luty 2021 r.

Grzegorz Rafał DEC¹

MODELOWANIE UKŁADÓW STEROWANIA Z UŻYCIEM POCHODNYCH UŁAMKOWYCH

W pracy przedstawiono przegląd niektórych podejść związanych z problematyką pochodnych ułamkowych w ujęciu teorii sterownia. Zaprezentowano popularne w przemyśle algorytmy sterowania z użyciem pochodnych ułamkowych, wraz z metodami projektowania. Stosowanie rachunku różniczkowego o niecałkowitym stopniu jest stosunkowo nowym podejściem, lecz zyskującym na zainteresowaniu. Rozważania w ostatnich latach wskazują, że wiele problemów np. termodynamicznych, czy biologicznych może być z powodzeniem rozpatrywanych za pomocą pochodnych ułamkowych. Na rynku dostępne są już narzędzia, które wspomagają proces identyfikacji oraz projektowania regulatorów w oparciu o dane eksperymentalne. Jednym z takich narzędzi jest CRONE, będącym zestawem narzędzi w Matlabie, który zawiera trzy moduły: matematyczny, identyfikacyjny, projektowania systemu sterowania. Umożliwia zaimplementowanie autorskich regulatorów CRONE o różnym stopniu złożoności. Innym z narzędzi jest FOMCON, który również jest zestawem narzędzi w Matlabie i jest oparty na istniejącym wcześniej narzędziu FOTF. FOMCON umożliwia identyfikację systemu oraz zaprojektowanie regulatora PI^λD^μ. Głównym celem artykułu jest zaprezentowanie obecnego stanu wiedzy, omówienie podstawowych narzędzi i pojęć związanych z pochodnymi ułamkowymi oraz ich zastosowaniem w sterowaniu, takimi jak: funkcja gamma postaci pochodnej i całki o stopniu niecałkowitym, transformata Laplace'a i podstawy teorii sterowania.

Słowa kluczowe: PID, CRONE, MATLAB, FOMCON, FOTF, Ninteger, Teoria sterowania, Identyfikacja

1. Wprowadzenie

Z uwagi na zwiększające się możliwości obliczeniowe oraz potrzebę zwiększenia dokładności stosowanych modeli m.in. w termodynamice, akustyce, czy ekonomii, coraz większe zainteresowanie budzi zastosowanie ułamkowego rachunku różniczkowego [3]. Rozważania na temat pochodnych i całek, których stopień nie jest liczbą całkowitą, sięgają samego początku rachunku różniczko-

¹ Autor do korespondencji: Grzegorz Rafał Dec, Politechnika Rzeszowska, gdecu2@gmail.com

wego. W korespondencji Leibniza oraz L'Hospitala na temat uogólnienia pojęcia pochodnych przeczytać można, że zastosowanie stopnia $\frac{1}{2}$, prowadzi do paradoksu, z którego kiedyś mogą wypłynąć użyteczne konsekwencje [2]. Pierwsze aplikacje ułamkowych pochodnych dokonane zostały w XIX wieku przez Abela, który użył ich do rozwiązania problemu tautochrony, czyli krzywej charakteryzującej się tym, że znajdujące się na niej obiekty stoczą się w tym samym czasie, niezależnie od ich wstępnego położenia [1]. Na przełomie XIX i XX w. Oustaloup rozwinął metodę opartą o dyskretyzację równania z pochodnymi ułamkowymi używając definicji Grünwalda [10]. Trigeassou zaimplementował algorytm aproksymacyjny dla obiektu inercyjnego [11]. Malti rozszerzył koncepcję optymalnej metody dla systemów ułamkowych [12]. Poza wspomnianym modelowaniem obiektów, potencjalnymi korzyściami z zastosowania pochodnych ułamkowych jest zwiększenie szybkości odpowiedzi oraz redukcja błędu stanu ustalonego, zwiększenie stabilności układu regulacji oraz zwiększenie odporności. W ciągu kilku ostatnich dekad rozwinięto sporo narzędzi wspomagających projektowanie układów automatycznej regulacji z użyciem pochodnych ułamkowych. Przykładem jest tutaj CRONE, będącym zestawem narzędzi w pakiecie MATLAB oraz Simulink. Jest rozwijany przez francuską grupę o takiej samej nazwie i zawiera m.in. algorytmy identyfikacyjne pracujące na zgromadzonych danych [5]. Popularny algorytm regulatora PID (Proportional-Integral-Derivative) został przedstawiony przez Podlubnego w postaci ułamkowych równań różniczkowych (FOPID – Fractional-Order PID), również opracowano metody strojenia tego regulatora [4]. FOMCON (Fractional-Order Modeling and Control) podobnie jak CRONE jest zestawem narzędzi w pakiecie MATLAB oraz Simulink. Analiza systemu sterowania opiera się o pojęcie transmitancji. Głównymi funkcjonalnościami FOMCON jest identyfikacja systemu oraz ułatwienie procesu projektowania regulatora $PI^{\lambda}D^{\mu}$. Dużą zaletą FOMCON jest dostępność kodu źródłowego, co pozwala na korzystanie z niego na różnych platformach [1, 2, 3, 8]. Należy również dodać, że np. autorzy w pracy [13] zwracają uwagę na brak jasnej interpretacji fizycznej, czy nierespektowanie zasady jednorodności wymiarowej fizycznych zależności w niektórych zastosowaniach pochodnych ułamkowych. Uczulają na często popełniane błędy w teorii obwodów elektrycznych oraz teorii pola elektromagnetycznego. Zwracają również uwagę, że pochodna ułamkowa nie jest jedynie lokalną operacją, więc przy stosowaniu tego narzędzia należy mieć na uwadze szereg obostrzeń.

2. Pojęcie pochodnej ułamkowej

2.1. Funkcja Gamma

Uogólnianie pojęcia pochodnych należy zacząć od wprowadzenia funkcji specjalnej $\Gamma(p)$, zwaną Gammą Eulera (1). Funkcja ta jest określona na zbiorze liczb z wyłączeniem całkowitych liczb ujemnych [3].

$$\Gamma(p) = \int_0^{\infty} e^{-x} x^{p-1} dx \quad (1)$$

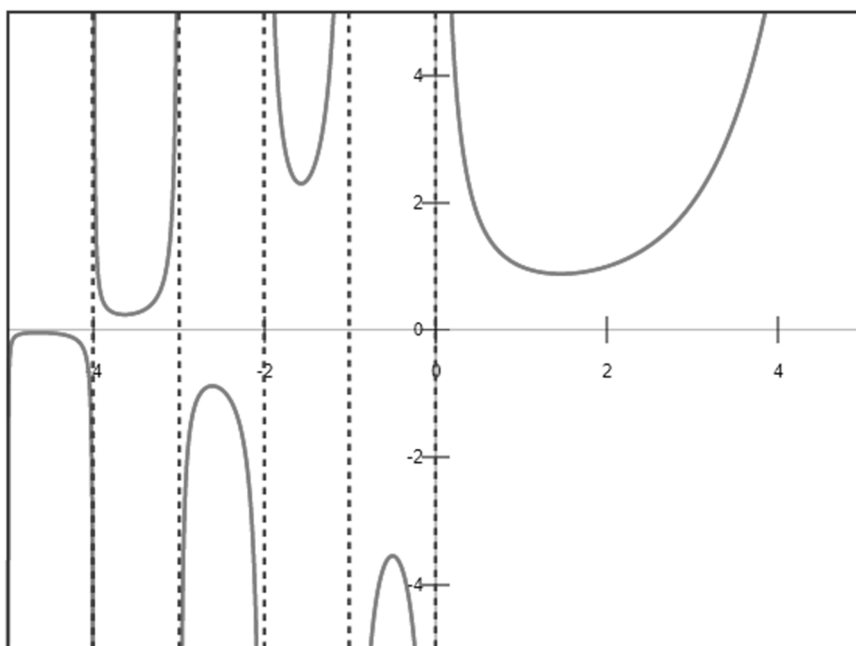
Podstawowymi zależnościami funkcji $\Gamma(p)$ są:

- 1) Jest ciągła dla $p > 0$
- 2) Ma własność: $\Gamma(p+1) = p\Gamma(p)$
- 3) Zachodzą następujące relacje:

$$\begin{aligned} \Gamma(1) &= 1, \\ \Gamma(n+1) &= n!, \\ \Gamma(0) &= +\infty \end{aligned}$$

- 4) Dla $p = -n$: $\Gamma(p) = (-1)^n \infty$
- 5) Przykładowe wartości funkcji $\Gamma(p)$:

$$\begin{aligned} \Gamma\left(\frac{1}{2}\right) &= \sqrt{\pi}, \\ \Gamma\left(-\frac{1}{2}\right) &= -2\sqrt{\pi}, \\ \Gamma\left(\frac{3}{2}\right) &= \Gamma\left(1 + \frac{1}{2}\right) = \frac{1}{2}\Gamma\left(\frac{1}{2}\right) = \frac{1}{2}\sqrt{\pi}, \end{aligned}$$



Rys. 1. Wykres funkcji $\Gamma(p)$ (źródło: www.wikipedia.org)

Fig. 1. $\Gamma(p)$ function graph (source: www.wikipedia.org)

$$\Gamma\left(\frac{5}{2}\right) = \Gamma\left(2 + \frac{1}{2}\right) = \frac{4! \Gamma\left(\frac{1}{2}\right)}{2! 2^4} = \frac{3}{4} \sqrt{\pi},$$

$$\Gamma\left(\frac{1}{3}\right) = 2.678938,$$

$$\Gamma\left(\frac{2}{3}\right) = 1.354118,$$

6) Zachodzi równość $\frac{\Gamma(p+1)}{\Gamma(q+1)\Gamma(p-q+1)} = \binom{p}{q}$,

2.2. Uogólnione pojęcie pochodnej

Uogólnienie pochodnych powinno posiadać pewne zasadnicze cechy:

- 1) Jeżeli dowolna funkcja jest k -krotnie różniczkowalna, to istnieje pochodna stopnia $n < k$ dla $n, k \in \mathbb{R}$,
- 2) Pochodna stopnia zerowego jest funkcją wyjściową,
- 3) Istnieje tylko jedna pochodna funkcji k -tego stopnia,
- 4) Pochodna dowolnej funkcji jest zgodna z wynikiem otrzymanym klasyczną, iteracyjną metodą.

2.3. Definicja Riemanna-Liouvillea

W celu wyprowadzenia wykorzystuje się iteracyjną postać całek Riemanna-Liouvillea, wychodząc z górnej granicy całkowania zgodnie z (2), a następnie rozważyć podwójną całkę wraz ze zamianą granic całkowania (3) [1].

$$f^{(-1)}(x) = \int_0^x f(k) dk \quad (2)$$

$$\begin{aligned} f^{(-2)}(x) &= \int_0^x \int_0^k f(t) dt dk = \int_0^x \int_t^x f(t) dk dt = \\ &= \int_0^x f(t) \int_t^x dk dt = \int_0^x f(k)(x-t) dt \end{aligned} \quad (3)$$

Całkę a -tego stopnia można zapisać jak w (4), zaś pochodną a -tego stopnia jako (5).

$${}_a I^a f(t) = f^{(-a)}(t) = \frac{1}{\Gamma(a)} \int_a^t f(u)(t-u)^{a-1} du \quad (4)$$

$${}_a D^a f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-a)} \left(\frac{d}{dx}\right)^n \int_a^t f(u)(t-u)^{n-a-1} du \quad (5)$$

gdzie: n jest zaś dodatnią liczbą całkowitą, spełniającą nierówność $n-1 < \alpha < n$.

Litera a na początku zapisu oznacza punkt bazowy tj. dolną granicę całkowania. Wyrażenie (4), zwane operatorem całkowym Riemanna-Liouvillea, jest określone jedynie dla $\alpha \geq 0$ oraz $-\infty \leq a < t < \infty$. Wyrażenie (5) jest określone dla każdego α .

2.4. Transformata Laplace'a

W teorii sterowania popularnym podejściem jest analiza systemów regulacji automatycznej na płaszczyźnie S . Płaszczyznę tą można interpretować jako przejście w dziedzinę częstotliwości wraz z uwzględnieniem inercji, tłumienia i tym podobnych zjawisk. Przejścia dokonuje się za pomocą transformacji Laplace'a (6), zaś przejście z powrotem do dziedziny czasu za pomocą transformacji odwrotnej (7), gdzie $i=\sqrt{-1}$, $\gamma \in \mathbb{R}$.

$$F(s)=L[f(t)]=\int_0^{\infty} e^{-st}f(t)dt \quad (6)$$

$$f(t)=L^{-1}[F(s)]=\frac{1}{2\pi i} \lim_{t \rightarrow \infty} \int_{\gamma-it}^{\gamma+it} F(s)e^{st} dt \quad (7)$$

Własności transformaty Laplace'a:

- 1) Liniowość: $L[af(t)+bg(t)]=aF(s)+bG(s)$, $a, b \in \mathbb{R}$,
- 2) Transformata pochodnej: $L[f'(t)]=sF(s)-f(0^+)$, gdzie $f(0^+)$ oznacza warunek początkowy w punkcie $t=0$,
- 3) Transformata całki: $L\left[\int_0^t f(\tau)d\tau\right]=\frac{1}{s}F(s)$,
- 4) Opóźnienie, jako przesunięcie w dziedzinie transformaty:
 $L[f(t-a)]=e^{-as}F(s)$,
- 5) Splot jednostronny: $L[(f*g)(t)]=F(s)G(s)$,
gdzie: $F(s)=L[f(t)]$, $G(s)=L[g(t)]$,

Transformata Laplace'a dla ułamkowego rachunku różniczkowego znajduje się na (8) i (9).

$$I^a f(t)=\frac{1}{\Gamma(a)} \int_0^t (t-y)^{a-1} f(y) dy \quad (8)$$

$$L[D_t^a f(t)]=s^a F(s)-\sum_{k=0}^{n-1} s^{n-a-1} [D^k I^{n-a} f(t)]_{t=0} \quad (9)$$

2.5. Inne definicje

W przypadku obliczeń pochodnych ułamkowych z użyciem komputera, często używa się definicji Grünwalda-Letnikova (10), gdzie h oznacza rozmiar kroku obliczeń. Jest ona równoważna definicji Riemanna-Liouvillea [13].

$$D_t^a f(t)=\lim_{h \rightarrow 0} \frac{1}{h^a} \sum_{k=0}^{\lfloor \frac{t-a}{h} \rfloor} (-1)^k \binom{\alpha}{k} f(t-kh) \quad (10)$$

Aproksymując i przyjmując (11) otrzymujemy (12).

$$D^a f(t) \approx \Delta_h^a f(t) \quad (11)$$

$$\Delta_h^\alpha f(t)|_{t=kh} = h^{-\alpha} \sum_{j=0}^k (-1)^j \binom{\alpha}{j} f(kh-jh) \quad (12)$$

Z (12) można wyróżnić (13) jako osobną zmienną, co pozwala zapisać (12) jako (14), które jest już równaniem, które może zostać użyte w obliczeniach numerycznych [1].

$$w_j^{(\alpha)} = (-1)^j \binom{\alpha}{j} \quad (13)$$

$$\Delta_h^\alpha f(t)|_{t=kh} = h^{-\alpha} \sum_{j=0}^k w_j^{(\alpha)} f(kh-jh) \quad (14)$$

Często można spotkać definicję Caputo (15), lecz nie jest w pełni równoważna omówionym wcześniej definicjom. Jest jednak chętnie stosowana przy funkcjach opisanych w dziedzinie czasu, ze względu na łatwe uwzględnienie warunków początkowych [13].

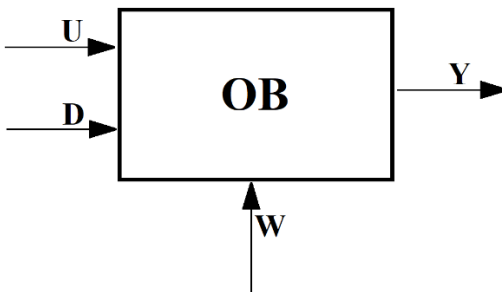
$${}_a^C D_x^\alpha f(x) = \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \int_a^x \frac{1}{(x-t)^{\alpha-n+1}} \frac{d^n f}{dt^n} dt \quad (15)$$

Przy okazji prezentacji innych definicji pochodnej ułamkowej warto zwrócić uwagę na to, że taka pochodna jest zależna od wyboru punktu bazowego a .

3. Model transmitancyjny

Modelowanie prostego systemu sterowania opiera się o model transmitancyjny obiektu. Zapis ogólny transmitancji prezentuje (16).

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{b_m s^{\beta_m} + b_{m-1} s^{\beta_{m-1}} + \dots + b_0 s^{\beta_0}}{a_n s^{\alpha_n} + a_{n-1} s^{\alpha_{n-1}} + \dots + a_0 s^{\alpha_0}} \quad (16)$$



Rys.2. Schemat ogólny obiektu regulacji

Fig.2. Controlled object's structure

Na rysunku 2 przedstawiono ogólny schemat obiektu regulacji z uwzględnieniem analizowanych sygnałów. W automatyce przyjęto traktować obiekty jako czarną skrzynkę na którą oddziałują pewne sygnały. Zachowanie obiektu można opisać za pomocą transmitancji (16), którą można uzyskać na drodze analitycznej lub na drodze eksperymentów np. poprzez badanie sygnału wyjściowego Y , jako odpowiedzi na skok jednostkowy na wejściu U . Pozostałe sygnały na rysunku 2 to D – mierzalne zakłócenie oraz W – niemierzalne zakłócenie. Jednym z podejść identyfikacji transmitancji obiektu dla pochodnych ułamkowych jest zastosowanie definicji Grünwalda-Letnikova, gdzie funkcją celu jest minimalizacja błędu modelu i przebiegu rzeczywistego osiągniętego w trakcie eksperymentu. Ze względu na ograniczenia wynikające np. z określonej częstotliwości próbkowania odpowiedzi obiektu, należy mieć na uwadze zjawisko aliasingu oraz to, że zmiany szybsze (w dziedzinie częstotliwości) powyżej połowy częstotliwości próbkowania nie zostaną uwzględnione. Podczas obliczeń dobrze jest posłużyć się transmitancją w postaci (17), gdzie wydzielone są zera licznika $Z(p,q)$, pierwiastki mianownika $P(p,q)$ oraz opóźnienie $D(p)$ [1].

$$G(s) = \frac{Z(p,q)}{P(p,q)} D(p) \quad (17)$$

Podstawowymi obiektami, które można wyróżnić są:

- inercja pierwszego rzędu (18),

$$G(s) = \frac{k}{T_s + 1} \quad (18)$$

- integrator (19),

$$G(s) = \frac{1}{T_C s} \quad (19)$$

- integrator z inercją (20),

$$G(s) = \frac{k}{T_C s (T_s + 1)} \quad (20)$$

- podwójny integrator (21),

$$G(s) = \frac{k}{s^2} \quad (21)$$

- inercja z opóźnieniem (22),

$$G(s) = \frac{k}{T_s + 1} e^{-\tau s} \quad (22)$$

- podwójna inercja (23),

$$G(s) = \frac{k}{(Ts+1)^2} \quad (23)$$

- podwójna inercja z opóźnieniem (24),

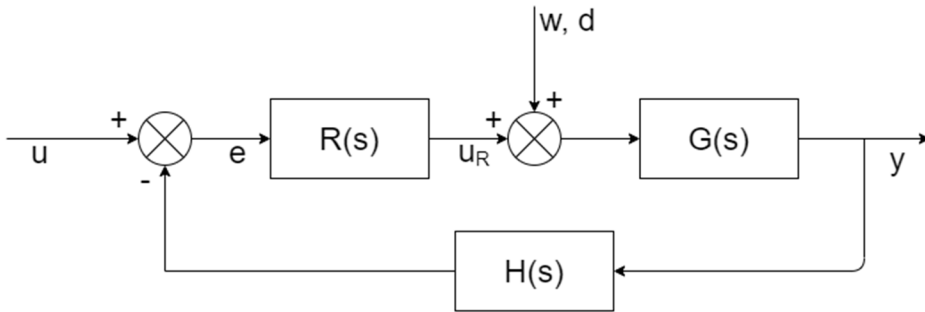
$$G(s) = \frac{k}{(Ts+1)^2} e^{-\tau s} \quad (24)$$

- wielokrotna inercja (25).

$$G(s) = \frac{k}{(Ts+1)^n} \quad (25)$$

4. Regulator typu FOPID

Po wyznaczeniu transmitancji obiektu sterowania można przystąpić do dopasowania regulatora. Jednym z najpopularniejszych regulatorów spotykanych w przemyśle jest regulator typu PID. W przypadku pochodnych ułamkowych FOPID, którego pracę opisują równania (26) i (27). Na rysunku 3 znajduje się ogólny schemat układu regulacji automatycznej [14, 15], który można opisać transmitancją względem sygnału sterującego jako (28), zaś transmitancją względem zakłócenia Z (29), będącego superpozycją zakłócenia w i d jako (30).



Rys. 3. Schemat ogólny układu regulacji automatycznej

Fig. 3. General schematic of control system

$$u_R(t) = K_p e(t) + K_i I^\lambda e(t) + K_d D_t^\mu e(t) \quad (26)$$

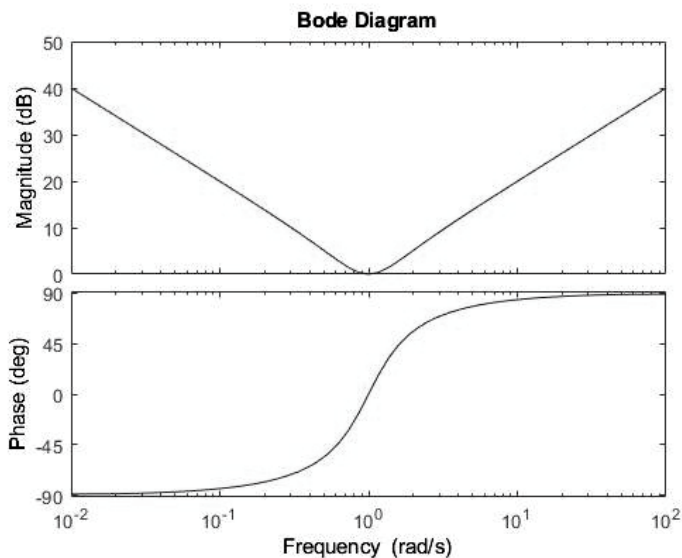
$$R(s) = K_p + \frac{K_i}{s^\lambda} + K_d s^\mu = \frac{K_d s^{(\mu+\lambda)} + K_p s^\lambda + K_i}{s^\lambda} \quad (27)$$

$$G_S(s) = \frac{y}{u} = \frac{R(s)G(s)}{1 + R(s)G(s)H(s)} \quad (28)$$

$$Z = w + d \quad (29)$$

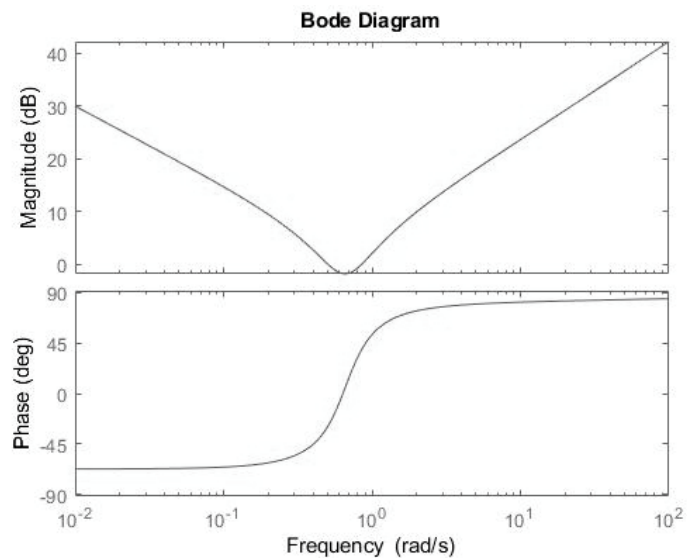
$$G_Z(s) = \frac{y}{z} = \frac{G(s)}{1+R(s)G(s)H(s)} \quad (30)$$

Współczynniki K_p , K_i , K_d określają wzmocnienie dla każdej ze składowej regulatora FOPID tj. odpowiednio części proporcjonalnej, całkującej oraz różniczkowej. Na wejście regulatora podawany jest sygnał błędny e , tj. różnicy pomiędzy sygnałem sterującym oraz sygnałem z wyjścia, z uwzględnieniem oddziaływania obwodu sprzężenia zwrotnego $H(s)$. Sygnały w oraz d (jak poprzednio) odpowiadają za zakłócenia niemierzalne oraz mierzalne. Zastosowanie sprzężenia zwrotnego zapewnia odporność na zakłócenia oraz stabilność w punkcie pracy obiektu. Rysunek 4 przedstawia wykres Bodego dla klasycznego regulatora PID. Rysunek 5 dla regulatora FOPID dla $\lambda=\mu=0.75$, zaś rysunek 6 dla $\lambda=\mu=0.5$. W każdym przypadku wzmocnienia każdego z członów są jednakowe i równe jedności. Jak widać zarówno charakterystyka amplitudowa, jak i fazowa różnią się od siebie dla każdego z przypadków. Wraz ze zmniejszaniem się parametrów λ oraz μ charakterystyki stają się bardziej płaskie. Przesuwa się również punkt zerowy w kierunku częstotliwości mniejszych od 1.



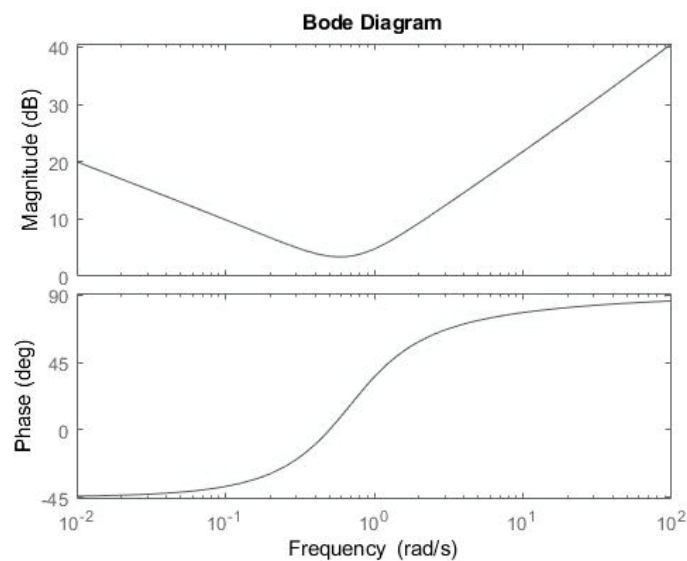
Rys. 4. Wykres Bodego regulatora PID

Fig. 4. Bode plot of PID regulator



Rys. 5. Wykres Bodego regulatora FOPID dla $\lambda=\mu=0.75$

Fig. 5. Bode plot of FOPID regulator for $\lambda=\mu=0.75$



Rys. 6. Wykres Bodego regulatora FOPID dla $\lambda=\mu=0.5$

Fig. 6. Bode plot of FOPID regulator for $\lambda=\mu=0.5$

Ze względu na możliwość różnego opisu obiektu oraz regulatora, można wyróżnić 4 sytuacje: model obiektu oraz model regulatora z pochodnymi całkowitego rzędu; model obiektu z pochodnymi całkowitego rzędu, zaś regulator z pochodnymi ułamkowymi; model obiektu z pochodnymi ułamkowymi, zaś regulator z pochodnymi całkowitoliczbowego rzędu; model obiektu i regulatora opisany pochodnymi ułamkowymi. Z praktycznego punktu widzenia, częściej dokonuje się transferu modelu regulatora do pochodnych ułamkowych niżeli modelu obiektu [1].

5. Metoda F-MIGO

Bazując na metodzie Ziglera-Nicholsa, która pozwala na nastrojenie regulatorów PID, na przestrzeni ostatnich lat zaczęto pracę nad metodą F-MIGO (Fractional M_s constrained Integral Gain Optimization), gdzie starano się optymalizować wzmocnienie części całkującej. Metoda ta jednak jest skierowana do regulatorów typu PI^λ . Głównymi motywacjami do badań były dwie wady metody Ziglera-Nicholsa: bardzo mała ilość informacji o procesie brana pod uwagę przy doborze parametrów regulatora; dobrane parametry nie zawsze zapewniają wystarczającą w przemyśle niezawodności i odporności na zakłócenia. Ważnym założeniem przy tej metodzie jest to, że dana jest transmitancja obiektu $G(s)$, co pozwala zdefiniować dwie pomocnicze funkcje (31).

$$S(s) = \frac{1}{1+R(s)G(s)}, \quad T(s) = \frac{R(s)G(s)}{1+R(s)G(s)} \quad (31)$$

Łatwo zauważyć, że $S(s) + T(s) = 1$. Funkcja $S(s)$ jest nazywana funkcją czułości układu, zaś $T(s)$ funkcją tłumienia dla zakłóceń. Wartości szczytowe dla obu funkcji określa się za pomocą parametrów M_S oraz M_P (32).

$$M_S = \max_{0 < \omega < \infty} |S(j\omega)|, \quad M_P = \max_{0 < \omega < \infty} |T(j\omega)| \quad (32)$$

Zauważono, że parametr M_S jest dobrym wyborem do optymalizacji, ponieważ zmiany tego parametru znacząco wpływają na odpowiedź impulsową układu. Jednocześnie powinna być utrzymywana małą wartością parametru M_P . Problem zaś można sprecyzować następująco: „Maksymalizacja wzmocnienia członu całkującego tak, by uzyskać stabilność dla zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego oraz wykres Nyquista leży poza okręgiem o środku $s=-C$ (33) oraz promieniu R (34)”.

$$C = \frac{M_S - M_S M_P - 2M_S M_P^2 + M_P^2 - 1}{2M_S(M_S^2 - 1)} \quad (33)$$

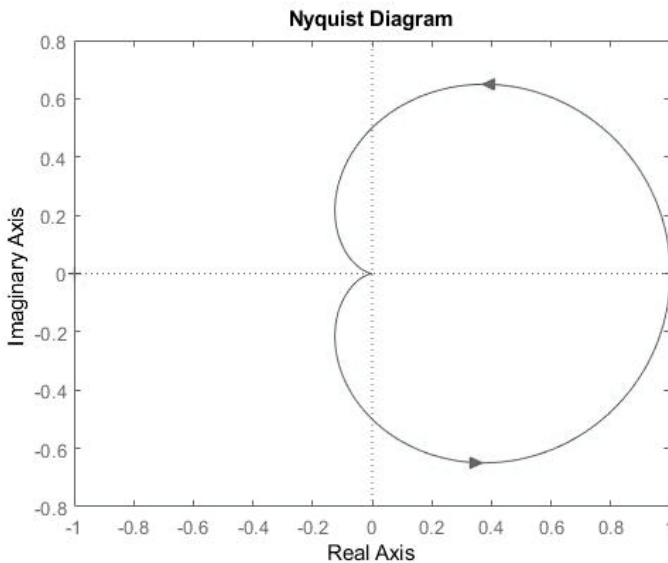
$$R = \frac{M_S + M_P - 1}{2M_S(M_S^2 - 1)} \quad (34)$$

Problem ten można sprecyzować jako równania (35) i (36) [1].

$$f(K_p, K_I, \omega, \alpha) = |1 + C(j\omega)G(j\omega)|^2 \quad (35)$$

$$f(K_p, K_I, \omega, \alpha) \geq R^2 \quad (36)$$

Problemem optymalizacyjnym jest zatem znalezienie możliwie największej wartości K_I przy spełnieniu warunku (36). Na wykresie Rys. 7 znajduje się przykładowy wykres Nyquista dla $G(s) = \frac{1}{s^2 - 2s + 1}$. Wykresy Nyquista tworzy się również w celu badania stabilności systemu zamkniętego sprzężeniem zwrotnym. Układ otwarty jest stabilny, gdy wszystkie bieguny transmitancji $G(s)$ leżą na lewej półpłaszczyźnie zmiennej zespolonej s . Układ zamknięty jest stabilny, gdy jego charakterystyka nie obejmuje punktu $(-1, j0)$ – punkt ten określa granicę stabilności systemu. Kryterium stabilności Nyquista pozwala na łatwe określenie zapasu stabilności badanego układu. Zapas stabilności określa się jako zapas modułu (określa krotność wzmocnienia, przy stałym sterowaniu do osiągnięcia granicy stabilności układu zamkniętego) oraz zapas fazy (określa wartość zmiany sterowania przy stałym wzmocnieniu, która doprowadziłaby na granicę stabilności) [15].



Rys. 7. Przykładowy wykres Nyquista dla $G(s) = \frac{1}{s^2 - 2s + 1}$

Fig. 7. Example of Nyquist plot, where $G(s) = \frac{1}{s^2 - 2s + 1}$

6. Zestaw narzędzi CRONE

Bazując na dokonaniach w badaniach Oustaloupa nad zastosowaniem pochodnych ułamkowych w sterowaniu została zaprezentowany zestaw narzędzi CRONE wraz z możliwością stworzenia regulatorów [1, 5]. Istnieją trzy generacje tego typu regulatorów, które cechuje:

- metodologia oparta o opis parametrów w dziedzinie częstotliwości przy użyciu pochodnych ułamkowych,
- zarówno ciągły jak i dyskretny opis systemów SISO oraz MIMO,
- jednostkowe sprzężenie zwrotne,
- brak przeestymowania parametrów – lepsze dopasowanie do obiektu.

Pierwsza generacja regulatorów CRONE jest odpowiednia dla zakłóceń o charakterze proporcjonalnym oraz przy stałej fazie wokół ustalonych parametrów sterowania. Transmitancję opisuje równanie (37).

$$R(s) = R_0 s^\alpha; \quad \alpha, R_0 \in \mathbb{R} \quad (37)$$

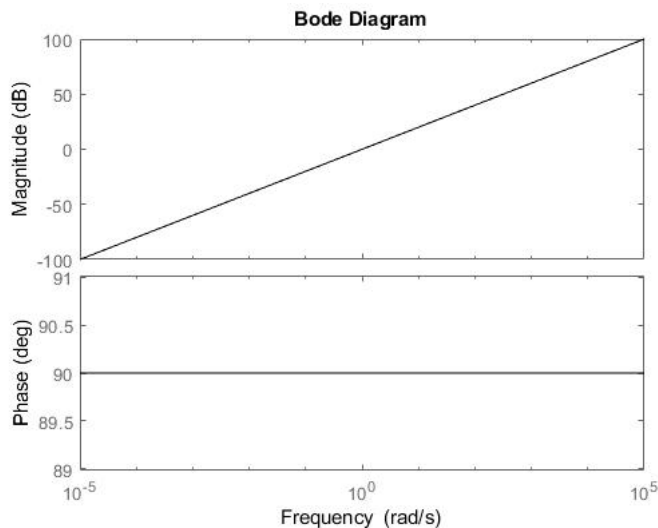
Przy stosowaniu tej generacji dobrze jest, by obiekt miał już stałą fazę (w rozumieniu charakterystyk Bodego), przynajmniej w zakresie punktu pracy, określonego dla asymptotycznej odpowiedzi obiektu. W takim przypadku, dzięki pętli sprzężenia zwrotnego, układ będzie odporny na wahania wzmocnienia, nawet w przypadku stosunkowo niewielkiej zmiany punktu pracy. W rzeczywistych warunkach trudno jest dobrać wzmocnienie w otwartej pętli by spełnić wspomniany warunek, wtedy regulator CRONE pierwszej generacji nie jest w stanie zapewnić niezawodności działania. Charakterystyki Bodego dla pierwszej generacji regulatora CRONE znajdują się na rys. 8.

Drugą generację regulatorów CRONE opisuje równanie (38) (transmitancja systemu z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego).

$$F(s) = R(s)G(s) = \left(\frac{\omega_{cg}}{s}\right)^\alpha; \quad \alpha \in \mathbb{R}, \alpha \in [1, 2] \quad (38)$$

Chciana charakterystykę otwartej pętli powinno cechować:

- zapas fazy: $\varphi_m = (2 - \alpha)\pi/2$,
- zapas wzmocnienia: $M_g = \sin\left(\frac{\alpha\pi}{2}\right)$,
- zapas wzmocnienia dla rezonansu: $M_r = \frac{1}{\sin\left(\frac{\alpha\pi}{2}\right)}$,
- współczynnik tłumienia, zależny od pierwiastków mianownika: $\zeta = -\cos\left(\frac{\pi}{\alpha}\right)$.



Rys. 8. Wykres Bodego pierwszej generacji regulatora CRONE
 Fig. 8. Bode plot of first generation of CRONE regulator

Jedną z metod doboru parametrów regulatora jest posłużeniem się aproksymacją Oustaloupa zgodnie z równaniem (39), wtedy transmitancja regulatora $R(s)$ może być obliczona z (40).

$$F_R(s) = k' \left(\frac{\omega_b}{s} + 1 \right)^{n_b} \left(\frac{\omega_h + s}{\omega_b + s} \right)^n \frac{1}{(s + \omega_h)^{n_F}} \quad (39)$$

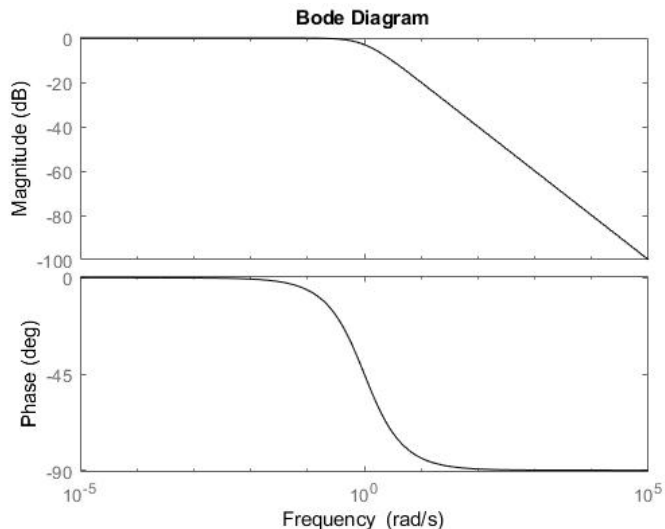
gdzie:

$$\omega_b, \omega_h, k' \in \mathbb{R}^+; \quad n_b, n_F \in \mathbb{N}^+$$

$$R(s) = \frac{F_R(s)}{G(s)} \quad (40)$$

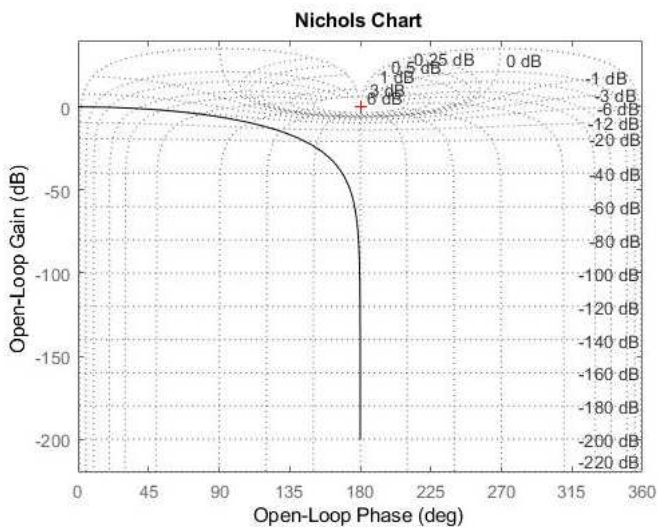
Regulatory drugiej generacji dobrze jest stosować tam, gdzie faza odpowiedzi obiektu waha się w pewnym otoczeniu punktu pracy. Na rys. 9 można zobaczyć charakterystyki Bodego dla systemu z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego oraz drugiej generacji regulatorem CRONE.

Trzecia generacja regulatorów CRONE jest próbą odpowiedzi na potrzeby regulacji w przypadku wahań wzmocnienia i fazy lub błędu w określeniu pierwiastków i zer transmitancji. Jest to przypadek najbardziej odpowiadający rzeczywistości. Działanie opiera się o zapewnienie nieprzekroczenia wartości wzmocnienia w zamkniętej pętli tak by pozostać w obszarze wykresów Nicholasa zapewniających stabilną pracę i odpowiednio wysokie tłumienie zakłóceń tj. jak



Rys. 9. Wykres Bodego systemu z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego z drugiej generacji regulatorem CRONE

Fig. 9. Bode plot of a system with second generation of CRONE regulator and closed feedback loop



Rys. 10. Charakterystyka Nicholisa dla przykładowej transmitancji:

$$G(s) = \frac{1}{s^2 - 2s + 1}$$

Fig. 10. Nichols chart for example of transfer function: $G(s) = \frac{1}{s^2 - 2s + 1}$

najdalej od punktu $(0\text{dB}, (2k+1)\pi \text{ rad})$, gdzie $k \in \mathbb{Z}$. Na podstawie wykresów Nicholasa dobiera się parametry zastępczej transmitancji $F(s)$. Same wykresy Nicholasa są analogiczne do charakterystyk Bodego z tą różnicą, że na jednej osi jest faza sygnału, zaś na drugiej wzmocnienie. Na rys. 10 znajduje się siatka izol linii wykresu Nicholasa z przykładową charakterystyką dla $G(s) = \frac{1}{s^2 - 2s + 1}$ [1, 5].

7. FOMCON

FOMCON jest zestawem narzędzi dla Matlaba wspomagającym pracę z pochodnymi ułamkowymi. Dzięki otwartemu dostępowi do kodu źródłowego jest możliwe korzystanie z niego również na innych platformach obliczeniowych np. Scilab. Został opracowany na bazie FOTF (Fractional-Order Transfer Function). Obliczenia przeprowadzane są w oparciu o transmitancję w postaci (41).

$$G(s) = \frac{b_m s^{\beta_m} + b_{m-1} s^{\beta_{m-1}} + \dots + b_0 s^{\beta_0}}{a_n s^{\alpha_n} + a_{n-1} s^{\alpha_{n-1}} + \dots + a_0 s^{\alpha_0}} \quad (41)$$

Głównymi funkcjonalnościami jest identyfikacja w dziedzinie czasu i częstotliwości (moduł identyfikacyjny) oraz wspomaganie projektowania układów sterowania (moduł sterowania). W ramach modułu sterowania dostępne są narzędzia wspomagające projektowanie regulatora FOPID, określanie granic sterowania, korekcja nastaw regulatora w trakcie jego działania, odporność na wahania parametrów. Implementacja może odbywać się w przypadku analizy ciągłej jak i dyskretnej. FOMCON umożliwia dodanie algorytmów filtrów analogowych.

8. Wnioski

Zastosowanie pochodnych ułamkowych jest bardziej odpowiednie dla uzyskania możliwie optymalnego sterowania dla niektórych procesów fizycznych. Wiąże się jednak z bardziej złożonymi obliczeniami oraz większą potrzebną wiedzą na temat obiektu sterowania. W praktyce wybór metody sterowania zależy mocno od ilości dostępnych danych przez co prostsze metody sterowania są chętniej stosowane. Rozbudowa tradycyjnego regulatora PID do FOPID jest możliwa przy niewielkim rozszerzeniu stosowanych metod strojenia. Powstawanie narzędzi takich jak biblioteka CRONE, czy FOMCON dla Matlaba ułatwiają proces identyfikacji i doboru parametrów systemu, przez co jest duża szansa na chętniejsze stosowanie regulatorów opartych o pochodne ułamkowe w przemyśle.

Literatura

- [1] Monje A.C., Chen Y., Vinagre M.B., Xue D., Feliu Vincente., Fractional-order Systems and Controls, Springer, London 2010.
- [2] Tepljakov A., Fractional-order Modeling and Control of Dynamic Systems, Springer, London, 2017.

- [3] Milici C., Draganescu G., Machado T. J., Introduction to Fractional Differential Equations, Springer 2019.
- [4] Podlubny I., Fractional-order Systems and Fractional-order Controllers, OLYMPIA s.r.o., Koszyce 1994.
- [5] Malti R., Victor S., CRONE Toolbox for system identification using fractional differentiation models, Symposium on System Identification, Beijing, 2015.
- [6] Tan N., Yuce A., Deniz N.F., Teaching fractional order control systems using interactive tools, The Eurasia Proceedings of Educational & Social Sciences, 2016.
- [7] Chen Y., Petras I., Xue D., Fractional Order Control – A Tutorial, American Control Conference, St.Louis, 2009.
- [8] Dulau M., Gligor A., Dulau T.M., Fractional Order Controllers versus Integer Order Controllers, 10th International Conference Interdisciplinarity in Engineering INTER-ENG, 2016.
- [9] Tepljakov A., Fractional-order Calculus based Identification and Control of Linear Dynamic System, Tallinn 2011.
- [10] Oustaloup A., Mathieu B., Identification of non integer order system in the time-domain, IEEE-CESA '96 SMC IMACS Multiconference, 1996.
- [11] Trigeassou J., Poinot T., Oustaloup A., Levron F., Modelink and identification of a non integer order system, ECC, Karlsruhe, Germany, 1999.
- [12] Malti R., Victor S., Oustaloup A., Advances in system identification using fractional models, Journal of Computational and Nonlinear Dynamics, 2008.
- [13] Sikora R., Pawłowski S., O pewnych aspektach stosowania pochodnych ułamkowych w elektrodynamice, Przegląd elektrotechniczny R.94 nr 1.2018.
- [14] Kaczorek T., Dzieliński A., Dąbrowski W., Łapatka., Podstawy teorii sterowania, WNT, Warszawa, 2013.
- [15] Amborski K., Marusak A., Teoria sterowania w ćwiczeniach, PWN, Warszawa, 1978.
- [16] Wysocki M., Sterowanie Wielowymiarowe, Oficyna wydawnicza PRz, Rzeszów 2004.

CONTROL SYSTEM MODELING WITH USING FRACTIONAL DERIVATIVES

Summary

In the paper is presented review of some approaches correlated with subject of using fractional derivatives in control system theory. Popular algorithms used in the industry are presented, along with relating designing methodology. Using of fractional derivatives calculations is relatively new concept, but constantly getting increasing interest. Deliberation in recent years indicate that many scientific problems like thermodynamic or biology problems can be well considered and modeled by fractional order derivatives. On the market there is available tools that support a processes of identification and regulators designing, based on experimental data. One of such tools are toolbox

CRONE for MATLAB, which contains three modules: mathematical, identifying, system control designing. That toolbox allows implementation of CRONE regulators with different level of complexity. Other tool is FOMCON, which also is a toolbox for MATLAB and it is based on already existed toolbox FOTF. FOMCON allows to identifying of control system and $PI^{\lambda}D^{\mu}$ regulator designing. This article is aiming to present current state of art, discussion about existing tools and concepts correlated with fractional order derivatives and their usage in control system theory, like: gamma function, definition of fractional derivative, Laplace transform and basics of control system theory.

Keywords: PID, CRONE, MATLAB, FOMCON, FOTF, Ninteger, Control system theory, Identifying

DOI: 10.7862/re.2020.3

Przesłano do redakcji: marzec 2020 r.

Przyjęto do druku: luty 2021 r.

Marzena ŁAGODA¹

WIELOKRYTERIALNA OPTYMALIZACJA ZUŻYCIA ENERGII W DOMU JEDNORODZINNYM Z MODYFIKACJĄ PREFERENCJI ENTROPIĄ

W artykule omówiono przykłady rozwiązań pozwalających obniżyć zużycie energii w domu jednorodzinnym. Wybrano 7 wariantów pozwalających zoptymalizować pobór energii oraz 6 kryteriów, które opisują wyznaczone rozwiązania. Dokonano wyboru wartości ważności przyjętych kryteriów oraz subiektywnie ustalono dla nich cztery warianty preferencji. Następnie zgromadzono dane w tabeli i znormalizowano je, aby móc wykorzystać metodę sumy ważonej, pozwalającą na wyznaczenie najlepszego rozwiązania. W kolejnym kroku użyto metody entropii i wykorzystano przyjęte wcześniej subiektywnie preferencje do wyznaczenia sposobu pozwalającego na zoptymalizowanie energii elektrycznej w domu jednorodzinnym.

Słowa kluczowe: optymalizacja, zużycie energii, entropia, preferencje

1. Wstęp

Obecnie produkuje się coraz więcej urządzeń elektrycznych, które są nabywane przez społeczeństwo, aby ułatwić codzienne czynności, a także iść z duchem czasu i podążać za nowinkami technologicznymi. Jednakże niewiele jest osób, które interesują się zużyciem energii przez te urządzenia. Ograniczenie zużycia energii niesie za sobą nie tylko redukcję jej wytwarzania, ale pozwoli również zmniejszyć ilość szkodliwych substancji w powietrzu i żużla, który jest pozostałością w procesie spalania węgla. W niniejszej pracy podjęto się próby wyznaczenia najkorzystniejszego rozwiązania, pozwalającego obniżyć zużycie energii w domu jednorodzinnym. Artykuł pozwoli przybliżyć temat związany z redukcją poboru energii elektrycznej przez gospodarstwa domowe, umożliwi

¹ Autor do korespondencji: Marzena Łagoda, Politechnika Rzeszowska, Wydział Elektrotechniki i Informatyki, email: marzena546@gmail.com

przeanalizowanie możliwych rozwiązań, które zostały poparte przez odpowiednie pomiary i obliczenia przeprowadzone w przykładowym domu jednorodzinnym. [1]

2. Wybrane metody i przyjęte założenia

Chcąc zmniejszyć ilość zużywanej energii elektrycznej w domu jednorodzinnym należy przyglądać się posiadanemu oświetleniu i pomyśleć o jego wymianie na żarówki elektrooszczędne, które będą pobierać mniej energii. Warto również zastąpić urządzenia o niskiej klasie energetycznej na wyższą, istotne jest również, aby zrezygnować z używania trybu stand-by. Te wszystkie czynności pozwolą obniżyć zużycie energii co przyczyni się do zmniejszenia kwoty należnej do zapłaty za prąd. Rozpatrując postawiony problem, wybrano 7 rozwiązań, które pozwolą uzyskać zakładany cel. Wybrane warianty rozwiązań:

1. Wymiana oświetlenia.
2. Wymiana urządzeń o niskiej klasie energetycznej na urządzenia o wyższej klasie.
3. Zrezygnowanie z używania trybu stand-by.
4. Wymiana oświetlenia i posiadanych urządzeń o niskiej klasie.
5. Wymiana oświetlenia i zaprzestanie używania trybu stand-by.
6. Wymiana posiadanych urządzeń o niskiej klasie i zrezygnowanie z używania trybu stand-by.
7. Wymiana oświetlenia, wymiana posiadanych urządzeń o niskiej klasie, zrezygnowanie z używania trybu stand-by.

Wyznaczono również kryteria, wedle których będą opisywane warianty rozwiązań. Kryteria oznaczone jako *i* są następujące:

- *i*₁- ilość zaoszczędzonej energii
- *i*₂- kwota zaoszczędzonych pieniędzy
- *i*₃- ilość ekwiwalentna zredukowanego dwutlenku węgla
- *i*₄- utylizacja
- *i*₅- komfort
- *i*₆- kwota zainwestowanych pieniędzy.

Kryteria 1,2,3 oraz 6 zostaną opisane przez wartości otrzymane dzięki wynikom obliczeń, sporządzonych na podstawie zgromadzonych danych z przeprowadzonych badań. Natomiast kryterium 4 zostanie opisane w skali od 0 do 3, gdzie wartość 0 oznacza, że dane rozwiązanie nie niesie za sobą konieczności utylizacji, 1- rozwiązanie pod względem utylizacji jest dobre, wartość 2 – rozwiązanie pod względem utylizacji jest przeciętne, wartość 3 – rozwiązanie pod względem utylizacji jest bardzo dobre. Kryterium 5 zostanie opisane w skali od 0 do 5. Przyjęto, że wartość 0 oznacza, że dane rozwiązanie nie przyczynia do poprawienia komfortu użytkownika, 1 – rozwiązanie pod względem komfortu jest mało atrakcyjne, 2 – rozwiązanie pod względem komfortu jest przeciętne,

wartość 3 – rozwiązanie pod względem komfortu jest dobre, wartość 4 – rozwiązanie pod względem komfortu jest dobre i w znaczny sposób poprawia komfort użytkowania, wartość 5 – rozwiązanie pod względem komfortu jest bardzo dobre. Następnie wybrano wartości ważności dla wcześniej wyselekcjonowanych kryteriów, które zebrano w tabeli 2.1.

Tabela 2.1. Wartości ważności kryteriów

Table 2.1. Criteria validity values

i	1	2	3	4	5	6
k_i [%]	25	10	25	10	15	15

Na potrzeby pracy wybrano również 4 zestawy preferencji, które zostały zastosowane w obliczeniach potrzebnych do wykonania używając metody entropii.

Tabela 2.2. Zestaw preferencji numer 1

Table 2.2. Preferences set number 1

j	1	2	3	4	5	6
ω_j [%]	5	40	15	12	18	10

Tabela 2.3. Zestaw preferencji numer 2

Table 2.3. Preferences set number 2

j	1	2	3	4	5	6
ω_j [%]	25	7	11	22	20	15

Tabela 2.4. Zestaw preferencji numer 3

Table 2.4. Preferences set number 3

j	1	2	3	4	5	6
ω_j [%]	25	14	5	26	10	20

Tabela 2.5. Zestaw preferencji numer 4

Table 2.5. Preferences set number 4

j	1	2	3	4	5	6
ω_j [%]	5	21	17	7	42	8

3. Przeprowadzone badania i obliczenia

Na potrzeby pracy poddano analizie przykładowy dom jednorodzinny, zbadano używane oświetlenie pod kątem mocy i oszacowano czas pracy dla każdego odbiornika. Wyniki zebrano w tabeli 3.1.

Tabela 3.1. Rozmieszczenie żarówek w rozpatrywanym domu jednorodzinnym z podaną ich mocą, szacowanym rocznym czasem pracy i zużyciem energii elektrycznej

Table 3.1. Arrangement of light bulbs in the considered single-family house with their power, estimated annual working time and electricity consumption

	Pomieszczenie	Odbiornik en. el.	Moc Urządzenia/ [W]	Roczny czas pracy [h]	Roczne zużycie en. el. [kWh]
Piwnice	Kotłownia	Żarówka	40	55	2,2
	Korytarz	Żarówka	25	30,42	0,76
		Żarówka	40	12,17	0,49
	Pomieszczenie 1	Żarówka	40	12,17	0,49
	Pomieszczenie 2	Żarówka	60	6	0,36
Parter	Kuchnia	Żarówka LED	8	1825	14,6
		Żarówka LED x2	3	547,5	3,3
	Łazienka	Żarówka	25	30,42	0,76
		Żarówka	40	1095	43,8
		Żarówka LED	4	365	1,5
Wiatrołap	Żarówka	60	6	0,36	
	Żarówka	40	6	0,24	
	Pokój 1	Żarówka x3	40	10	0,4
	Korytarz	Żarówka	40	60,83	2,43
Piętro	Pokój 1	Żarówka x3	40	60,83	7,3
		Żarówka LED	3	730	2,2
	Pokój 2	Żarówka x2	40	182,5	14,6
		Żarówka	25	182,5	4,6
Pokój 3	Żarówka x 5	40	30,42	6,08	
	Korytarz	Żarówka	40	60,83	2,43
Poddasze	Pokój 1	Żarówka	25	12,17	0,3
		Żarówka	40	6	0,24
	Pokój 2	Żarówka	25	730	18,25
		Żarówka	40	730	29,2
	Żarówka LED	8	1460	11,7	
	Korytarz	Żarówka	40	23,2	0,93
SUMA (roczne zużycie energii E_{nl})					169,52

Następnie założono, że po modernizacji oświetlenia, jego rozmieszczenie w domu będzie wyglądało w sposób przedstawiony w tabeli 3.2.

Tabela 3.2. Rozmieszczenie żarówek LED po modernizacji

Table 3.2. Arrangement of LED bulbs after modernization

	Pomieszczenie	Odbiornik en. el.	Moc Urządzenia/ [W]	Roczny czas pracy [h]	Roczne zużycie en. el. [kWh]
Piwnice	Kotłownia	Żarówka LED	5,5	55	0,30
	Korytarz	Żarówka LED	2,2	30,42	0,07
		Żarówka LED	5,5	12,17	0,07
	Pom1	Żarówka LED	5,5	12,17	0,07
	Pom2	Żarówka LED	9	6	0,05
Parter	Kuchnia	Żarówka LED	8	1825	14,6
		Żarówka LED x2	3	547,5	3,3
	Łazienka	Żarówka LED	2,2	30,42	0,07
		Żarówka LED	5,5	1095	6,02
		Żarówka LED	4	365	1,5
	Wiatrołap	Żarówka LED	9	6	0,05
Żarówka LED		5,5	6	0,03	
Pokój1	Żarówka LED x3	5,5	10	0,17	
Korytarz	Żarówka LED	5,5	60,83	0,3	
Piętro	Pokój 1	Żarówka LED x3	5,5 3	60,83 730	1,03 2,2
		Żarówka LED			
	Pokój 2	Żarówka LED x2	5,5 2,2	182,5 182,5	2 0,40
		Żarówka LED			
Pokój 3	Żarówka LED x 5	5,5	30,42	0,84	
Korytarz	Żarówka LED	5,5	60,83	0,33	

Poddasze	Pokój 1	Żarówka LED	2,2	12,17	0,03	
		Żarówka LED	5,5	6	0,03	
	Pokój 2	Żarówka LED	2,2	730	1,6	
		Żarówka LED	5,5	730	4,02	
		Żarówka LED	8	1460	11,7	
	Korytarz	Żarówka LED	5,5	23,2	0,13	
	SUMA (roczne zużycie energii E_{n2})					50,88

Podejmując decyzje o wymianie oświetlenia należy zakupić 21 żarówek LED, w tym 2 o mocy 9W w cenie 6,99zł każda, 14 żarówek o mocy 5,5W po 14,99 zł za sztukę oraz 5 żarówek o mocy 2,2 W w cenie 8,99 zł każda [3,4,5].

Przyglądnięto się również urządzeniom o niskiej klasie energetycznej, które wchodzi w wyposażenie domu. Zmierzone, ile energii pobierają w ciągu jednego dnia swojej pracy, a wyniki zebrano w tabeli 3.3.

Tabela 3.3. Przykładowe odbiorniki energii elektrycznej w domu jednorodzinnym, czas pracy w ciągu dnia oraz zużycie przez nie energii

Tabel 3.3. Examples of electricity receivers in a single-family house, daytime work time and energy consumption

Odbiornik energii elektrycznej	Czas pomiaru [h]	Zużycie energii dziennie [kWh]	Zużycie energii w ciągu roku [kWh]
Lodówka	24	0,793	289,45
Zamrażarka	24	0,829	302,5
Telewizor	4	0,193	70,45

Następnie wybrano urządzenia elektrooszczędne, które mogłyby zastąpić obecne i przyczynić się do zoptymalizowania poboru energii elektrycznej, przykłady takich odbiorników zaprezentowano w tabeli 3.4.

Tabela 3.4. Przykładowe energooszczędne odbiorniki energii elektrycznej

Tabel 3.4. Examples of energy-saving electricity receivers

Odbiornik energii elektrycznej	Koszt zakupu [zł]	Zużycie energii w ciągu roku [kWh]
Lodówka Liebherr CPel 4813 Comfort	1949,99	153
Zamrażarka Liebherr GP 1486 Premium	1939	101
Telewizor Philips LED 50PFS5823	1599,99	57

Założono również, że w przykładowym domu jednorodzinnym pozostawia się codziennie w trybie czuwania takie przedmioty jak: telewizor, wideo, DVD, router, komputer stacjonarny, drukarka, głośniki. Wszystkie te urządzenia pobierają w tym trybie energię, zostało to przedstawione w tabeli 3.5.

Tabela 3.5. Urządzenia pozostawione w trybie stand-by i ilość energii przez nie pobierana

Tabel 3.5. Equipment left in stand-by mode and the amount of energy it consumes

Odbiornik energii elektrycznej	Czas czuwania dziennie [h]	Zużycie energii dziennie [kWh]
Telewizor	7	0,035
Wideo	7	0,245
DVD	7	0,105
Router	12	0,096
Komputer stacjonarny	5	0,1
Drukarka	5	0,125
Głośniki	7	0,07

Mając na celu rozwiązanie problemu, jakim jest pobór energii przez urządzenia pozostawione w trybie stand-by, należy zakupić listwę zasilającą, do której zostaną podłączone grupy urządzeń. Przyjmując, że przedstawione sprzęty zostaną podzielone na dwie grupy, należy zakupić 2 listwy zasilające warte 31,24 zł [6].

Na podstawie zgromadzonych danych można wyznaczyć koszt energii elektrycznej przed i po modernizacji oświetlenia za pomocą wzoru (1), gdzie należy pomnożyć roczne zużycie energii E_n przez koszt jednej kWh.

$$C = E_n * 0,55 \text{ zł} \quad (1)$$

Następnie można wyliczyć ilość zaoszczędzonej energii, posługując się zależnością (2), a więc odejmując od rocznego zużycia energii przed modernizacją E_{n1} , ilość zużytej energii po modernizacji E_{n2} :

$$\Delta E_n = E_{n1} - E_{n2} \quad (2)$$

Kwotę zaoszczędzonych pieniędzy wyznacza się za pomocą wyrażenia (3), gdzie odejmuje się od kosztu energii przed modernizacją C_1 , koszt po modernizacji C_2 :

$$\Delta C = C_1 - C_2 \quad (3)$$

Jednym z wybranych kryteriów jest ilość ekwiwalentna zredukowanego dwutlenku węgla, chcąc wyznaczyć tą wartość, należy przyjąć, że wartość emitowanego CO₂ w czasie produkcji energii elektrycznej wynosi 812 kg/MWh oraz trzeba skorzystać z zależności (4) [2].

$$S = \Delta E_n * 812 \text{ kg/MWh} \quad (4)$$

W celu poznania kosztu zakupu wszystkich urządzeń należy zsumować cenę każdego z nich p_i , co opisuje wzór (5).

$$\Delta W_z = \sum p_i \quad (5)$$

Wykorzystując zgromadzone dane i wykonując odpowiednie obliczenia, opisano warianty rozwiązań według przyjętych kryteriów, wyniki zebrano w tabeli 3.6. Kryteria, które uznane za zysk oznaczono jako „A”, natomiast koszty jako „R”.

Tabela 3.6. Zestawienie wariantów opisanych przez kryteria

Table 3.6. Summary of variants described by criteria

Warianty	Kryteria					
	1 [kWh]	2 [zł]	3 [kg]	4 [-]	5 [-]	6 [zł]
1	118,64	65,26	96,34	2	2	268,79
2	351,4	193,38	285,34	1	1	5488,98
3	283,24	155,78	229,99	0	2	31,24
4	470,04	254,79	381,68	3	3	5757,77
5	401,88	258,64	326,33	2	4	300,03
6	634,64	349,16	515,33	1	3	5520,22
7	753,28	414,42	611,67	3	5	5789,01
	A	A	A	A	R	R

Następnie przekształcono wszystkie wartości do zysków, wykonano to posługując się wzorem (6).

$$A_{ii} = \frac{1}{R_{ii}} \quad (6)$$

Tabela 3.7. Zestawienie wariantów, dla których wszystkie kryteria są typu „zysk”

Table 3.7. Summary of variants for which all criteria are of the "profit" type

Warianty	Kryteria					
	1 [kWh]	2 [zł]	3 [kg]	4 [-]	5 [-]	6 [zł]
1	118,64	65,26	96,34	2	0,50	0,0037
2	351,4	193,38	285,34	1	1,00	0,0002
3	283,24	155,78	229,99	0	0,50	0,0320
4	470,04	254,79	381,68	3	0,33	0,0002
5	401,88	258,64	326,33	2	0,25	0,0033
6	634,64	349,16	515,33	1	0,33	0,0002
7	753,28	414,42	611,67	3	0,20	0,0002

W kolejnym kroku dokonano normalizacji danych, przy pomocy zależności (7). Wyniki zebrano w tabeli 3.8.

$$Y_{ij} = \frac{A_{ij}}{\sum A_{ij}} \quad (7)$$

Tabela 3.8. Wyniki normalizacji

Table 3.8. Normalization results

Warianty	Kryteria					
	1 [kWh]	2 [zł]	3 [kg]	4 [-]	5 [-]	6 [zł]
1	0,04	0,04	0,04	0,17	0,03	0,09
2	0,12	0,11	0,12	0,08	0,05	0,01
3	0,09	0,09	0,09	0,00	0,03	0,81
4	0,16	0,15	0,16	0,25	0,02	0,01
5	0,13	0,15	0,13	0,17	0,01	0,08
6	0,21	0,21	0,21	0,08	0,02	0,01
7	0,25	0,25	0,25	0,25	0,01	0,01

Wykorzystując metodę sumy ważonej, wykonano następujące obliczenia:

$$F_i = 25\%i_1 + 10\%i_2 + 25\%i_3 + 10\%i_4 + 15\%i_5 + 15\%i_6$$

Tabela 3.9. Wyniki otrzymane dzięki metodzie sumy ważonej

Tabel 3.9. Results obtained thanks to the weighted sum method

F _i	Warianty						
	1	2	3	4	5	6	7
	0,08	0,13	0,2	0,14	0,12	0,15	0,19

W kolejnym etapie obliczeń posłużono się metodą entropii, zwaną również metodą entropii Shannona. Jest ona wielokryterialnym sposobem służącym do oceny rozwiązań, która umożliwiła wybranie najkorzystniejszego rozwiązania. Sposób ten wykorzystuje wagi przyjętych kryteriów, jeśli wszystkie są tak samo ważne lub wyznacza się je z uwzględnieniem preferencji. Na początku korzystania z tej metody obliczono entropię E_j oraz poziom jej zmienności Z_j . Entropię określa się za pomocą wzoru (8):

$$E_j = -\frac{1}{\ln n} * \sum_{i=1}^n A_{ij} \ln A_{ij} \quad (8)$$

gdzie: n - liczba wariantów.

Tabela 3.10. Wyniki obliczeń entropii

Tabel 3.10. Results of entropy calculations

E ₁	E ₂	E ₃	E ₄	E ₅	E ₆
0,94	0,94	0,94	0,88	0,93	0,4

Poziom zmienności został wyznaczony przy pomocy zależności (9):

$$Z_i = 1 - E_j \quad (9)$$

Otrzymane wartości zapisano w tabeli 3.10.

Tabela 3.11. Wyniki poziomu zmienności

Tabel 3.11. Results of variation level

Z ₁	Z ₂	Z ₃	Z ₄	Z ₅	Z ₆
0,06	0,06	0,06	0,12	0,07	0,6

Następnie określono stopień ważności w_i poszczególnych kryteriów, zostało to wykonane przy użyciu wzoru (10):

$$w_i = \frac{Z_i}{\sum_{i=1}^n Z_i} \quad (10)$$

Wyniki stopni ważności przedstawiono w tabeli 3.11.

Tabela 3.12. Wyniki stopnia ważności dla poszczególnych kryteriów

Table 3.12. Results of degree of importance for individual criteria

w_1	w_2	w_3	w_4	w_5	w_6
0,06	0,06	0,06	0,13	0,07	0,62

Uwzględniając założone na początku subiektywnie preferencje ϖ_i , stopień ważności w_i^0 został określony za pomocą wzoru (11):

$$w_i^0 = \frac{w_i * \varpi_i}{\sum_{i=1}^n w_i * \varpi_i} \quad (11)$$

Wyniki zawarto w tabelach 3.12, 3.13, 3.14, 3.15.

Tabela 3.13. Wyniki otrzymane dla stopnia ważności z uwzględnieniem preferencji dla zestawu pierwszego

Table 3.13. The results obtained for the importance level, taking into account the preferences for the first set

w_1^0	w_2^0	w_3^0	w_4^0	w_5^0	w_6^0
0,02	0,19	0,07	0,12	0,10	0,49

Tabela 3.14. Wyniki otrzymane dla stopnia ważności z uwzględnieniem preferencji dla zestawu drugiego

Table 3.14. The results obtained for the importance level, taking into account the preferences for the second set

w_1^0	w_2^0	w_3^0	w_4^0	w_5^0	w_6^0
0,09	0,03	0,04	0,17	0,09	0,58

Tabela 3.15. Wyniki otrzymane dla stopnia ważności z uwzględnieniem preferencji dla zestawu trzeciego

Table 3.15. The results obtained for the importance level, taking into account the preferences for the third set

w_1^0	w_2^0	w_3^0	w_4^0	w_5^0	w_6^0
0,08	0,04	0,02	0,17	0,04	0,65

Tabela 3.16. Wyniki otrzymane dla stopnia ważności z uwzględnieniem preferencji dla zestawu czwartego

Table 3.16. The results obtained for the importance level, taking into account the preferences for the fourth set

w_1^0	w_2^0	w_3^0	w_4^0	w_5^0	w_6^0
0,03	0,11	0,09	0,08	0,27	0,43

Następnie wykonano obliczenia, aby wyznaczyć najlepsze rozwiązanie c_j opisanego problemu. Poszczególne wartości zostały wyliczone przy wykorzystaniu wzoru (12):

$$c_j = \sum_{i=1}^n A_{ij} * w_j^0 \quad (12)$$

Wyniki zebrano w tabelach 3.17, 3.18, 3.19, 3.20.

Tabela 3.17. Wyniki rozwiązań c dla pierwszego wariantu

Table 3.17 Results of c solutions for the first variant

c ₁	c ₂	c ₃	c ₄	c ₅	c ₆
0,09	0,08	0,44	0,09	0,11	0,08

Tabela 3.18. Wyniki rozwiązań c dla drugiego wariantu

Table 3.18 Results of c solutions for the second variant

c ₁	c ₂	c ₃	c ₄	c ₅	c ₆
0,1	0,07	0,5	0,08	0,1	0,06

Tabela 3.19. Wyniki rozwiązań c dla trzeciego wariantu

Table 3.19 Results of c solutions for the third variant

c ₁	c ₂	c ₃	c ₄	c ₅	c ₆
0,01	0,05	0,55	0,08	0,1	0,05

Tabela 3.19. Wyniki rozwiązań c dla czwartego wariantu

Table 3.19 Results of c solutions for the fourth variant

c ₁	c ₂	c ₃	c ₄	c ₅	c ₆
0,1	0,12	0,41	0,09	0,1	0,09

Na podstawie otrzymanych wartości c_j wyznaczono najlepsze rozwiązania następująco:

Dla pierwszego zestawu:

$$\text{Max } (c1, c2, c3, c4, c5, c6, c7) = c3$$

Dla drugiego zestawu:

$$\text{Max } (c1, c2, c3, c4, c5, c6, c7) = c3$$

Dla trzeciego zestawu:

$$\text{Max } (c1, c2, c3, c4, c5, c6, c7) = c3$$

Dla czwartego zestawu:

$$\text{Max } (c1, c2, c3, c4, c5, c6, c7) = c3$$

4. Podsumowanie

Celem niniejszej pracy było wyznaczenie sposobu, który umożliwi najkorzystniej zredukować pobór energii w domu jednorodzinnym. Wybrano 7 wariantów, które pozwalają zoptymalizować ilość zużycia energii elektrycznej, wyselekcjonowano 6 kryteriów, które posłużyły do opisu wszystkich wariantów. Kryteria dotyczyły: ilości zaoszczędzonej energii, kwoty zaoszczędzonych pieniędzy, ilości ekwiwalentu zredukowanego dwutlenku węgla, utylizacji, komfortu, kwoty zainwestowanych pieniędzy. Do tak wybranych kryteriów wykonano pomiary zużycia energii przez oświetlenie oraz poszczególne odbiorniki w przykładowym domu jednorodzinnym. Następnie wybrano wartości ważności przyjętych kryteriów oraz ustalono cztery warianty preferencji, które zostały wykorzystane w metodzie entropii do wyznaczenia stopnia ważności tychże kryteriów. Posiadając zgromadzone dane, poddano je normalizacji i zastosowano metodę sumy ważonej. W kolejnym etapie obliczeń posłużono się metodą entropii i otrzymano cztery zestawy wyników, w zależności od przyjętych preferencji.

Otrzymane wyniki dzięki metodzie sumy ważonej wskazują na to, że najlepszym rozwiązaniem, jest zaprzestanie używania trybu stand-by. Potwierdzają to wyniki otrzymane dzięki metodzie entropii. Dla wszystkich zbiorów preferencji otrzymano taki sam wynik jak dla metody sumy ważonej. Obliczenia potwierdzają, że przyjęte na początku preferencje są zgodne z założonymi wartościami ważności kryteriów.

Literatura

- [1] Strzyżewski J.: Elektryczność w budynkach. Vademecum. POLCEN, Warszawa 2014.
- [2] <http://www.rynekinstalacyjny.pl/artukul/id3856,emisja-co2-z-energii-elektrycznej-w-polsce> Dostęp:19.01.2020.

- [3] https://www.euro.com.pl/zarowki/philips-led-5-5-w-40-w-e27-.bhtml?gclid=EAIaIQobChMIrIz3_uW24QIVypAYCh1xrQyHEAQYCSABE-gLc5_D_BwE&gclsrc=aw.ds. Dostęp 18.10.2019.
- [4] https://www.euro.com.pl/zarowki/philips-led-classic-kulka-2-2-w-25-w-e27.bhtml?gclid=EAIaIQobChMI69-nr-W24QIV1-eaCh3wPgZyEAQYAyABEgKaHfD_BwE&gclsrc=aw.ds. Dostęp 18.10.2019.
- [5] https://epstryk.pl/product-poi-13482-Zarowka-Philips-LED-9W-60W-E27-2700K-biala-ciepila-A60-uniw.html?gclid=EAIaIQobChMI2rbUx-a24QIVEa-maCh2FsQ44EAQYAyABEgI98_D_BwE. Dostęp 18.10.2019.
- [6] https://www.mediaexpert.pl/listwy-i-filtry-zasilajace/listwa-savio-lz-01-1-5m,id-1269342?gclid=CjwKCAiA_MPuBRB5EiwAHTTtAd5QeuLkE-JelrdVEEgkzpslFkYB_jwA6cerXHms3oeNNaU5fnRoCQSMQAvD_BwE&gclsrc=aw.ds. Dostęp 19.10.2019.

MULTI-CRITERIAL OPTIMIZATION OF ENERGY CONSUMPTION IN A SINGLE-FAMILY HOUSE WITH MODIFICATION OF ENTROPIA PREFERENCE

S u m m a r y

The article discusses examples of solutions that reduce energy consumption in a single-family home. 7 variants were selected to optimize energy consumption and 6 criteria, which describe the designated solutions. The validity value of the adopted criteria was chosen and four preference variants were subjectively determined for them. The data was then collected in a table and normalized to be able to use the weighted sum method to determine the best solution. In the next step, the entropy method was used and the subjective preferences adopted earlier, were used to determine the way to optimize electricity in a single-family home.

Keywords: optimization, energy consumption, entropy, preferences

DOI: 10.7862/re.2020.4

Przesłano do redakcji: styczeń 2020 r.

Przyjęto do druku: luty 2021 r.

Adam MARKOWICZ¹

Tomasz BINKOWSKI²

ANALIZA WPŁYWU WSPÓŁCZYNNIKÓW ODBICIA ŚWIATŁA OD POWIERZCHNI NA OBLICZENIA FOTOMETRYCZNE

W artykule przedstawiono wyniki badań symulacyjnych przeprowadzonych w programie DIALux dotyczących wpływu współczynników odbicia światła na obliczenia fotometryczne. Analizę dokonano dla dwóch przykładowych pomieszczeń o różnym przeznaczeniu oraz różnej kubaturze. Dla każdego z pomieszczeń zdefiniowano parametry płaszczyzny obliczeniowej. Oprawy oświetleniowe zostały dobrane w zależności od pracy wykonywanej w każdym z pomieszczeń oraz wysokości sufitu. Założono wstępnie standardowe współczynniki odbicia światła dla każdego z pomieszczeń. Liczbę opraw oraz rozmieszczenie zaplanowano zgodnie z normą oświetleniową. Wykonano kalkulacje fotometryczne dla różnych wartości współczynników, przy jednoczesnym zachowaniu wartości początkowych pozostałych dwóch współczynników. Otrzymane wyniki zestawiono i porównano pod kątem wpływu zmienności współczynników na średnie natężenie oświetlenia oraz jego równomierność. Dla skrajnych przypadków niespełniających warunków normy oświetleniowej zaproponowano zoptymalizowane rozmieszczenia opraw oraz przedstawiono uzyskane wyniki. Badania wykazały, że w omawianych przypadkach pomieszczeń największy wpływ na wyniki obliczeń fotometrycznych ma współczynnik odbicia światła od ścian. Rozbieżności pomiędzy uzyskanym natężeniem w przypadku mniejszych pomieszczeń wskazuje jak ważnym czynnikiem w procesie projektowania oświetlenia ma informacja na temat planowanego wykończenia wnętrza.

Słowa kluczowe: projektowanie oświetlenia, badania symulacyjne, fotometria, DIALux

¹ Adam Markowicz, Politechnika Rzeszowska, student II stopnia WEiI PRz, adam.markowicz@live.com.

² Tomasz Binkowski, Politechnika Rzeszowska, Katedra Energoelektroniki i Elektroenergetyki, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, 17 865 19 74, tbinkow@prz.edu.pl.

1. Wprowadzenie

Źródła światła stanowią ważną część bilansu energetycznego każdego budynku. Od ich doboru i rozmieszczenia zależy, czy uzyskamy w danym pomieszczeniu wymagane przez normy warunki oświetlenia. Podstawową normą określającą oświetlenie miejsc pracy jest norma *PN-EN 12464-1:2012* [4]. W procesie projektowania oświetlenia dla budynków wykonywane są symulacje określające rozkład światła w pomieszczeniach. Zadaniem takich symulacji jest optymalizacja ilości opraw przy jednoczesnym spełnieniu zadanych przez normę [4] wymagań.

Ważnym aspektem w procesie kalkulacji fotometrycznej jest selekcja odpowiednich współczynników odbicia światła od powierzchni sufitu, ścian oraz podłogi. We wczesnym etapie projektowania często nie są znane kolory, gramatury ścian, czy rodzaje podłogi. W związku z tym zakładane współczynniki, choć nie są narzucane przez normy, muszą być dobrane z pewnym zapasem.

Współczynnik odbicia światła określa jaka część strumienia świetlnego padającego na powierzchnię jest odbijana [1]. Jego wartość wyrażona jest w procentach.

$$\rho = \frac{\Phi_p}{\Phi} * 100\% \quad (1)$$

gdzie:

- ϕ_p – strumień świetlny odbity,
- ϕ – strumień świetlny padający

Do obliczeń fotometrycznych określa się trzy współczynniki:

- współczynnik odbicia światła od powierzchni sufitu,
- współczynnik odbicia światła od powierzchni ścian,
- współczynnik odbicia światła od powierzchni podłogi

2. Badania symulacyjne

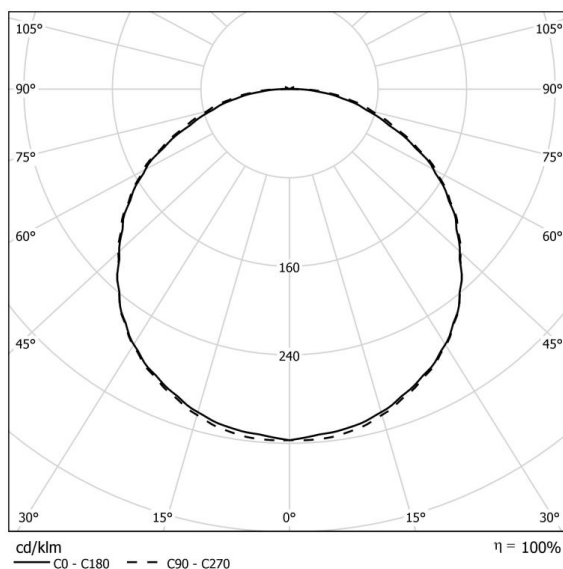
2.1. Założenia ogólne

Przedmiotem obliczeń symulacyjnych są pomieszczenia o różnych funkcjach (biuro, hala sportowa).

Celem badań jest analiza wpływu dobranych współczynników odbicia światła na obliczenia fotometryczne. Obliczenia zostały przeprowadzone w programie DIALux w wersji 4.13. Przyjęta płaszczyzna pracy dla obliczeń wynosi $h = 0,85$ m (biuro) oraz $h = 0$ (hala sportowa).

2.2. Pomieszczenie biurowe

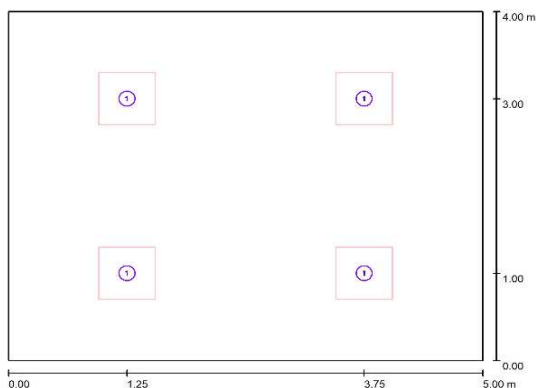
Pierwszym analizowanym obiektem jest model pomieszczenia biurowego o długości 5 metrów, szerokości 4 metrów i wysokości 2,5 metra. Oprawa zaproponowana do tego typu pomieszczeń to FLAT LED [3] o mocy 43 W i strumieniu 4300 lm. Jest to oprawa kasetonowa, z możliwością montażu nastropowego (ramka nastropowa). Skuteczność świetlna na poziomie 100 lm/W. Wskaźnik oddawania barw Ra przekracza 80, temperatura barwowa 4000K, rozsył oprawy symetryczny. Krzywa rozsyłu tej oprawy przedstawiona jest na rys. 1.



Rys. 1. Krzywa rozsyłu światłości oprawy FLAT LED [3]

Fig. 1. Light distribution curve of FLAT LED luminaire [3]

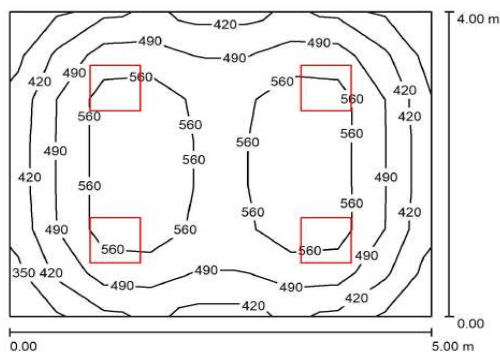
Jako standardowy dla pomieszczenia biurowego przyjęto zestaw współczynników odbicia 70/50/20 (sufit/ściany/podłoga). Korzystając z wbudowanego w program DIALux kreatora rozmieszczenia opraw dobrano optymalną liczbę opraw dla której będą spełnione wytyczne normy $PN-EN 12464-1:2012$ dla płaszczyzn pracy biurowej (średnie natężenie oświetlenia większe lub równe 500 lx, równomierność oświetlenia co najmniej 0,6) [4]. Uzyskane rozmieszczenie opraw przedstawiono na rys. 2.



Rys. 2. Plan rozmieszczenia opraw [2]

Fig. 2. Luminaire layout plan [2]

Dla powyższego rozmieszczenia opraw i standardowych współczynników obliczono średnie natężenie oświetlenia równe 508 lx, natomiast równomierność oświetlenia wyniosła 0,653. Dla tego pomieszczenia płaszczyzna pracy została umieszczona na wysokości 0,85 m nad poziomem podłogi. Obliczenia natężenia oświetlenia wykonano na podstawie określonej płaszczyzny pracy o rastrze obliczeń 9x7 punktów. Raster siatki obliczeniowej dobrano zgodnie z normą *PN-EN 12464-1:2012 (Tablica A.1)* [4]. Wyniki obliczeń przedstawiono na rys. 3.



Wysokość pomieszczenia: 2.500 m, Wysokość montażu: 2.500 m,
Współczynnik konserwacji: 0.80

Wartości Lux, Skala 1:52

Powierzchnia	ρ [%]	E_m [lx]	E_{min} [lx]	E_{max} [lx]	E_{min} / E_m
Płaszczyzna pracy	/	508	331	635	0.653
Podłoga	20	399	274	473	0.688
Sufit	70	128	95	351	0.746
Ściany (4)	50	290	142	499	/

Rys. 3. Wyniki obliczeń dla pomieszczenia biurowego o współczynnikach 70/50/20 [2]

Fig. 3. Calculation results for an office room with coefficients 70/50/20 [2]

Po uzyskaniu obliczeń dla przyjętego standardowego zestawu współczynników wykonano obliczenia dla różnych współczynników odbicia światła od sufitu (90...10...0) z zachowaniem stałych wartości współczynników odbicia światła od powierzchni ścian (50%) oraz podłogi (20%). Adekwatne symulacje wykonano dla zmiennych współczynników odbicia światła od ścian oraz podłogi. Wyniki przedstawiono w tabeli 1.

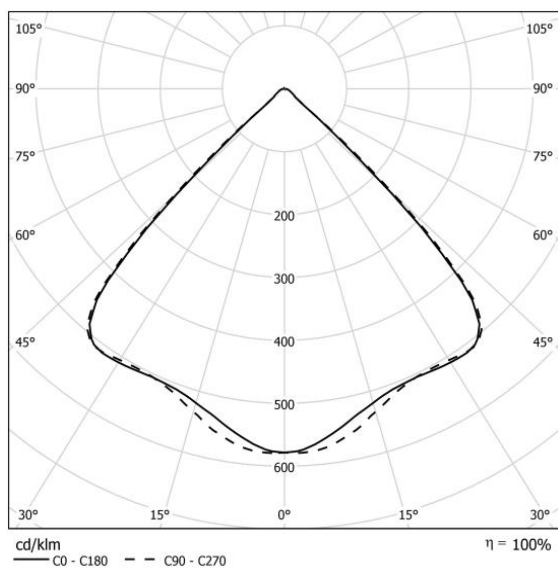
Tabela 1. Zestawienie wyników obliczeń dla pomieszczenia biurowego

Table 1. List of calculation results for an office room

Współczynnik odbicia światła od ...			Em [lx]	d [-]
Sufitu	Ścian	Podłogi		
90	50	20	525	0.668
			517	0.667
			508	0.653
			499	0.651
			491	0.65
			482	0.649
			475	0.646
			467	0.644
			459	0.657
			452	0.655
			70	50
644	0.762			
584	0.704			
542	0.679			
508	0.653			
479	0.627			
454	0.608			
433	0.584			
414	0.567			
70	50	20	398	0.547
			625	0.688
			604	0.685
			583	0.663
			566	0.66
			549	0.661
			534	0.656
			521	0.655
			508	0.653
495	0.663			
70	50	20	483	0.662

2.3. Hala Sportowa

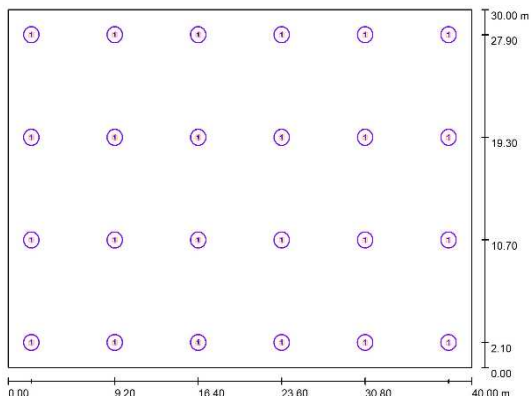
Drugim badanym przypadkiem jest model hali sportowej o długości 40 metrów, szerokości 30 metrów i wysokości 10 metrów. Oprawą przeznaczoną do tego typu pomieszczeń jest CYBERIA FX o mocy 210 W i strumieniu świetlnym 25500 lm. Jest to oprawa typu *highbay*, z możliwością montażu nastropowego oraz zwieszanego. Skuteczność świetlna tej oprawy wynosi 121 lm/W. Wskaźnik oddawania barw Ra wynosi co najmniej 80, temperatura barwowa 4000K, rozsył oprawy symetryczny, kąt rozsyłu 90 stopni. Krzywa rozsyłu tej oprawy przedstawiona jest na rys. 4.



Rys. 4. Krzywa rozsyłu światłości oprawy CYBERIA FX [3]

Fig. 4. Light distribution curve of CYBERIA FX luminaire [3]

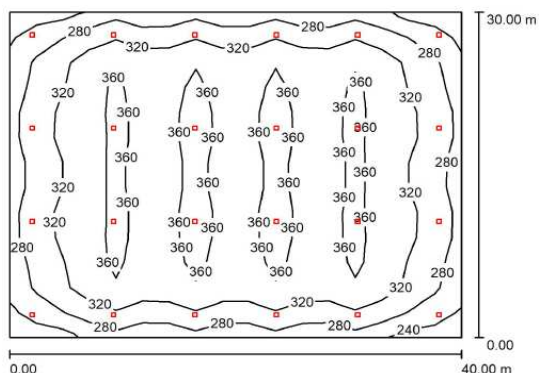
Jako standardowy dla hali sportowej przyjęto zestaw współczynników odbicia 50/30/20 (sufit/ściany/podłoga). Rozmieszczenie opraw dobrano dla optymalnej liczby opraw dla której będą spełnione wytyczne normy *PN-EN 12464-1:2012* dla płaszczyzn pracy hali sportowej (średnie natężenie oświetlenia większe lub równe 300 lx, równomierność oświetlenia co najmniej 0,6) [4]. Uzyskane rozmieszczenie opraw przedstawiono na rys. 5.



Rys. 5. Plan rozmieszczenia opraw [2]

Fig. 5. Luminaire layout plan [2]

Dla powyższego rozmieszczenia opraw i standardowych współczynników obliczono średnie natężenie oświetlenia równe 326 lx, natomiast równomierność oświetlenia wyniosła 0,691. Dla tego pomieszczenia płaszczyzna pracy została umieszczona na wysokości podłogi. Obliczenia natężenia oświetlenia wykonano na podstawie określonej płaszczyzny pracy o rastrze obliczeń 17x13 punktów. Raster siatki obliczeniowej dobrano zgodnie z normą *PN-EN 12464-1:2012 (Tabela A.1)* [4]. Wyniki obliczeń przedstawiono na rys. 6.



Wysokość pomieszczenia: 10.000 m, Wysokość montażu: 10.000 m,
Współczynnik konserwacji: 0.80

Wartości Lux, Skala 1:386

Powierzchnia	ρ [%]	E_m [lx]	E_{min} [lx]	E_{max} [lx]	E_{min} / E_m
Płaszczyzna pracy	/	326	224	378	0.687
Podłoga	20	327	181	389	0.554
Sufit	50	55	47	62	0.843
Ściany (4)	30	144	42	730	/

Rys. 6. Wyniki obliczeń dla hali sportowej o współczynnikach 50/30/20 [2]

Fig. 6. Calculation results for a sports hall with coefficients 50/30/20 [2]

Podobnie jak dla pomieszczenia biurowego wykonano symulacje dla różnych wartości współczynników odbicia światła, przy jednoczesnym zachowaniu standardowych wartości pozostałych dwóch współczynników. Wyniki przedstawiono w tabeli 2.

Tabela 2. Zestawienie wyników obliczeń dla hali sportowej

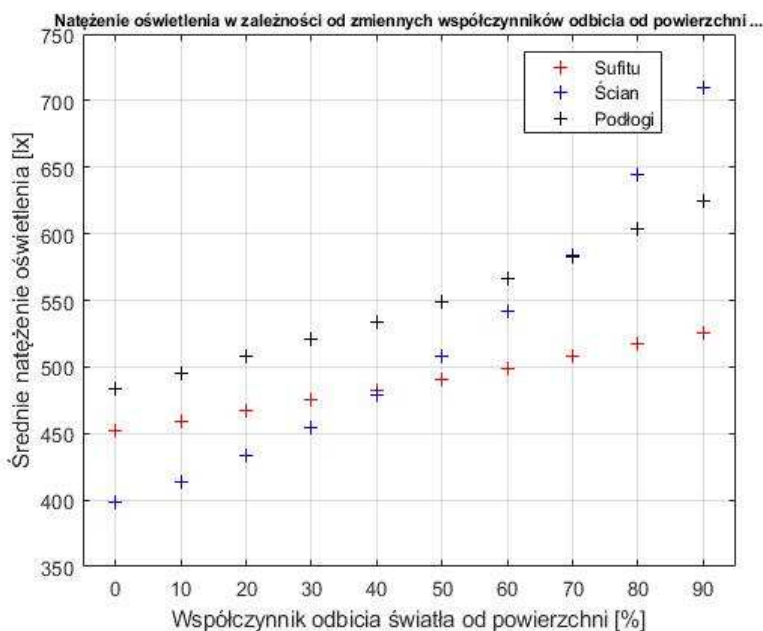
Table 2. List of calculation results for a sports hall

Współczynnik odbicia światła od ...			Em [lx]	d [-]
Sufitu	Ścian	Podłogi		
90	30	20	343	0.684
80			338	0.685
70			334	0.685
60			330	0.686
50			326	0.687
40			322	0.695
30			319	0.695
20			315	0.696
10			312	0.696
0			308	0.695
50			90	20
	80	383	0.782	
	70	370	0.779	
	60	357	0.758	
	50	346	0.735	
	40	335	0.712	
	30	326	0.687	
	20	318	0.674	
	10	310	0.654	
50	30	90	406	0.692
		80	393	0.695
		70	380	0.694
		60	368	0.694
		50	356	0.695
		40	346	0.697
		30	336	0.686
		20	326	0.687
		10	318	0.684
0	309	0.688		

3. Analiza wyników

3.1. Pomieszczenie biurowe

Wyniki obliczeń średniego natężenia oświetlenia uzyskane w efekcie przeprowadzonej symulacji dla pomieszczenia biurowego przedstawiono na rys. 7.

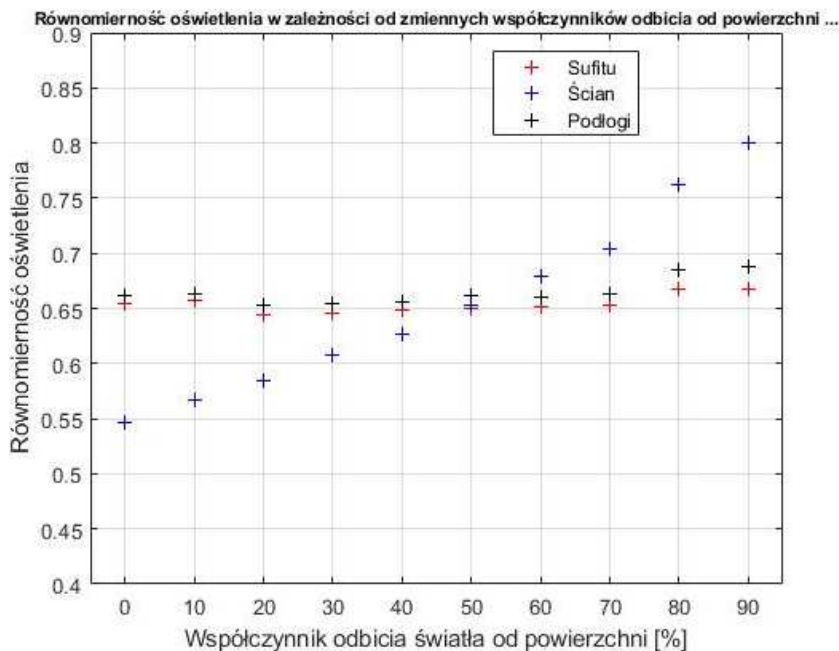


Rys. 7. Wyniki obliczeń dla pomieszczenia biurowego w zależności od zmieniających współczynników odbicia światła [2]

Fig. 7. Calculation results for an office room depending on the change in light reflectance [2]

Jak można zauważyć na wykresie największy wpływ na natężenie oświetlenia w pomieszczeniu biurowym o zadanych parametrach ma współczynnik odbicia od powierzchni ścian. W wariancie z wartością tego współczynnika równą 0, średnie natężenie oświetlenia na płaszczyźnie pracy wynosi 398 lx, natomiast dla wariantu optymistyczniejszego (90%) natężenie osiąga wartość 710 lx. Drugim pod względem dynamiki wartości jest współczynnik odbicia światła od podłogi, natomiast najmniejszy wpływ na obliczenia natężenia oświetlenia w pomieszczeniu ma rodzaj i kolor sufitu.

Na rysunku 8. zestawiono uzyskane wartości równomierności dla zmienianych współczynników odbicia światła od powierzchni.

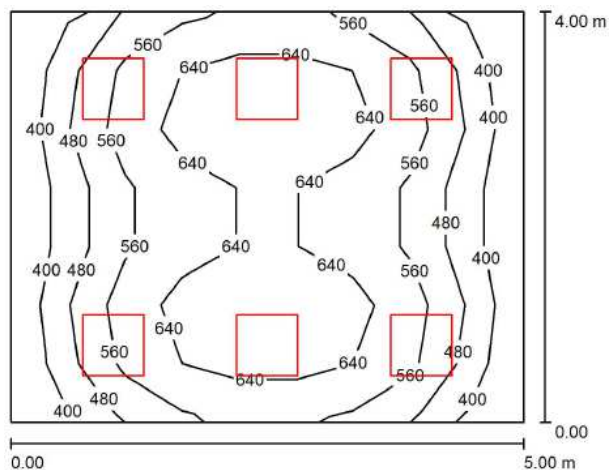


Rys. 8. Równomierność oświetlenia pomieszczenia biurowego w zależności od zmienianych współczynników odbicia światła [2]

Fig. 8. Uniformity of office room lighting depending on variable light reflection coefficients [2]

Największy wpływ na równomierność oświetlenia pomieszczenia, podobnie jak dla obliczeń natężenia, miał współczynnik odbicia od powierzchni ścian. Dla wartości 0, 10, 20 rozmieszczenie opraw nie spełnia warunków normy mówiących o równomierności oświetlenia dla pomieszczeń biurowych (co najmniej 0,6) [4]. Spełnia ten warunek dla wszystkich badanych wartości współczynników odbicia od powierzchni sufitu i podłogi.

W celu sprawdzenia możliwości skorygowania wyników modyfikacją rozmieszczenia opraw, wybrano konfigurację o najbardziej skrajnych wynikach obliczeń (pomieszczenie o współczynnikach 70/0/20), a następnie przeprowadzono optymalizację. Wyniki obliczeń przedstawiono na rysunku 9.



Wysokość pomieszczenia: 2.500 m, Wysokość montażu: 2.500 m,
Współczynnik konserwacji: 0.80

Wartości Lux, Skala 1:52

Powierzchnia	ρ [%]	E_m [lx]	E_{min} [lx]	E_{max} [lx]	E_{min} / E_m
Płaszczyzna pracy	/	556	344	733	0.619
Podłoga	20	402	229	506	0.569
Sufit	70	40	20	261	0.503
Ściany (4)	0	309	62	762	/

Rys. 9. Wyniki obliczeń dla pomieszczenia biurowego o współczynnikach 70/0/20 po modyfikacji rozmieszczenia opraw [2]

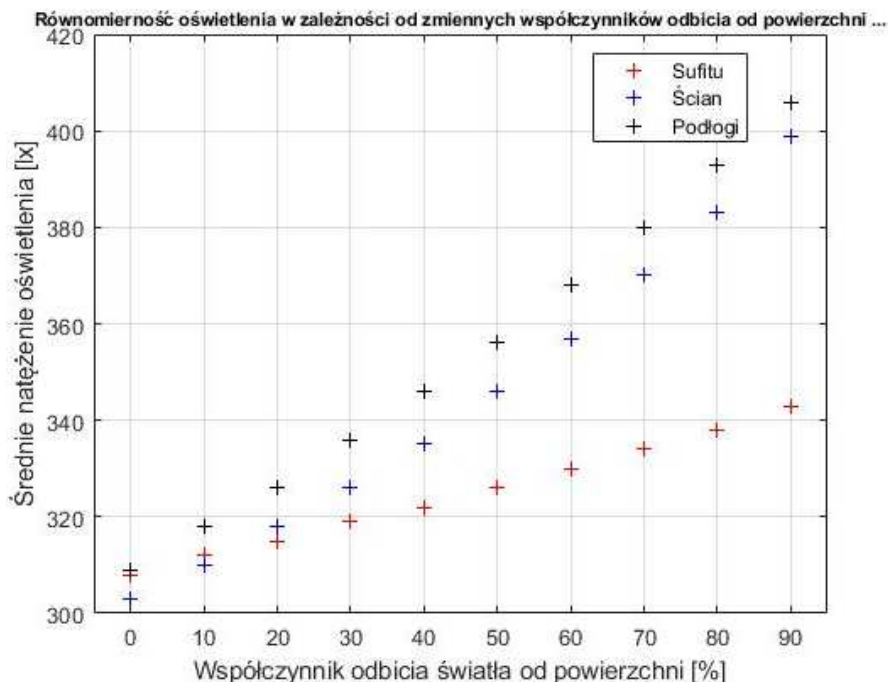
Fig. 9. Calculation results for an office room with 70/0/20 coefficients after modifying the layout of luminaires [2]

Aby uzyskać wymagane przez normę warunki oświetlenia, w pomieszczeniu umieszczono dodatkowe dwie oprawy. Oznacza to, że w niekorzystnych warunkach (niski współczynnik odbicia światła od ścian), konieczne jest zwiększenie liczby opraw, co oznacza również wzrost zapotrzebowanej mocy (w tym przypadku aż o 50%).

3.2. Hala Sportowa

W przypadku hali sportowej, założone jako standard współczynniki okazały się wystarczające, aby zapewnić zarówno średnie natężenie zgodne z normą [4] jak i równomierność oświetlenia nawet w skrajnych przypadkach wartości jednego ze współczynników (przy zachowaniu pozostałych dwóch równych wartości przyjętej za standardową).

Wyniki obliczeń natężenia oświetlenia zostały przedstawione na rys. 10.

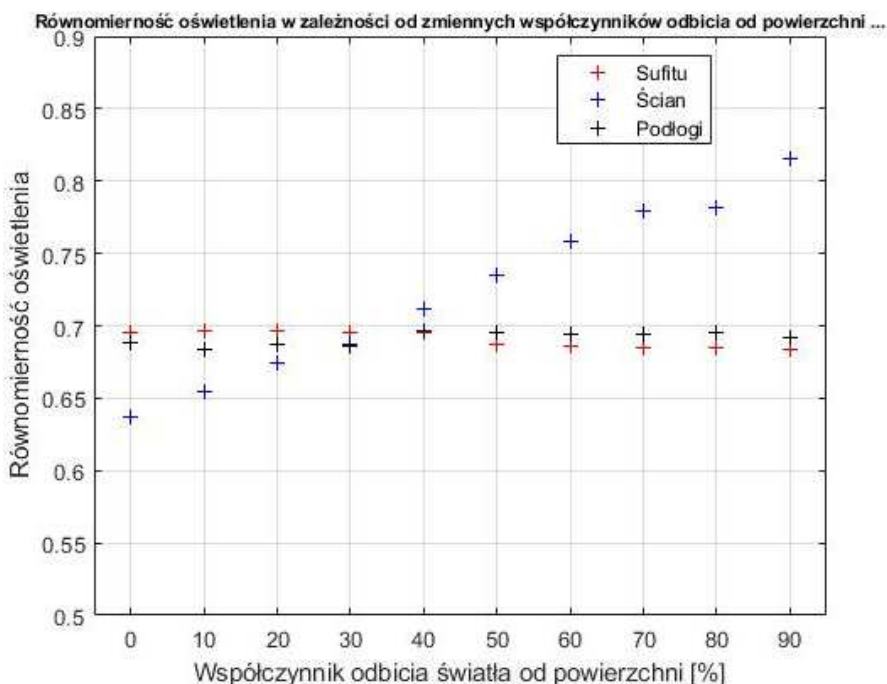


Rys. 10. Wyniki obliczeń dla hali sportowej w zależności od zmienianych współczynników odbicia światła [2]

Fig. 10. Calculation results for a sports hall depending on the change in light reflectance [2]

Porównywalny wpływ na wyniki obliczeń miał współczynnik odbicia światła od powierzchni podłogi oraz współczynnik odbicia światła od powierzchni ścian. Dla zerowych wartości współczynników osiągnięto odpowiednio 309 lx i 303 lx, natomiast dla wartości maksymalnych (90) kolejno 406 lx oraz 399 lx. Znacznie mniejsze różnice między skrajnymi wartościami zauważono dla zmiennego współczynnika odbicia światła od sufitu (przedział od 308 lx do 343 lx).

Na rysunku 11. zestawiono uzyskane wartości równomierności dla zmiennych współczynników odbicia światła od danych powierzchni.

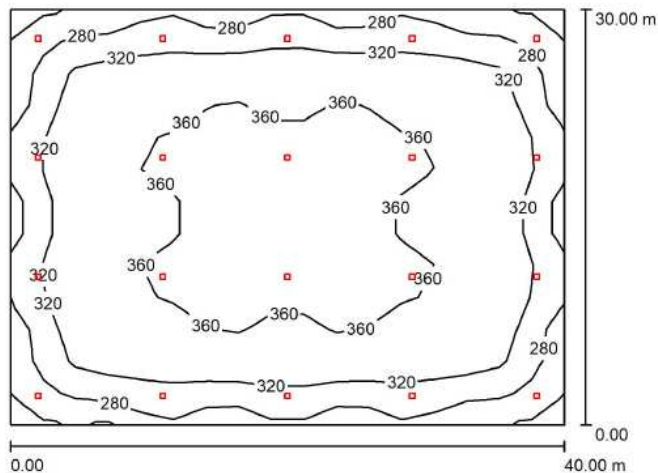


Rys. 11. Równomierność oświetlenia hali sportowej w zależności od zmienianych współczynników odbicia światła [2]

Fig. 11. Uniformity of sports hall lighting depending on the change in light reflectance [2]

Równomierność oświetlenia hali sportowej, podobnie jak wymagane średnie natężenie oświetlenia we wszystkich badanych przypadkach, okazała się zgodna z normą [4].

Największe natężenie oświetlenia hali sportowej (406 lx) uzyskano w konfiguracji współczynników odbicia światła od poszczególnych powierzchni 50/30/90, przy odpowiedniej równomierności oświetlenia (0,692). Natężenie oświetlenia znacznie przekracza normę [4], co możemy wykorzystać jako margines w procesie optymalizacji ilości opraw. Mniejsza ich ilość oznacza jednocześnie oszczędzenie części energii przeznaczonej do oświetlenia hali. Wyniki uzyskane w procesie optymalizacji przedstawiono na rys. 12.



Wysokość pomieszczenia: 10.000 m, Wysokość montażu: 10.000 m,
Współczynnik konserwacji: 0.80

Wartości Lux, Skala 1:386

Powierzchnia	ρ [%]	E_m [lx]	E_{min} [lx]	E_{max} [lx]	E_{min} / E_m
Płaszczyzna pracy	/	332	238	392	0.716
Podłoga	90	332	197	393	0.594
Sufit	50	208	125	263	0.597
Ściany (4)	30	248	124	836	/

Rys. 12. Wyniki obliczeń dla hali sportowej o współczynnikach 50/30/90 po modyfikacji rozmieszczenia opraw [2]

Fig. 12. Calculation results for a sports hall with 50/30/90 coefficients after modifying the layout of luminaires [2]

Usunięcie jednego rzędu opraw spowodowało spadek średniego natężenia oświetlenia, jednak w dalszym ciągu spełniało ono wymagania normy [4]. Równomierność uległa nieznacznej poprawie, jej wartość jest zgodna z wymaganiami dla płaszczyzny pracy. Liczba opraw po optymalizacji zmalała z 24 sztuk do 20 sztuk (o około 16 %), podobnie moc łączna potrzebna do zasilania oświetlenia spadła o około 16 %.

3. Podsumowanie

W ramach artykułu przeprowadzono obliczenia symulacyjne mające na celu analizę wpływu doboru współczynników odbicia światła od powierzchni sufitu, ścian, podłogi. Przeanalizowano dwa typy pomieszczeń o różnej kubaturze (nie-wielkie pomieszczenie biurowe oraz duża hala sportowa).

W wyniku obliczeń zauważono, że największy wpływ na obliczenia fotometryczne ma współczynnik odbicia światła od powierzchni ścian. Przestrzega to przed zakładaniem zbyt wysokich jego wartości za standardowe do obliczeń,

kiedy nieznanym jest materiał, którym zostaną ozdobione ściany pomieszczenia. Jednocześnie jest to wskazówką dla projektantów wnętrz, do stosowania materiałów o względnie wysokim współczynniku odbicia światła, celem optymalizacji kosztów utrzymania oświetlenia.

Bardzo duży wpływ na warunki oświetleniowe ma przede wszystkim objętość pomieszczenia. W przypadku pomieszczenia biurowego, zakres natężenia uzyskanego w obliczeniach zawierał się w przedziale od 398 lx do 710 lx, podczas gdy dla obiektów o dużej kubaturze (hala sportowa) uzyskane średnie natężenia oświetlenia wyniosły od 303 lx do 406 lx.

Literatura

- [1] Woźniak W.A.: Techniki świetlne. Wykład 5. Reakcja światła z materią. Politechnika Wroclawska
- [2] Markowicz A.: Analiza wpływu współczynników odbicia światła na obliczenia fotometryczne, praca dyplomowa, Politechnika Rzeszowska, Rzeszów 2019
- [3] www.essystem.pl (dostęp 20 czerwca 2019)
- [4] PN-EN 12464-1, Światło i oświetlenie. Oświetlenie miejsc pracy. Część 1: Miejsca pracy we wnętrzach. Polski Komitet Normalizacyjny, grudzień 2012

ANALYSIS OF THE INFLUENCE OF LIGHT REFLECTION COEFFICIENTS ON PHOTOMETRIC CALCULATIONS

Summary

The article presents the results of simulation tests carried out in the DIALux program concerning the influence of light reflection coefficients on photometric calculations. The analysis was made for two exemplary rooms for various purposes and for different capacities. For each of the rooms, the parameters of the calculation plane have been defined. The lighting fixtures were good depending on the work being done in each of the rooms and the height of the ceiling. The standard reflection coefficients for each room have been pre-assigned. The number of fittings and placement is planned in accordance with the lighting standard. Photometric calculations were made for different values of co-factors, while maintaining the initial values of the other two coefficients. The results obtained were compiled and compared in terms of the impact of variability of coefficients on average illumination and its uniformity. For extreme cases that do not meet the lighting standards, the optimized arrangement of the luminaires was proposed and the results obtained were presented. The research has shown that in the case of the rooms in question, the biggest influence on the results of photometric calculations has the reflectivity of light from the walls. Discrepancies between the intensity obtained in the case of smaller rooms indicate how important factor in the lighting design process is information about the planned interior design.

Keywords: lighting design, simulation studies, photometry, DIALux

DOI: 10.7862/re.2020.5

Przesłano do redakcji: czerwiec 2019 r.

Przyjęto do druku: luty 2021 r.

Maciej PENAR¹

PERFORMANCE ANALYSIS OF WRITE OPERATIONS IN IDENTITY AND UUID ORDERED TABLES

Design of the database includes the decision about the physical storage. This is often overlooked as 1) this cannot be expressed in standard SQL and in result each Database Systems have their own way to specify the physical storage and 2) the decision is often made implicitly. This is dangerous situation as many of the databases use B+ trees as table implementation which stores the data physically sorted by some ordering attribute. The choice of the ordering attribute largely affects read and write operations. Commonly, IDENTITY/AUTO_INCREMENT constraint are being chosen as ordering attributes, due to their easy usage and monotonic nature. In some cases ordering tables by the attributes whose values are drawn from uniform distribution leads to better performance in terms of Transactions-Per-Second. Such cases includes situation when data does fit entirely in-memory or when we can limit the set of physical pages being accessed. In the end, however, We cannot entirely say that either monotonic or random attributes are superior. Both have their pros and cons. In this article We present (1) short description of the data structures in contemporary Database Systems, (2) the advantages and the disadvantages of the two common types which are used as the clustering attributes: GUID and IDENTITY, (3) performance analysis of write operation which compare both data types using B+ tree as primary storage and (4) evaluate the efficiency of these bulk load operation using heap files and B+ trees.

Keywords: database design, logical model, heap files, B + tree, insert performance

1. Introduction

Few decisions should be made while designing the logical model of the database (DB). Firstly, DB designer should try to fulfil functional requirements, usually by creating tables with the appropriate data types. Secondly, constraints are put on the created schema as a result of normalization (i.e. FOREIGN KEY

¹ Corresponding author: Maciej Penar, Rzeszów University of Technology, The Faculty of Electrical and Computer Engineering, Aleja Powstańców Warszawy 12, 35-959 Rzeszów; mpenar@kia.prz.edu.pl, <https://orcid.org/0000-0002-4481-807X>.

constraints) or by incorporating some business logic inside the database project (i.e. CHECK/UNIQUE constraints) [1]. Finally a good designer should consider context of the usage - how data is written, updated and read. At this stage indexes and partitioning schemes are created and the physical structure should be chosen – one of the most popular choices is the B + tree as physical implementation of table.

In this article we analyse the performance of ordered and unordered attributes as clustering key in B + tree. We use two most popular data types: IDENTITY and GUIDv4 [2]. Such analysis are regularly carried out on unofficial blogs and are subject of continuous discussion – usually ending up in overwhelming criticism GUID [3] [4] as they underperform in certain conditions. However, few articles happens to state otherwise [5] [6]. Unfortunately existing articles do not use scientific methods to evaluate performance. Also, it is common that DBs are compared to NoSQL solutions [7] [8] without stating which structure has been used as a storage and how the data was sorted (if it was). In this article we will consider the functional advantages and disadvantages of these types and will present the results of our experiment which assesses the effectiveness.

The article is organized as follows: section 2 provides a brief description of how modern database writes the data. Section 3 describes the advantages and disadvantages of GUID and IDENTITY. Section 4 presents the results of proposed experiments. Section 5 summarizes the article and discusses further research.

2. Storing the data

Typically while executing CREATE TABLE command, DB decides which structure should be used to as a table. DB organizes the data and metadata in blocks of bytes called *pages*. In this section we will give a short description of the data structures commonly used in DBs and we'll discuss the activities that Database Management System (DBMS) performs during INSERT command. We will finish the section with comment about transaction log. Two structures, which are commonly used in DBMS are *heap files* and a *B + trees* [9].

2.1. Heap files

Heap files (also known as Sequential files) are DBMS equivalent of linked lists. Pages of heap files are linked together using pointer which are stored in a special sector of the page called *header*. This structure has a relatively low cost of INSERT command as it only requires appending it in the free space of the last page (see fig. 1). However, if the heap file is not indexed each SELECT statement requires scanning all blocks. This data structure is often used in Data Warehouses as it provides:

- Support for bulk operations as tables can be copied page-by-page. Afterwards the pointers are updated.
- Daily update of the reports may require scanning whole dataset. Therefore, the default method of accessing data in heap files are not drawback.

In order to index such heap files, one need a method that is used to identify the record regardless of the physical location on disk. DB must implement method to determine the logical ID of the record within the file. Usually component exists in DB which provides such identifier and in some cases it can be a bottleneck when many concurrent INSERTS are performed.

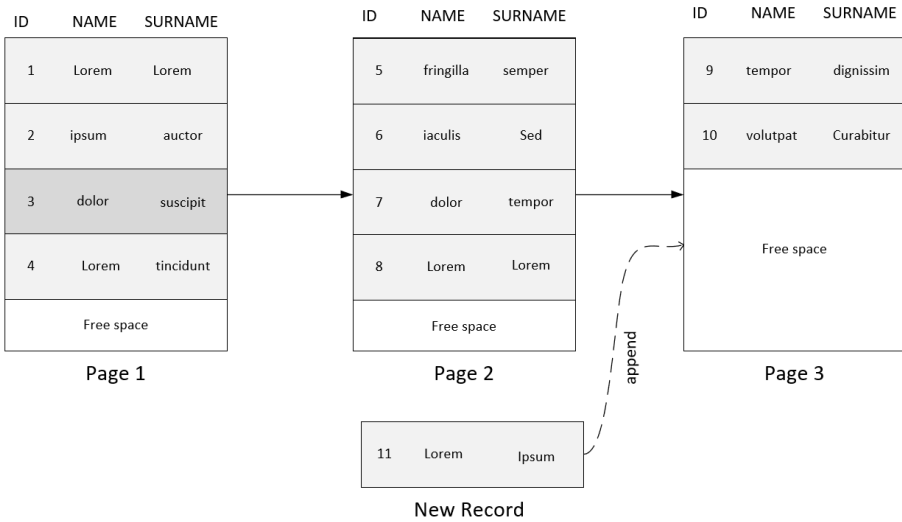


Fig. 1. Allocating record in heap file with 3 pages

2.2. B+ tree

Also known as *Clustered Index* [10]. This structure requires an order \leq_A over some attribute A (or a list of attributes). In B + tree there are two kind of pages:

- internal nodes – which contains values of attributes A and pointers to (1) either other internal nodes on the lower level of the tree (2) or to the leaves which contains raw data. Each node M contains n pointers p and n - 1 keys $k \in A$. In each node, any pointer p_i leads to node N' so that: $N'(p_i) := \{x \in N' \mid k_{i-1} < x.A \leq k_i\}$, for $1 < i < n$. In case when $i = 1$ or $i = n$ left and right side of inequality are omitted respectively. This is shown in the figure 2.

- leaves (data pages) – which stores the raw data. Leaves layer is connected with pointers in a similar fashion as in the heap files. This feature and the fact that data is ordered by $\leq_{A_1 \dots A_n}$ enables effective range queries given the value of A .

SELECT statements which have different attributes than A in the WHERE clause requires a scan on the leaves. Also the INSERT to a B + tree is more complex than INSERT to the heap file. In B+ trees it requires finding the appropriate block so the order $\leq_{A_1 \dots A_n}$ is preserved. If the leaf cannot hold any more data, it may require 1) splitting the page in half and 2) updating the internal node level above (if required). Example of B + tree is in the figure 3.

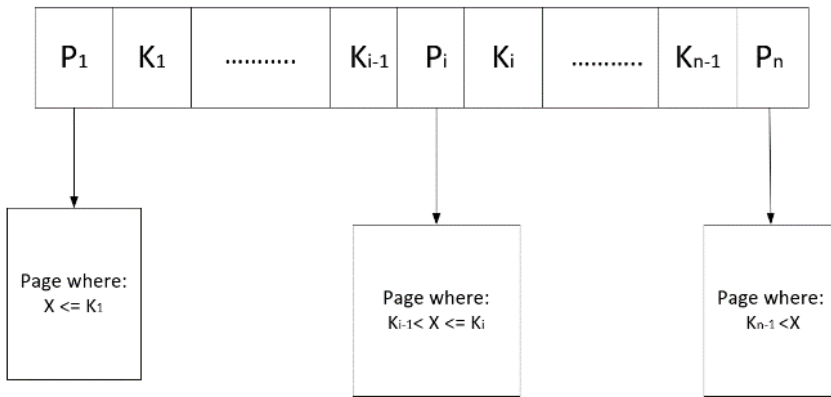


Figure 2. Internal node of B+ tree

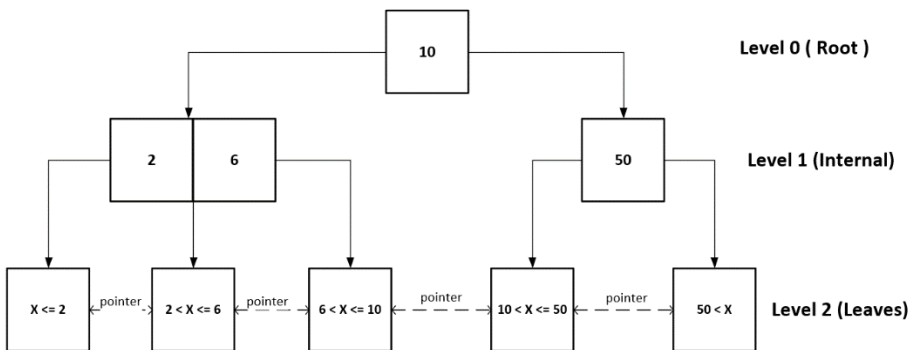


Figure 3. Example of B+ tree(here the data pages contains only information about ranges of the values)

B+ tree implementations in DBMS have subtle details which influences the performance. Often the data in leaves is unsorted to minimize the requirement to reorganize the leaves after each INSERT. The order of the data is established based on the special *offset array* – which contains the offsets of the rows in the data page.

2.3 Additional comment

To minimize the expensive disk IO, DB store data in main memory – buffer pools. The size of the buffer pool is usually configurable. Whether or not a block of data is in the buffer is important not only for read but also for the write operations. In particular this is crucial for B + trees because the INSERT transaction must find the leaf where the new record should be put – one may think about this as implicit SELECT.

The author want to note that Durability of the transactions is achieved by logging the transactions. Write-Ahead logging (WAL) [11] is commonly used as logging scheme. In WAL transaction are firstly written to the log, then the transaction is executed. DB are properly utilized only when the transaction log becomes the bottleneck – therefore observing waits on transaction log can be indicator if some DB operations can be optimized.

3. Attributes

In this section, we describe two data types which are commonly used as ordering attributes of B + trees. We provide functional advantages and disadvantages of both types of data.

3.1. IDENTITY/SEQUENCE

This type is implemented as a 4-byte or 8-byte integer. Main idea is to provide the way to generate monotonic values. This means that DB allocates special counter for each column of this data type. It is incremented whenever the counter is accessed.

Extension of this concept is known as Database Sequences which are special objects which enable the precise control over the generated values. Often, when DB provides the Sequences, they wrap the IDENTITY. Also, other methods exist to generate the sequential values i.e. SEQUENTIALID (which are GUIDv1/GUIDv2) or timestamp.

When monotonic value is used, then the “last page problem” occurs [1] – a large number of concurrent INSERT transactions may require accessing and modifying the last page (see Fig. 4). Which leads to lock contention there, as every transaction require exclusive lock on the page to perform actual transaction. Due to this, one can observe a significant drop of the database throughput. On the other hand, the pages where the payload of the INSERT should be put can be

easily predicted – which results in minimal number of IO operations. Additionally, such pages are rarely deleted from the buffer pools.

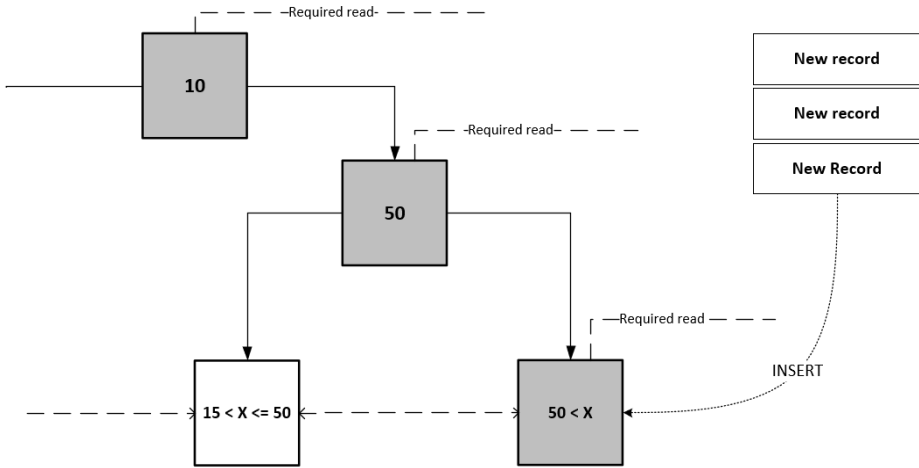


Figure 4. "Last Page Problem" when using IDENTITY. The path that is read by every transaction is highlighted

3.2. GUID

Globally Unique Identifier (GUID) is 16 byte integer. There are few subtypes of GUID which differs in way of generating the values. In this section we consider the GUIDv4 which values are drawn from the uniform distribution.

When using the GUID, "The Problem of the last page" disappears as random page is chosen for modification, thus reducing the probability of lock contention. As the values are random – in a distributed environment the clients themselves can generate them which eases the usage in the distributed environment. Unfortunately, when synchronizing the multiple datasets, some policy may be required when the duplicates are found.

As long as the whole dataset can be stored in main memory, the random types can be successfully used as ordering attributes. However, when the size of the table exceeds the size of the buffer pool, it is likely that the page that is affected by the transaction is not present in the cache. This means the additional disk IO which generally requires more time than waiting on a lock as stated in "The Last Page Problem". Table 1 presents a functional comparison of the data types.

Table 1. Functional comparison of IDENTITY and GUI

	IDENTITY	GUIDv4
Pros	<ul style="list-style-type: none"> • Last page is often in the cache, which reduces disk IO • Often, it is significantly smaller than GUID • Capabilities are extended with SEQUENCE 	<ul style="list-style-type: none"> • Identifies entity in distributed DBs • Prevents the lock contention at the last page
Cons	<ul style="list-style-type: none"> • Generated by DB • Does not identify entities in distributed DBs • Introduces “Last Page Problem” • Does not prevent fragmentation of the pages • In distributed DBs the two-way synchronization requires synchronous flow 	<ul style="list-style-type: none"> • Drops the throughput of the DB when the dataset does not fit in the memory • Often, it is significantly larger than IDENTITY • In distributed DBs the synchronization may require policy of identifying duplicate entries

4. Evaluation

The experiments were carried out on two nodes: the first contains DB, the second simulated clients performing concurrent transactions. DB on which the test was carried out was Microsoft SQL Server 2014 – Standard Edition installed on the Windows 10 Pro 64-bit. DB node had Intel (R) Core (TM) i7-6700 CPU @ 3.40 GHz, processor with 8 GB RAM and two hard drives. In order to examine the write performance to tables with random and monotonic clustering the DB was configured as in Table 2. The Disks were checked with winsat tool – the results are presented in Table 3.

Table 2. DB configuration parameters

Parameter	Max. log size	Initial log size	Max. DB size	Initial DB size	Buffer Pool size	Page size	DB threads
Value	10 GB	2 GB	20 GB	2 GB	4 GB	8 kB	4

Table 3. Referential measurement of disk performance using winsat

Disk/Type	Rand 16.0 Read	Seq 64.0 Read	Seq 64.0 Write	Avg. Seq Read	Max. latency	Avg. Rand Read
Disk 1 SSD	164.52 MB/s	447.71 MB/s	357.31 MB/s	0.169 ms	64.466 ms	0.186 ms
Disk 2 HDD	1.47 MB/s	109.67 MB/s	114.47 MB/s	5.334 ms	74.404 ms	12.182 ms

The following experiments were proposed to evaluate the performance:

- Experiment 1 – INSERT INTO performance evaluation when multiple several parallel connections are opened, assuming that the volume of data is in the buffer pool.
- Experiment 2 – multi-iteration INSERT INTO performance evaluation when multiple several parallel connections are opened. After each iteration, the data is preserved in DB. Time is measured for each iteration. At some iteration the data volume will exceed the capacity of the buffer.
- Experiment 3 - in which we evaluate the effectiveness of the batch load in different structures.

Below in the dedicated sections will be thoroughly discussed and the results of experiments.

4.1 Experiment 1

The first experiment examined the performance of write operations when many concurrent connections were executing the stored procedure. Pseudocode for the procedure is:

```

FOR i FROM 0 TO X
  BEGIN TRANSACTION
    INSERT INTO TABLE DEFAULT VALUES
  COMMIT
END FOR

```

Its workload simulates OLTP environment – where transactions have “point”/”by-id” flavour (insert, delete, update or read of a single row). In the experiment we defined the following variables:

- Number of parallel clients connected to the database
 $C := \{1, 10, 25, 50, 75, 100\}$
- Number of rows inserted into the table – among all the connections
 $R := \{0,5, 1, 2, 4\} * 10^6$
- Width of the row (in bytes)
 $W := \{50, 104, 254, 504\}$

All tests were repeated 5 times and mean time and standard deviation was calculated (in seconds) – measurements are presented in table 4.

In the setup when a single connection was performing inserts, we cannot indicate which solution is better – mean difference is relatively small even for the largest volume ($W = 504, R = 4 * 10^6$), the relative difference equals to 8% in favour of the IDENTITY.

Table 4. Comparison of mean time (in seconds) of INSERT operation on disk 1 for experiment 1. Standard deviation is shown in square brackets. Grey color indicates lower execution time

Inserted rows [R]	GUID				IDENTITY			
	Row width[W]				Row width[W]			
	50	104	254	504	50	104	254	504
Connection: 1								
500000	36 [1.1]	35.3 [0.6]	38.3 [1.9]	36.8 [1.2]	34.5 [0.4]	36.4 [0.6]	38.9 [0.8]	35.9 [0.9]
1000000	69.1 [1.3]	72.8 [1.7]	76.5 [2.5]	73.9 [1.4]	69.9 [0.5]	71.9 [1.7]	77.6 [3.4]	71.2 [1.7]
2000000	138.6 [1.2]	149.3 [3.5]	147.2 [5.5]	150.5 [2.4]	140.3 [1.6]	147.3 [6.3]	144.9 [3.3]	142.4 [3.5]
4000000	290.8 [6.7]	293.6 [3.6]	293.8 [5.2]	312.7 [5.9]	288.7 [8.3]	291.3 [7.7]	286.7 [6.5]	288.1 [9.8]
Connections: 10								
500000	10.5 [0.3]	10.8 [0.4]	12.2 [1.7]	12.9 [1]	12.4 [0.3]	12.7 [0.5]	13.2 [0.8]	14.5 [1.4]
1000000	21.5 [1.2]	21.8 [1.3]	37.5 [30.4]	26.9 [1.5]	24.9 [0.4]	24.9 [0.4]	26.5 [0.8]	28.4 [0.6]
2000000	41.2 [1.5]	44.2 [2.2]	47.1 [1.4]	53.1 [1.7]	49.5 [0.8]	51.1 [1]	52.5 [1]	57.1 [2.2]
4000000	84.1 [3.4]	91.1 [4.2]	96.4 [1.9]	117 [4.5]	99.7 [1.3]	101.5 [2.8]	105.3 [1.5]	114.1 [3.4]
Connections: 25								
500000	6.3 [0.5]	6.5 [0.3]	7.7 [0.7]	8.7 [1]	9.3 [1]	9.8 [0.5]	11.1 [1.1]	13.2 [0.9]
1000000	12.9 [0.5]	13 [0.5]	15.3 [0.9]	18.2 [0.4]	18 [0.6]	19.2 [0.3]	21.3 [1.4]	25.8 [0.8]
2000000	33 [17.8]	26.8 [1.2]	30.4 [1.7]	37 [1.5]	36.2 [1.1]	37.8 [1.3]	42.6 [1.1]	50.9 [1.9]
4000000	50.4 [1.4]	53.2 [2]	64.3 [2.2]	83.1 [4.7]	70.8 [1.6]	74.9 [1.1]	85.2 [1]	103.2 [2.7]
Connections: 50								
500000	5.2 [0.3]	5.6 [0.4]	6.7 [1]	7.3 [1.3]	9.3 [0.3]	10.2 [0.4]	11.8 [0.9]	13.7 [1]
1000000	10.2 [0.2]	10.4 [0.6]	12.9 [0.9]	15.5 [1.2]	18.2 [0.4]	20 [0.4]	23.5 [1.1]	28.1 [0.9]
2000000	20.3 [0.4]	21.2 [0.2]	25.3 [1.3]	32 [2.7]	36.7 [1.1]	40.1 [0.5]	47.2 [1.2]	55.8 [1.2]
4000000	41.5 [0.9]	45.1 [3.7]	51.2 [2.7]	71.5 [4.1]	73 [0.8]	79.8 [0.7]	93.3 [2.2]	113.9 [2.5]
Connections: 75								
500000	5.2 [0.6]	5 [0.3]	14.6 [18.4]	7 [1]	10.4 [0.4]	11.3 [0.5]	13.1 [1.2]	14.9 [0.9]
1000000	10 [0.7]	9.8 [0.5]	11.7 [1]	14.5 [1.1]	20.1 [0.3]	22.2 [0.3]	24.9 [1.1]	29.1 [0.5]
2000000	19.1 [0.7]	19.7 [0.6]	23.3 [0.6]	31.8 [1]	40.3 [0.4]	52 [17.5]	49.9 [0.8]	57.7 [1.8]
4000000	37.7 [2.2]	41.3 [1.2]	48.2 [1.7]	68.9 [3]	80.1 [0.8]	104.3 [23.1]	99.7 [1.5]	115.9 [2.3]
Connections: 100								
500000	5.3 [1]	5 [0.4]	5.6 [0.6]	7.6 [2]	11.9 [0.3]	12.4 [0.4]	14.4 [0.7]	15.5 [1]
1000000	9.1 [0.4]	9.8 [1.1]	11.7 [0.9]	13.5 [0.4]	23.6 [0.7]	24.2 [0.5]	26.3 [1]	31.2 [1.8]
2000000	18.6 [0.9]	19.8 [0.5]	22.9 [1.3]	29.2 [2.2]	46.1 [0.6]	50.2 [4.1]	53.6 [1.4]	61.3 [2.2]
4000000	36.5 [0.7]	40.8 [3.3]	46.7 [1.2]	66.3 [2.6]	91.4 [0.6]	96.8 [1.1]	105.9 [1.2]	121.6 [4.4]

The situation changes when records are inserted in parallel. In each case this leads to significant reduction of time (37% of the base time for GUID, 39% for IDENTITY). When using GUID and 10 connections in every but two cases we observe faster INSERT with relative difference at level < 10%.

With 25 and more connections difference between the GUID and IDENTITY significantly differs. In case of smallest volume ($W = 50, R = 0,5 * 10^6$) GUID organized table finishes the task 1.48 to 2.24 times faster than IDENTITY. Similarly, the largest volume of data ($W = 504, R = 4 * 10^6$) can be inserted 1.24 to 1.83 times faster. The relative acceleration using 100 connections is presented in figure 5.

"Last Page Problem" occurs more often when the row size is small because the greater number of the transactions is trying to write to the same page. This leads to the best relative performance of GUID organized table when ($W = 50, R = 4 * 10^6$) – one can observe 2.5 times speed up. It should be noted that IDENTITY will not gain performance boost when more than 25 connections are used – more number of connections leads to performance drop.

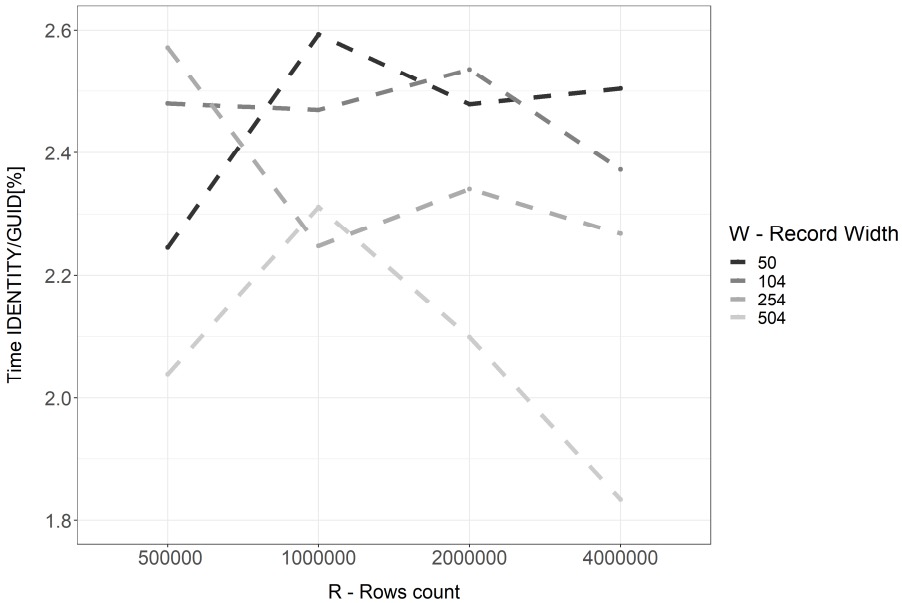


Figure 5: Relative comparison of mean Times using 100 parallel connections

At the end of this subsection, we just note the fact that repeating this experiment on second disk gave similar results.

4.2. Experiment 2

The second experiment was derived from the experiment 1. Its idea was to load the data to DB within several iterations and after each, the records were preserved. The number of records in each iteration was fixed. The test was describe with the following parameters:

- Number of parallel clients connected to the database: $c = 100$
- Number of rows inserted into the table – among all the connections: $r = 4 * 10^6$
- Width of the row (in bytes): $w = 254$
- Number of iterations were set to 6. After last iteration, the database had 24kk record – which was roughly 5.68 GB of data.

Test was repeated 4 times on disk 1 (SSD). The time was measured in seconds.

Table 5: Comparison of mean and cumulated execution time of stored procedure (by iteration)

Method	Iteration	Time[s]	Cumulated time [s]
guid	1	60,55	60,55
	2	58,99	119,54
	3	87,38	206,92
	4	231,65	438,57
	5	371,84	810,41
	6	434,97	1245,38
numeric	1	114,89	114,89
	2	108,2	223,09
	3	108,72	331,81
	4	108,77	440,58
	5	109,54	550,12
	6	108,84	658,96

The results of this test highlights that when data in a table does not fit in the buffer pool, IDENTITY's predictable storage page becomes a positive property. In the first three iterations (about 3 GB of raw data, with a buffer pool of 4 GB) using GUID as clustering attribute is beneficial – as observed in the first experiment. Unfortunately, when DB cannot find pages in the buffer, it has to perform the expensive disk IO requests which causes a steep increase in the execution time. This can be seen in figure 5. When using IDENTITY as clustering key the storing page does not disappears from the buffer pool (as a result of "cache thrashing"), thus making the INSERT operation work in the constant time, regardless of table size. Despite the fact that initially the IDENTITY configuration

performs twice slower than the GUID – in long run, the cumulative time of all six iterations turned out to be almost twice lower (658 seconds using IDENTITY and 1245 seconds using GUID, as observed in Table 5).

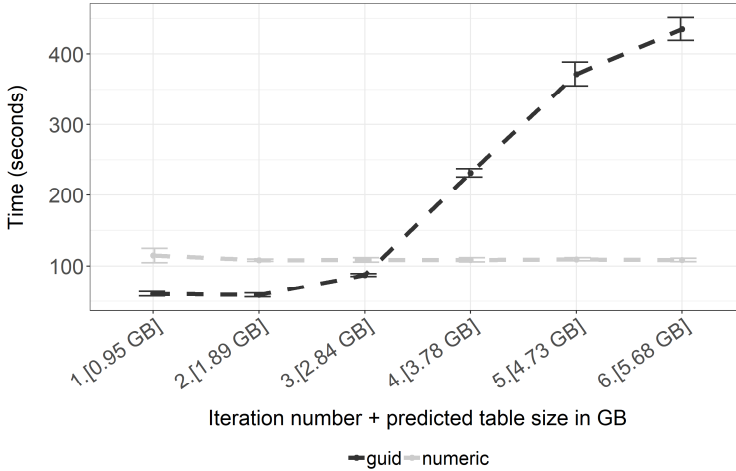


Figure 6: Comparison of mean execution time of stored procedure (by iteration)

4.3. Experiment 3

In the last experiment we use a single connection to perform batch operations (Bulk Inserts). In this experiment we compare Heap Files with B+ trees (with various clustering attributes). For this test we prepared the file of 5.68 GB of raw data. The parameters in this experiment were:

- Number of parallel clients connected to the database: $c = 1$
- Number of rows inserted into the table: $r = 24 * 10^6$
- Width of the row (in bytes): $w = 254$
- Single commit batch size: 10^6
- Single commit batches were sorted

Test was repeated 5 times on first disk and the results are shown in the figure 7. When using B+ tree, the choice of the clustering attribute have not significantly influenced the load time – in both cases the mean time was around 195 seconds. Changing the table implementation to the Heap Files drastically cut down the time. When using Primary Key (PK) constraint, the load was done in about 120 seconds. When all constraints were dropped, the load time achieved 65 seconds (the lowest achieved load time). Interestingly enough – the choice of PK type did not influenced significantly the time.

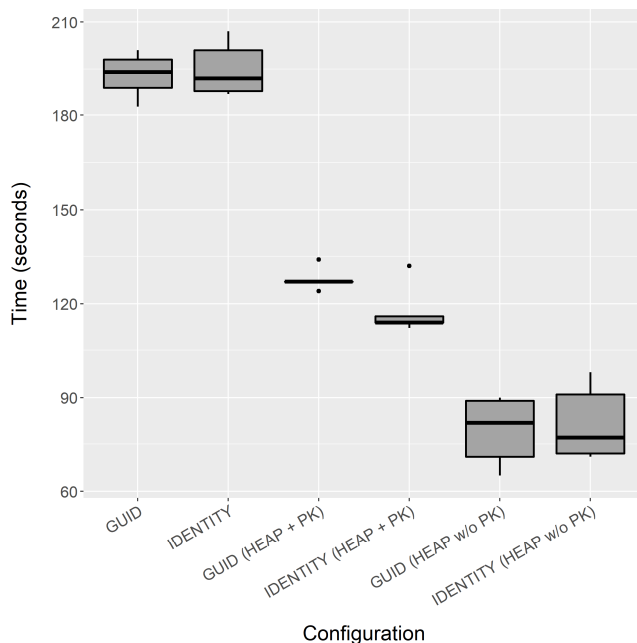


Figure 7: Comparison of batch load time

5. Conclusion and further research

The study in this article shows the usage of random and monotonic attributes (represented by GUID and IDENTITY). We shows the conditions when choosing the right attributes leads to performance gain, measured as Transaction-Per-Minute. Also we presented the dramatic drop of the performance when data does not fit in the memory when random attributes are used.

One should note however that some functionalities exists that can counter this negative effect – notably partitioning, Multi-Temperature Storages [12] or more control over the generated values (as in GUIDv1 or GUIDv2 [13]).

Further research should aim to:

- 1) Propose the formal model describing the performance
- 2) Demonstrate the ability to scale out the tables clustered on the random attributes beyond the size of the buffer pool
- 3) Test the performance of bulk load when dataset is not sorted
- 4) Measure the impact of page fragmentation

Bibliography

- [1] Ullman D.J., Widom J.: A First Course In Database Systems, Helion Publisher, pages 110-129, 1997
- [2] Leach P., Mealling M., Salz R.: RFC 4122: A Universally Unique Identifier (UUID) URN Namespace, <https://tools.ietf.org/html/rfc4122> (Access: 9 September 2018)
- [3] Nilsson J.: The Cost of GUIDs as Primary Keys, <http://www.informit.com/articles/article.aspx?p=25862> (Access: 9 September 2018)
- [4] Clayton R.: Do you really need a UUID/GUID?, <https://rclayton.silvrback.com/do-you-really-need-a-uuid-guid> (Access: 9 September 2018)
- [5] Ricken U.: GUID vs INT/IDENTITY als Clustered Key, <https://www.db-berater.de/2015/04/guid-vs-intidentity-als-clustered-key-2/> (Access: 9 September 2018)
- [6] Penn J.: Taking It Further: GUIDs vs INTs as Primary Keys, <https://scifisql.com/2017/05/07/guids-vs-ints-as-primary-keys/>, (Access: 9 September 2018)
- [7] Boicea A., Bucur I., Radulescu F., Truica C.A.: Performance Evaluation for CRUD Operations in Asynchronously Replicated Document Oriented Database, 20th International Conference on Control Systems and Computer Science, Bucharest, 2015
- [8] Li Y., Manoharan S.: A performance comparison of SQL and NoSQL databases, IEEE Pacific RIM Conference on Communications, Computers, and Signal Processing - Proceedings, 2013
- [9] Elmasri R., Navathe S.: Fundamentals of Database Systems, Helion Publisher, pages 449 & 288-501, 2005
- [10] Bača M., Grd P.: Analysis of B-tree data structure and its usage in computer forensics, Central European Conference on Information and Intelligent Systems, 2010
- [11] Jhingran A., Khedkar P.: Analysis of Recovery in a Database System Using a Write-ahead Log Protocol, Proceedings of the 1992 ACM SIGMOD International Conference on Management of Data, 1992
- [12] Brown D.P., Richards A: Managing access to data in a multi-temperature database, US Patent US9015146B2, 2015-04-21
- [13] Marquardt A.: Generating Globally Unique Identifiers for Use with MongoDB, <https://www.mongodb.com/blog/post/generating-globally-unique-identifiers-for-use-with-mongodb> (Access: 9 September 2018)

ANALIZA WYDAJNOŚCI OPERACJI ZAPISU DLA TABEL UPORZĄDKOWANYCH ATRYBUTAMI IDENTITY ORAZ UUID

Streszczenie

Projektowanie bazy danych wymaga podjęcia decyzji o fizycznej strukturze przechowywanej dane. Często wpływ tej decyzji jest niedoceniany ponieważ 1) standard SQL nie precyzuje tego

ograniczenia, przez co każdy dostawca Bazy Danych implementuje je po swojemu 2) wybór struktury jest podejmowany niejawnie. Na ogół domyślnymi strukturami są B+ drzewa które są strukturami posortowanymi. Wybór tej konkretnej implementacji tabeli wpływa zarówno na wydajność operacji odczytu jak i zapisu. Ze względu że częstą praktyką jest stosowanie atrybutów IDENTITY/AUTO_INCREMENT jako kluczy głównych, według tych wartości atrybutów ustalany jest fizyczny porządek tabeli. W pewnych przypadkach warto jednak korzystać z atrybutów o wartościach losowych w celu zwiększenia przepustowości Bazy Danych (liczonej jako liczba transakcji na sekundę). Takie przypadki obejmują sytuację gdy dane mieszczą się w pamięci operacyjnej lub gdy możemy ograniczyć zbiór fizycznych stron do których Baza Danych będzie się odwoływać. W ogólnym przypadku ani atrybuty monotoniczne, ani losowe nie są lepsze od swoich konkurentów. W tym artykule (1) opisujemy struktury wykorzystywane we współczesnych Bazach Danych, (2) opisujemy zalety i wady dwóch najczęściej wykorzystywanych typów: GUID oraz IDENTITY, (3) prezentujemy analizę wydajności operacji zapisu porównując oba typy w tabelach implementowanych jako B+ drzewo, (4) analizujemy wydajność operacji wsadowego ładowania zarówno w plikach sekwencyjnych jak i B+ drzew.

Słowa kluczowe: projektowanie baz danych, model logiczny, porządkowanie, pliki sekwencyjne, B + drzewo, UUID, GUID, IDENTITY, sekwencje, wydajność wstawiania, ładowanie wsadowe

DOI: 10.7862/re.2020.6

Przesłano do redakcji: styczeń 2019 r.

Przyjęto do druku: luty 2021 r.

Mirosław SOBASZEK¹

Krzysztof MILEWSKI²

POMIARY WYSOKOŚCI I PRĘDKOŚCI LOTU MAŁEGO SAMOLOTU BEZZAŁOGOWEGO Z WYKORZYSTANIEM RUREK PRANDTLA

Niezawodne pomiary prędkości powietrza opływającego skrzydła samolotu oraz wysokości na jakiej znajduje się statek powietrzny są niezbędne do sterowania samolotem bezzałogowym. Z uwagi na konieczność stosowania procesów automatycznej stabilizacji lotu, bezzałogowe samoloty wymagają niskiego opóźnienia toru pomiarowego. Do pomiaru tych wielkości zbudowano system oparty na dwóch torach pomiarowych wykorzystujących rurkę Prandtla. Niniejszy artykuł opisuje efekty projektu badawczego prowadzonego w Studenckim Kole Naukowym Elektroników Politechniki Rzeszowskiej, poszukującego niezawodnego i szybkiego rozwiązania o podwyższonej dokładności.

Słowa kluczowe: rurka spiętrzeniowa, ciśnienie statyczne, ciśnienie dynamiczne, prędkość przepływu gazu

1. Wprowadzenie

Ze względu na swoje wymiary i niewielką masę małe samoloty bezzałogowe są obiektami wymagającymi szybkiego sterowania. Układ automatycznej stabilizacji lotu małego statku powietrznego do swej poprawnej pracy wymaga dostarczenia pomiarów o małym opóźnieniu czasowym oraz dużej częstotliwości próbkowania [1]. Założenia te wykluczają stosowanie w torze pomiarowym, w celu eliminacji zakłóceń, filtrów dolnoprzepustowych o dużej stałej czasowej. Zastosowanie w prezentowanym rozwiązaniu dwóch torów pomiarowych, przetwarzających sygnał z oddalonych od siebie przetworników, nie tylko zapewnia redundancję pomiaru, ale także znaczące zmniejszenie zakłóceń bez wprowadzania niekorzystnego opóźnienia. Zaprezentowano także, opracowany w naszym ze-

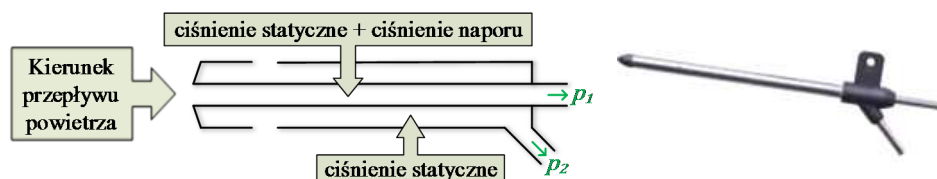
¹ Autor do korespondencji: Mirosław Sobaszek, Politechnika Rzeszowska, Wydział Elektrotechniki i Informatyki, Wincentego Pola 2, 35-959 Rzeszów, tel. (17) 743-22-48, email: somirek@prz.edu.pl

² Krzysztof Milewski, Politechnika Rzeszowska, Wydział Elektrotechniki i Informatyki, Wincentego Pola 2, 35-959 Rzeszów, tel. 514556979, email: 137850@stud.prz.edu.pl

spole, tor przetwarzania sygnału pomiarowego, zrealizowany w stosunkowo tanim, małym, lekkim i energooszczędnym układzie o niskich szumach własnych.

2. Zasada pomiaru

Do pomiarów wysokości i prędkości lotu samolotu powszechnie wykorzystuje się wyprowadzoną na zewnątrz płatowca sondę zwaną rurką Prandtla [2], pokazaną na rys. 1, która jest połączeniem sondy ciśnienia statycznego z rurką Pitota, służącą do pomiaru ciśnienia naporu powietrza na wlot rurki.



Rys. 1. Budowa rurki Prandtla

Fig. 1. Construction of the Prandtl tube

Względną wysokość samolotu określa się na podstawie pomiarów ciśnienia atmosferycznego na lotnisku o znanej wysokości n.p.m. i ciśnienia statycznego zmierzonego przez układ umieszczony na pokładzie samolotu, z wykorzystaniem wzoru barometrycznego:

$$h \approx - \ln \left(\frac{p}{p_0} \right) \cdot \frac{RT}{\mu g}, \quad (1)$$

gdzie: p_0 – ciśnienie atmosferyczne na poziomie odniesienia [Pa],

μ – masa molowa powietrza [kg/mol],

g – przyspieszenie ziemskie [m/s^2]

R – stała gazowa [J/(mol·K)],

T – temperatura powietrza [K].

Na podstawie pomiaru ciśnień: naporu (z rurki wewnętrznej) oraz statycznego (z rurki zewnętrznej) można obliczyć prędkość powietrza wykorzystując wzór:

$$v \approx \sqrt{2 \cdot \frac{p_1 - p_2}{\rho}}, \quad (2)$$

gdzie: p_1 – ciśnienie naporu [Pa],

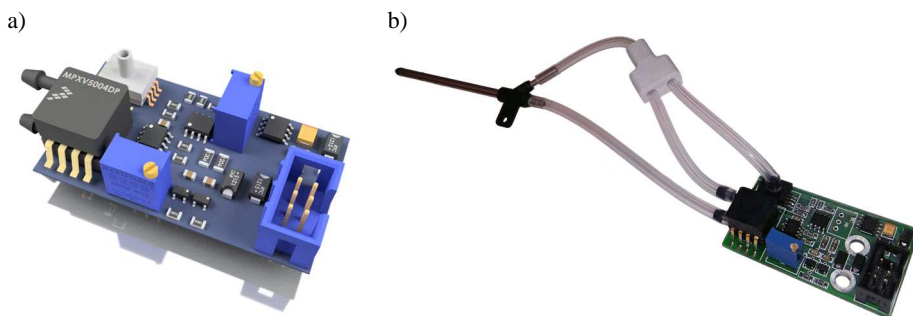
p_2 – ciśnienie statyczne [Pa],

$(p_1 - p_2)$ – ciśnienie spiętrzenia [Pa],
 ρ – gęstość powietrza [kg/m²].

3. Układ pomiarowy

3.1. Budowa układu

Układ pomiarowy składa się z trzech elementów: jednego centralnego mikrokomputera oraz dwóch podłączonych do niego poprzez magistralę I2C modułów pomiarowych (po jednym module pomiarowym na każdym skrzydle samolotu). Widok 3D modułu pomiarowego pokazano na rys. 2, natomiast schemat blokowy całego układu został przedstawiony na rys. 5.



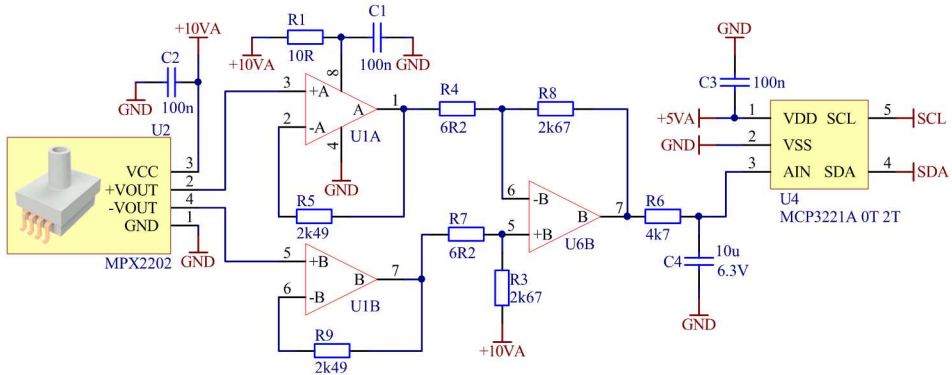
Rys. 2. Moduł pomiarowy: a) model 3D, b) realizacja

Fig. 2. Measurement module: a) 3D model, b) real photo

Każdy moduł pomiarowy zawiera przetworniki ciśnień: statycznego i spiętrzenia, analogowe układy kondycjonujące sygnały z przetworników ciśnień i przetworniki analogowo-cyfrowe. Odebrane przez mikrokomputer sygnały cyfrowe są następnie przetwarzane w celu dostosowania ich parametrów do potrzeb układu automatycznej stabilizacji lotu, obliczane są także prędkość i względna wysokość lotu samolotu. Układ centralnego mikrokomputera samolotu wyposażony jest w interfejs umożliwiający przesyłanie wybranego strumienia danych z systemu wbudowanego do komputera PC, co ułatwia kalibrację i weryfikację poprawności działania całego systemu pomiarowego.

3.2. Pomiar ciśnienia statycznego

Na rys. 3 pokazano wstępny tor przetwarzania sygnału pomiarowego ciśnienia statycznego. Cały system pomiarowy zawiera dwa takie tory – po jednym w każdym module pomiarowym.



Rys. 3. Układ do pomiaru ciśnienia statycznego

Fig. 3. Static pressure measuring circuit

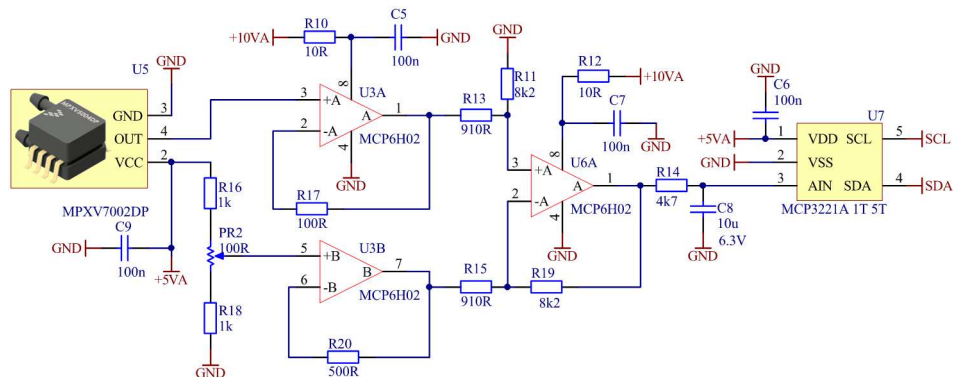
Do pomiaru ciśnienia statycznego, doprowadzonego z zewnętrznej komory rurki Prandtla, wykorzystano przetwornik ciśnienia absolutnego MPX2202. Jest to kompensowany termicznie piezoelektryczny przetwornik ciśnienia o zakresie pomiarowym od 0 do 200 kPa i czułości 0,2 mV/kPa. Ze względu na dość dużą i zmienną w funkcji poziomu sygnału rezystancję wyjściową przetwornika ciśnienia absolutnego (wg noty katalogowej zmienia się ona od 1,4 k Ω do 3 k Ω), napięcia wyjściowe są buforowane wtórnymi napięciowymi U1A i U1B, dzięki czemu rezystancje wyjściowe przetwornika nie będą (odpowiednio w sumie z R4 i R7) wpływać na wzmocnienie wzmacniacza różnicowego. Wzmacniacz różnicowy U6B odwraca fazę i wzmacnia sygnał różnicowy tak, aby zakres pomiarowy przetwornika ADC pozwalał na pomiar wysokości w przybliżonym zakresie od 0 do około 5000 m n.p.m. (Wysokości 0 m n.p.m. odpowiada wartość sygnału równa 3,3 V na wejściu przetwornika ADC. Napięcie to zmniejsza się wraz ze wzrostem wysokości). Sygnał przed podaniem na przetwornik ADC (zrealizowany w układzie U4) jest filtrowany dolnoprzepustowym filtrem pierwszego rzędu.

3.3. Pomiar ciśnienia spiętrzenia

Na rys. 4 pokazano wstępny tor przetwarzania pomiaru ciśnienia spiętrzenia. Cały układ pomiarowy posiada dwa takie torry przetwarzania - po jednym na każdym module pomiarowym.

Pomiaru ciśnienia spiętrzenia dokonano z wykorzystaniem różnicowego przetwornika ciśnienia MPXV7002DP. Jest to kompensowany termicznie przetwornik ciśnienia różnicowego doprowadzonego z rurki Prandtla do dwóch zabudowanych w czujniku gniazd. Zakres pomiarowy wynosi od -2 kPa do 2 kPa, czułość 1 V/kPa, a offset napięcia wyjściowego czujnika jest równy połowie na-

pięcia zasilania. Ze względu na fakt, że samolot w czasie lotu porusza się wyłącznie do przodu, różnica ciśnień podanych na czujnik jest zawsze dodatnia. Dlatego od sygnału z czujnika odjęto offset równy połowie napięcia zasilania (za pomocą wzmacniacza różnicowego U6A). Pozwala to na wykorzystanie całego zakresu przetwarzania przetwornika ADC. Otrzymany sygnał wzmocniono do wartości zapewniającej pomiar prędkości do około 120 km/h i podano poprzez filtr antyaliasingowy pierwszego rzędu na wejście dwunastobitowego przetwornika ADC.



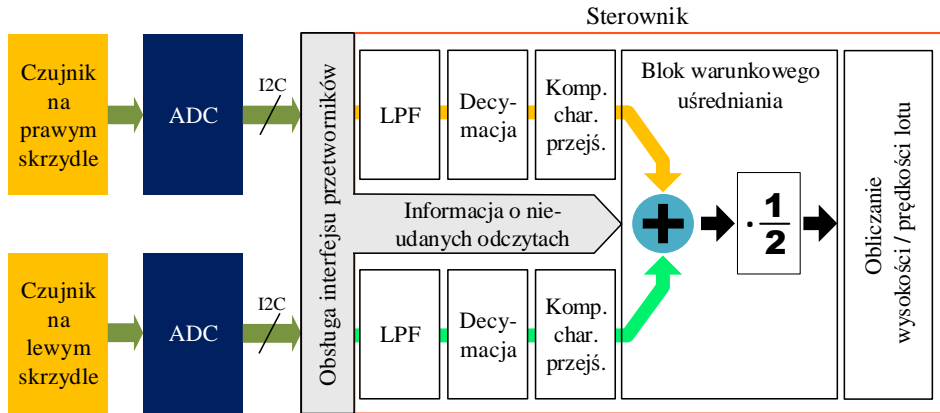
Rys. 4. Schemat układu kondycjonującego sygnał z przetwornika ciśnienia śpiętrzenia (prędkość powietrza)

Fig. 4. Schematic of the signal conditioning circuit from the pressure transducer (airspeed)

3.4. Przetwarzanie sygnałów z przetworników ciśnień w domenie cyfrowej

Zastosowane w modułach pomiarowych przetworniki ADC - MCP3221A to wykorzystujące metodę przetwarzania analogowo-cyfrowego z sukcesywną aproksymacją układy o efektywnej wyjściowej rozdzielczości na poziomie $ENOB_{ADC} = 11,85$ bitów i maksymalnej częstotliwości próbkowania 22 kpsps.

Przetworniki ADC, mierzące sygnały z obydwóch rurek Prandtla, połączono za pośrednictwem magistrali I2C do modułu komputera pokładowego samolotu, którego „sercem” jest mikroprocesor PIC32MX575F512H. Oprogramowanie mikrokontrolera zrealizowano jako zoptymalizowany do zastosowania w samolocie system czasu rzeczywistego, którego jeden z procesów służy do niezawodnej obsługi interfejsów przesyłu danych z czujników samolotu. Proces ten wyposażono w program sterownika magistrali I2C, który przeprowadza diagnostykę stanu magistrali dzięki sprzętowemu wsparciu producenta mikrokontrolera.



Rys. 5. Schemat blokowy systemu pomiarowego wysokości i prędkości lotu

Fig. 5. Block diagram of the altitude and flight speed measurement system

Sterownik, którego schemat blokowy przedstawiono na rys. 5, analizuje poprawność ramek danych odebranych z przetworników ADC oraz czasy pomiędzy pojawieniem się poszczególnych bajtów danych na magistrali I2C, porównując przebieg komunikacji ze standardem określonym przez producenta przetwornika ADC. W razie wykrycia błędów sterownik przeprowadza próbę odzyskania poprawnej łączności (wbudowany w mikrokontroler interfejs magistrali I2C oraz protokół komunikacyjny przetwornika ADC pozwalają na wykonanie procedury resetującej). Sygnały ciśnień każdego z przetworników podawane są na wejście dolnoprzepustowego filtra uśredniającego, o szerokości okna zależnej od ilości poprawnie odebranych próbek. Obliczanie średniej odbywa się bezpośrednio przed wywołaniem funkcji algorytmu automatycznej stabilizacji lotu. Jest ono wyzwalane w momencie odebrania danych z inklinometru - w ten sposób zrealizowano decymację synchronizując częstotliwość wyjściową sygnałów prędkości i wysokości z częstotliwością sygnałów informujących o położeniu kątowym samolotu. Na podstawie danych, otrzymanych w procesie decymacji oraz zmierzonych w procesie kalibracji charakterystyk przetwarzania toru pomiarowego, oblicza się wartości wysokości i prędkości zmierzone za pomocą każdego z modułów pomiarowych. Poprawnie zmierzone wartości z prawego i lewego modułu pomiarowego uśredniają się i przekazują do funkcji automatycznej stabilizacji lotu. Jeżeli w jednym z torów pomiarowych wykryto błędy połączenia lub przetwarzania analogowo-cyfrowego, sprawdza się, czy różnica otrzymanych wartości wysokości i/lub prędkości przekracza 5 % wartości w stosunku do toru, w którym nie wykryto błędów. Wówczas dane te uznaje się za nieużyteczne i nie bierze się ich pod uwagę w czasie obliczeń. Jeśli dane z obydwu torów pomiarowych zawierają błędy, to na wyjściu układu pomiarowego wystawia się ostatnią

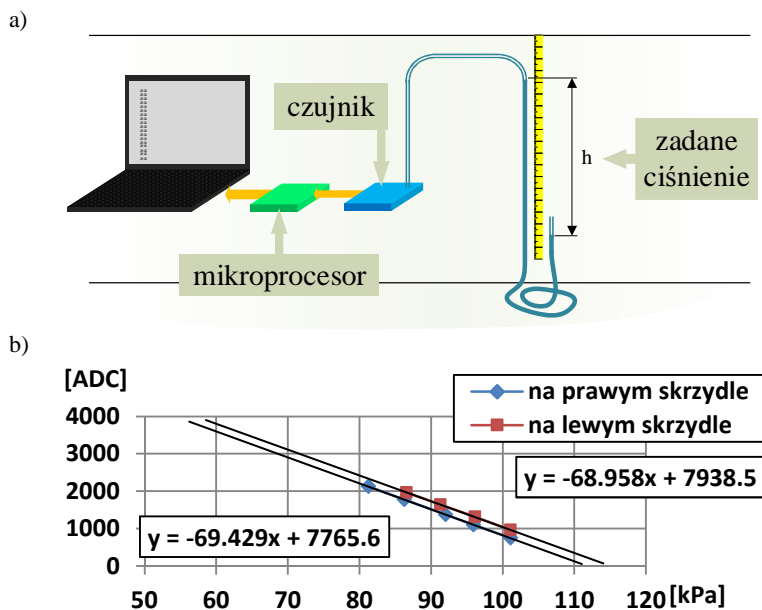
poprawnie zmierzoną wartość. Częstotliwość próbkowania sygnału każdego z przetworników ciśnienia wynosi 1 kHz. Dzięki zastosowaniu dziesięciokrotnego nadpróbkowania oraz zdwojonego pomiaru, każdą wartość wyjściową prędkości i wysokości otrzymuje się na podstawie dwudziestu pomiarów, z których liczona jest średnia. Pozwala to na podniesienie dokładności przetwarzania analogowo-cyfrowego ponad czterokrotnie (zwiększono efektywną rozdzielczość o 2,16 bitów, co daje całkowitą efektywną rozdzielczość przetwarzania sygnałów ciśnienia na poziomie 14 bitów [3]).

4. Pomiary

4.1. Kalibracja toru pomiaru ciśnienia statycznego (wysokość lotu)

Do pomiaru wysokości i prędkości lotu samolotu, zgodnie z zależnościami (1) i (2), konieczne jest wyznaczenie charakterystyki przejściowej całego toru pomiarowego, od przetwornika ciśnienia do przetwornika analogowo-cyfrowego, a następnie uwzględnienie zmierzonych zależności w obliczeniach.

Kalibrację toru pomiaru ciśnienia przeprowadzono w układzie przedstawionym na rys. 6a.



Rys. 6. Kalibracja toru pomiaru ciśnienia statycznego: a) stanowisko pomiarowe, b) wyniki pomiarów

Fig. 6. Calibration of the static pressure measurement path: a) measuring stand, b) measurement results

Wartość ciśnienia na wejściu zadawano za pomocą rurki częściowo wypełnionej wodą, nastawiając odpowiednią wysokość słupa wody w rurce zgodnie ze wzorem:

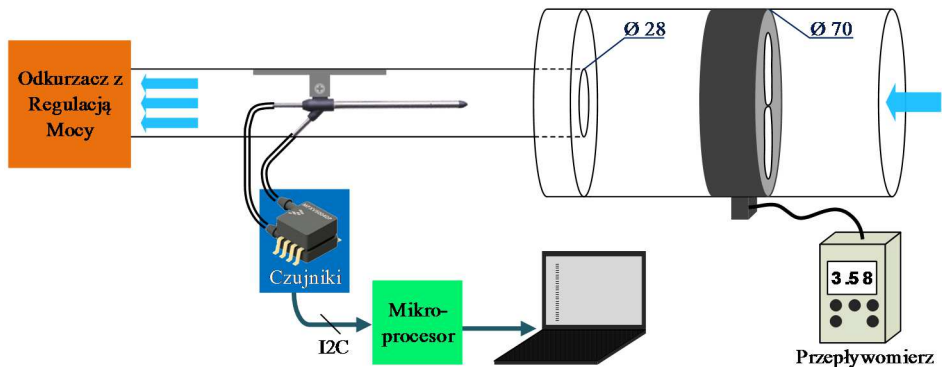
$$P = P_a - \rho gh, \quad (3)$$

gdzie: P_a – ciśnienie atmosferyczne [Pa],
 ρ – gęstość cieczy [kg/m^3],
 g – przyspieszenie ziemskie [m/s^2],
 h – wysokość słupa wody w rurce [m].

Zbadano fragment charakterystyki przejściowej przetwornika dla czterech różnych ciśnień wejściowych odpowiadających wysokości słupa wody 0; 0,5; 1; 1,5 m. Na podstawie pomiarów, z wykorzystaniem metody najmniejszych kwadratów, określono charakterystykę przejściową układu, pokazaną na rys. 6b.

4.2. Kalibracja toru pomiaru prędkości lotu

Pomiary charakterystyki przetwarzania układu do pomiaru prędkości lotu przeprowadzono wykorzystując jako urządzenie referencyjne przepływomierz CFM MASTER 8901 – w sposób pokazany na rys. 7. Ze względu na to, że średnice tuby pomiarowej przepływomierza i przewodu, w którym znajdowała się rurka Prandtla, były różne, wskazania przepływomierza przeskalowano proporcjonalnie do różnicy powierzchni przekrojów, w których mierzono prędkości.

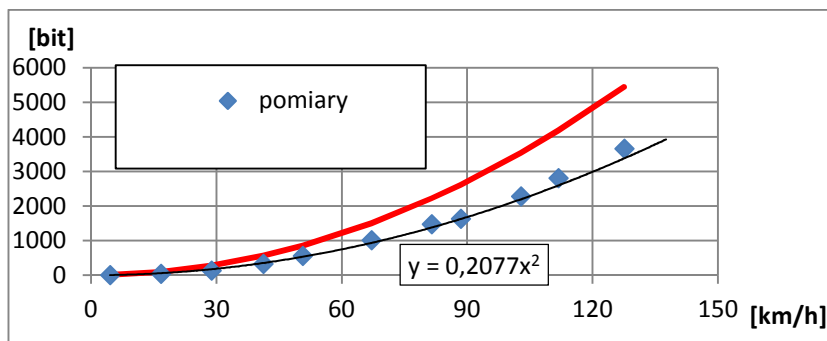


Rys. 7. Stanowisko do kalibracji toru pomiaru ciśnienia spiętrzenia (prędkość lotu)

Fig. 7. Stand for calibration of the pressure measurement path (airspeed)

Zmieniając moc odkurzacza wymuszającego przepływ powietrza opływającego rurkę Prandtla i porównując wyniki otrzymane z modułu pomiarowego do

odczytów z przepływomierza, określono charakterystykę przetwarzania modułu pomiarowego pokazaną na rys. 8.



Rys. 8. Charakterystyka przetwarzania układu do pomiaru prędkości lotu

Fig. 8. Transfer characteristics of the airspeed measuring system

Na podstawie zależności (2) założono, że krzywa przetwarzania powinna być parabolą. Aproksymacji dokonano z wykorzystaniem metody najmniejszych kwadratów. Zmierzona charakterystyka okazała się znacząco różnić od wartości obliczonych ze wzoru teoretycznego, jednak ze względu na to, że producent deklaruje maksymalny błąd względny przetwornika na poziomie 6,26 % oraz nieznaną wpływ kształtu nasady rurki Prandtla na wyniki, przyjęto poprawność zmierzonej eksperymentalnie charakterystyki.

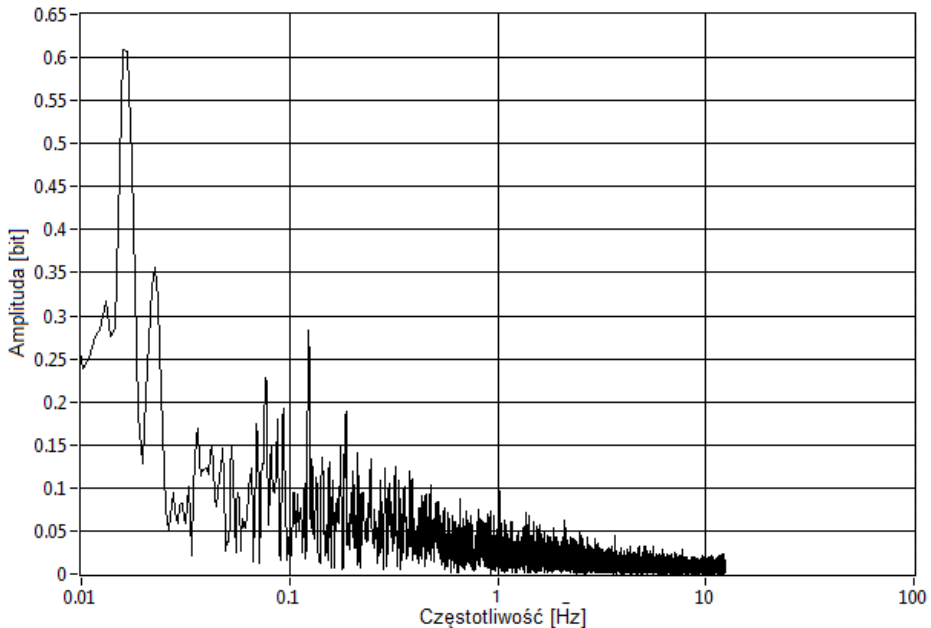
4.3. Pomiar odchylenia standardowego sygnałów na wejściu i wyjściu toru cyfrowego przetwarzania danych z czujników pomiarowych

W celu oszacowania poziomu szumu układu pomiarowego oraz wpływu bloku przetwarzania sygnałowego, zmierzono wielkości odchylenia standardowych sygnału wysokości i prędkości lotu. Badania odchylenia standardowego toru pomiarowego dokonano z zacopowanymi portami przetworników ciśnienia. Analizie poddano sygnał cyfrowy pochodzący z pojedynczego przetwornika ciśnienia oraz sygnał pochodzący z wyjścia toru przetwarzania sygnału cyfrowego (będący wynikiem uśredniania nadpróbkowanych sygnałów z obu czujników). Analizowano sygnały o długości 10245 próbek. Wyniki analizy pomiarów pokazano w tab. 1.

Tabela 1. Wyniki pomiarów odchylenia standardowego cyfrowych sygnałów z czujników
 Table 1. The results of measurements of standard deviation of digital signals from sensors

	Odchylenie standardowe sygnału z pojedynczego czujnika (bez uśredniania) [bit]	Odchylenie standardowe sygnału uśrednionego z 64 kolejnych próbek dwóch czujników [bit]
Sygnał wysokości	6,96	0,87
Sygnał prędkości	2,13	1,56

Pomiary wykonano z i bez zastosowania sześćdziesięcioczeropunktowego uśredniania sygnału (uśrednionego z wyjścia dwóch czujników). Dzięki uśrednianiu uzyskano niewielkie zmniejszenie odchylenia standardowego sygnału prędkości. Fakt ten jest wynikiem ułożenia znacznie większej gęstości szumu tego sygnału w zakresie małych częstotliwości, co uniemożliwia jego wyeliminowanie bez użycia dolnoprzepustowego filtra o dużej stałej czasowej, a więc wprowadzającego duże przesunięcie fazowe. Widmo sygnału szumu układu pomiaru prędkości pokazano na rys. 9.



Rys. 9. Widmo sygnału szumu z różnicowego czujnika prędkości
 Fig. 9. Noise spectrum from the airspeed sensor

Wnioski

Poziom uzyskanego w systemie pomiarowym odchylenia standardowego sygnału prędkości jest wystarczający do zastosowania w samolocie bezzałogowym. Pewnym niedostatkim systemu, zwłaszcza w czasie wykonywania manewrów startu i lądowania, jest mała dokładność pomiaru wysokości lotu. Z przeprowadzonych w rzeczywistych warunkach doświadczeń wiemy, że na stabilność pomiarów decydujący wpływ ma turbulentny charakter przepływu powietrza. W czasie występowania np. porywistego wiatru wskazanie wysokości lotu, może zmieniać się w rytm podmuchów (w zależności od ustawienia rurki Prandtla). Dlatego do określania wysokości lotu w czasie startu czy lądowania warto dodatkowo użyć czujników wykorzystujących wiązkę światła laserowego lub podczuwonego. Na szczególną uwagę zasługuje realizacja systemu zbierania i przetwarzania danych z przetworników zapewniająca podwyższoną niezawodność systemu pomiarowego, gdyż w przypadku usterki jednego z czujników poprawne pomiary są nadal przekazywane do funkcji realizującej automatyczne sterowanie samolotem – mają jedynie mniejszą dokładność. Ponadto gdy komunikacja, z którymś z przetworników ADC zostanie zawieszona, lub gdy prowadzona jest nieprawidłowo, na skutek np. zakłócenia napięcia zasilania - oprogramowanie sterownika stara się przywrócić poprawną komunikację. Proste testy odzyskania komunikacji po np. fizycznym rozłączeniu magistrali potwierdziły skuteczność działania opisanych zabezpieczeń.

Literatura

- [1] Bociek Stanisław, Gruszecki Jan: Układy Sterowania Automatycznego Samolotem. Oficyna Wydawnicza Politechniki Rzeszowskiej, 1999. ISBN 83-7199-123-1
- [2] Polak Zbigniew, Rypulak Andrzej: Awionika, Przyrządy i Systemy Pokładowe. Wyższa Szkoła Oficerska Sił Powietrznych, 2002. ISBN 83-912861-6-9
- [3] Lyons G. Richard: Understanding Digital Signal Processing. Addison- Wesley, 1999. ISBN 0-201-63467-8

MEASUREMENT OF ALTITUDE AND AIRSPEED OF AN UNMANNED AIRCRAFT WITH THE USE OF PRANDTL TUBES

Summary

Reliable measurements of the air velocity flowing around the wings of the aircraft and the altitude at which the aircraft is located are necessary for controlling the unmanned aircraft. Due to the need to use automatic flight stabilization processes, unmanned aircraft require a minimal delay in the measuring path. For correct measurement of these quantities, a system based on two measuring lines using backflow tubes was built. This article describes the effects of a research project

carried out by the Student Scientific Group of Electronics at the Rzeszów University of Technology, who were seeking a reliable and quick solution with increased accuracy.

Keywords: backflow tubes, dynamic pressure, static pressure, gas flow rate

DOI: 10.7862/re.2020.7

Przesłano do redakcji: czerwiec 2019 r.

Przyjęto do druku: luty 2021 r.

Paweł SZCZUPAK¹

KALIBRACJA MAŁEJ ANTENY PĘTLOWEJ

W artykule przedstawiono przykłady kalibracji małej anteny pętlowej, która może być wykorzystana do pomiarów składowej magnetycznej pola elektromagnetycznego. Źródłem takiego pola może być na przykład wyładowanie atmosferyczne. Istnieje wiele metod kalibracji anteny pętlowej. Poniżej przedstawiono dwie - przy użyciu skalibrowanej anteny probierczej o znanych parametrach, oraz używając jednorodnego pola magnetycznego wytworzonego przy pomocy cewki Helmholtza. Pomiarzy przy użyciu pierwszej metody zostały przeprowadzone w komorze bezodbiwojowej laboratorium kompatybilności elektromagnetycznej.

Słowa kluczowe: antena pętlowa, kalibracja anteny, cewka Helmholtza

1. Wprowadzenie

Anteny pętlowe są powszechnie wykorzystywane do pomiaru pola magnetycznego zarówno przez wojsko, jak i instytucje cywilne takie jak prywatne laboratoria. Są one istotnym narzędziem podczas pomiarów pola magnetycznego w badaniach i pomiarach kompatybilności elektromagnetycznej. Sensory bazujące na antenie pętlowej stosuje się najczęściej w zakresach częstotliwości do 30MHz.

W badaniach EMC (ang. Electromagnetic compatibility) niezwykle ważny jest dokładny pomiar natężenia pola magnetycznego wytwarzanego przez badane urządzenia elektryczne i elektroniczne, przewody wysokiego napięcia czy też zaburzenia pochodzące na przykład z wyładowań atmosferycznych. Aby pomiar był dokładny, antena musi zostać skalibrowana, a co za tym idzie musi zostać określony współczynnik antenowy (ang. antenna factor).

Istnieje wiele metod wzorcowania anten pętlowych. W poniższym artykule skupiono się na wybranych dwóch. Pierwsza polega na wykorzystaniu anteny

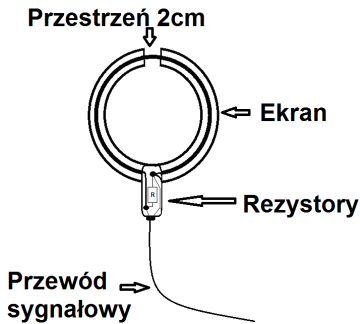
¹ Paweł Szczupak, Politechnika Rzeszowska, Wydział Elektrotechniki i Informatyki, Katedra Elektrotechniki i Podstaw Informatyki, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, tel.; (17) 8651294, e-mail: pszczup@prz.edu.pl.

wzorcowej, o znanych parametrach. Pomiarzy zostały wykonane w komorze bezodbiciowej, dla częstotliwości od 10kHz do 5MHz.

Druga metoda opierała się o wykorzystanie cewki Helmholtza. W tym przypadku pomiarzy wykonano dla częstotliwości od 100Hz do 250kHz.

2. Mała antena pętlowa – budowa, zastosowanie

Celem przeprowadzonych pomiarów było określenie współczynnika antenowego małej anteny pętlowej własnej konstrukcji. Antena wykonana została z drutu miedzianego o przekroju 8 mm^2 wygiętego w okrąg o średnicy 250mm i została osłonięta ekranem (rys. 1).



Rys.1. Struktura ekranowanej anteny pętlowej

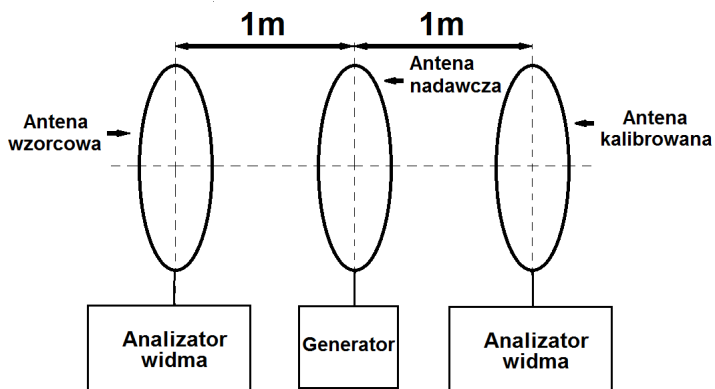
Fig.1. The structure of the shielded loop antenna

Do wyjścia anteny dołączono dwa równoległe połączone oporniki bezindukcyjne o rezystancji 100 Ohmów każdy, w celu dopasowania impedancyjnego. Antena została zaprojektowana tak, aby miała stosunkowo duży zakres częstotliwości, z tego względu zdecydowano się na jedno uzwojenie. Budowa taka powoduje, że antena ma małą czułość, zwiększając jednak ilość zwojów, zwiększa się pojemność międzyzwojową, przez co pasmo częstotliwości anteny zostaje ograniczone.

2.1. Kalibracja przy użyciu anteny wzorcowej

Do kalibracji skonstruowanej anteny posłużyła sonda pola magnetycznego HZ10 firmy ROHDE & SHWARZ o współczynniku antenowym $31\text{dB}(1/\Omega\text{m})$ i zakresie częstotliwości od 5Hz do 10M Hz. Jako źródło sygnału wykorzystano generator sygnału SML01 z zakresem od 9 kHz do 1.1 GHz, zasilający aktywną, ramową antenę pętlową HFH2Z2, generującą pole elektromagnetyczne. Każda z anten została ustawiona w odległości 1 metra w linii prostej od źródła sygnału (rys. 2). Do obserwacji sygnału na wyjściu zarówno anteny probierczej, jak

i badanej, użyto odbiornika ESU26 z możliwością obserwacji sygnałów o częstotliwościach od 20 Hz do 26GHz.



Rys. 2. Ustawienie anten podczas pomiarów

Fig. 2. Antenna alignment during measurements

Wyniki pomiarów przedstawione zostały w tabeli 1. Posługując się danymi z pomiarów, oraz znając współczynnik antenowy anteny probierczej, możliwe było wyznaczenie natężenia pola magnetycznego, w którym się ona znajdowała [1,2,3]. Współczynnik antenowy anteny wzorcowej K_H wynosi $-31,5\text{dB}(1/\Omega\text{m})$. Można więc zastosować wzór[1,2,3]:

$$H^{dB} = V^{dB} + K_H \quad (1)$$

gdzie: H^{dB} – natężenie pola magnetycznego w $\text{dB}(\text{mA}/\text{m})$,

V^{dB} – odczytane napięcie w dBmV ,

K_H – współczynnik antenowy w $\text{dB}(1/\Omega\text{m})$ lub $\text{dB}(\text{S}/\text{m})$.

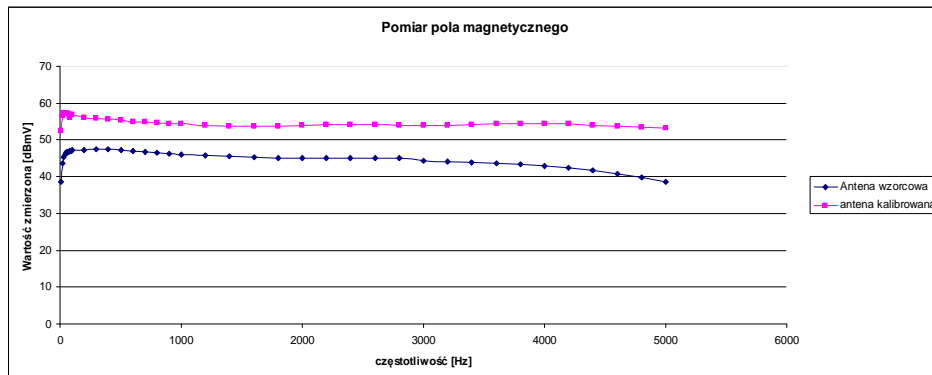
Wiedząc jaka jest wartość natężenia pola magnetycznego w odległości 1m od anteny nadawczej, oraz mierząc napięcie na wyjściu anteny wzorcowanej, po przekształceniu wzoru (1) otrzymujemy szukaną wartość współczynnika antenowego wzorcowanej anteny.

$$K_{HM} = H^{dB} - V^{dB} \quad (2)$$

Z pomiarów wynika, że współczynnik antenowy anteny wzorcowanej wynosi $-41.9\text{dB}(1/\Omega\text{m})$.

Tabela 1. Wyniki pomiarów z użyciem anteny wzorcowej przy mocy -10dBm z generatora
 Table 1. Measurement results using reference antenna at -10dBm power from the generator

Częstotliwość [kHz]	Antena wzorcową [dBmV]	Antena kalibrowana [dBmV]
10	38,5	52,4
20	43,7	56,6
30	45,4	57,3
40	46,1	57,4
50	46,4	57,3
60	46,7	57,2
70	46,8	57,1
80	47	56
90	47,1	56,9
100	47,3	56,8
200	47,3	56,2
300	47,5	55,8
400	47,4	55,6
500	47,2	55,3
600	47,05	55
700	46,8	54,8
800	46,5	54,6
900	46,3	54,5
1000	46,1	54,3
1200	45,9	53,9
1400	45,5	53,8
1600	45,2	53,8
1800	45,02	53,8
2000	45	54
2200	45	54,1
2400	45	54,2
2600	45	54,2
2800	45	53,9
3000	44,3	53,9
3200	44	54
3400	43,9	54,2
3600	43,7	54,3
3800	43,4	54,4
4000	42,9	54,4
4200	42,4	54,3
4400	41,6	54
4600	40,7	53,7
4800	39,7	53,4
5000	38,6	53,1

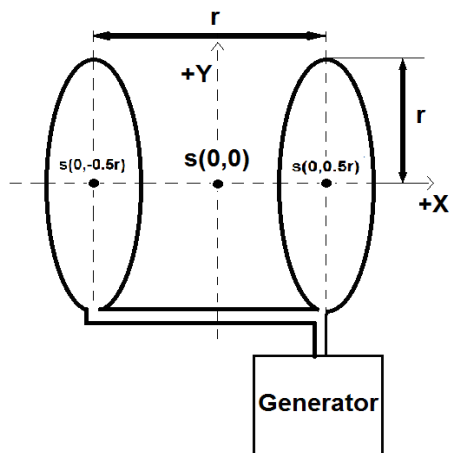


Rys. 3. Przebieg napięcia wyindukowanego w antenach: wzorcowej oraz kalibrowanej

Fig. 3. Voltage induced in standard and calibrated antennas

2.2. Wzorcowanie anteny przy użyciu cewki Helmholtza

Wykorzystana do wzorcowania cewka Helmholtza [3] składa się z dwóch cewek o promieniu 1 metra, połączonych ze sobą szeregowo, oddalonych od siebie na odległość równą ich promieniowi (rys. 4).



Rys.4. Schemat poglądowy cewki Helmholtza

Fig.4. Schematic diagram of the Helmholtz coil

Oba uzwojenia są ze sobą połączone tak, aby płynął przez nie ten sam prąd, dzięki czemu wewnątrz cewki otrzymuje się niemal jednorodne pole magnetyczne. Równanie opisujące natężenie pola magnetycznego wewnątrz cewki, w dowolnym punkcie na osi X opisuje równanie [4]:

$$H_x = \frac{NI}{2r} \left\{ \left[1 + \left(\frac{1}{2} - \frac{x}{r} \right)^2 \right]^{\frac{3}{2}} + \left[1 + \left(\frac{1}{2} + \frac{x}{r} \right)^2 \right]^{\frac{3}{2}} \right\} \quad (3)$$

gdzie: N – liczba uzwojeń każdej z cewek,
 r – promień cewek [m],
 I – prąd płynący przez cewki [A],
 x - odległość punktu na osi X od punktu $s(0,0)$ [m].

Dla punktu $s(0,0)$ równanie to przyjmuje postać [4]:

$$H_x = \frac{NI}{r(1.25)^{\frac{3}{2}}} \approx \frac{0.7155NI}{r} \quad (4)$$

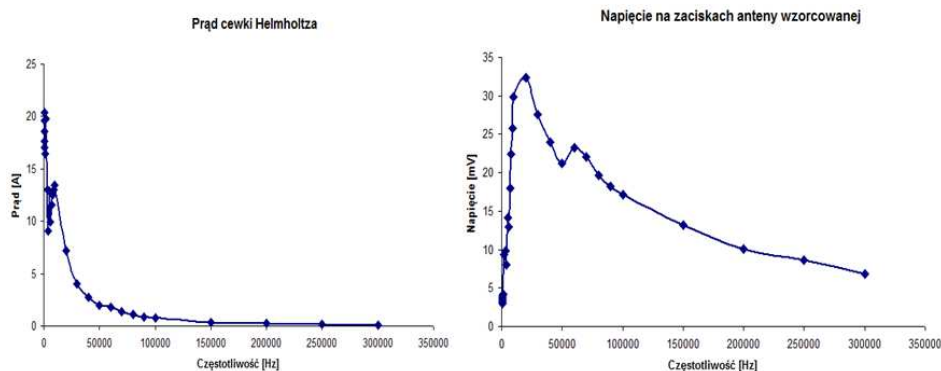
Wyniki pomiarów z wykorzystaniem cewki Helmholtza przedstawione zostały w tabeli 2.

Tabela 2. Wyniki pomiarów z wykorzystaniem cewki Helmholtza

Table 2. Measurement results using Helmholtz coil

Częstotliwość [Hz]	Prąd płynący przez cewkę Helmholtza [A]	Napięcie z anteny wzorcowanej [mV]
500	20,4	3,04
600	19,6	3,2
700	18,6	3,52
800	17,6	3,76
900	17	4
1000	16,4	4,16
2000	19,8	9,36
3000	13	9,8
4000	9,04	8
5000	12,8	14,2
6000	9,92	13
7000	11,6	18
8000	12,5	22,4
9000	13	25,8
10000	13,4	29,9
20000	7,2	32,4
30000	4,04	27,6
40000	2,76	24
50000	1,96	21,2
60000	1,76	23,2

70000	1,36	22
80000	1,14	19,6
90000	0,896	18,2
100000	0,776	17,2
150000	0,384	13,2
200000	0,24	10,1
250000	0,144	8,64
300000	0,098	6,8



Rys. 5. Przebiegi prądu płynącego w cewce Helmholtza oraz napięcia wyindukowanego w kalibrowanej antenie pętlowej

Fig. 5. Waveforms of the current flowing through the Helmholtz coil and voltage induced in calibrated antenna

Z pomiarów wynika, że współczynnik antenowy, wzorcowanej anteny pętlowej wynosi $-41,8\text{dB(S/m)}$. Wynik ten zbliżony jest do wyniku kalibracji przy użyciu anteny wzorcowej.

3. Podsumowanie

Mała antena pętlowa jest prostym i zarazem efektywnym elementem układu do pomiaru szybkozmiennego pola magnetycznego. Odpowiednie jej zaprojektowanie i staranne wykonanie gwarantuje dokładny pomiar pola magnetycznego w szerokim paśmie częstotliwości. Dobór sposobu kalibracji anteny zależy od wielu czynników między innymi od szerokości pasma pomiarowego, przeznaczenia anteny, jak również możliwości sprzętowych.

Podczas kalibracji anteny należy spełnić kilka warunków. Pierwszym z nich jest pomiar w komorze bezodbiwojowej. Jest to szczególnie istotne podczas pomiarów wysokoczęstotliwościowych, w celu wyeliminowania szumu tła. Kolejną rzeczą jest odpowiedni dobór urządzeń ze względu na ich dokładność oraz po-

wtarzalność. W zależności od zastosowania, konieczne może się okazać policzenie niepewności pomiarowej układu pomiarowego bazującego na małej antenie pętlowej.

Niewątpliwą zaletą – obok niezawodności i łatwości wykonania małej anteny pętlowej, do pomiarów zmiennego w czasie pola magnetycznego, jest jej cena. Wszystko to sprawia, że jest chętnie i powszechnie wykorzystywana.

Literatura

- [1] Fugjii K., Sakai K., Sugijama K., Nisijama I., Calibration of Loop antennas for EMI Measurements in Frequency Range Below 30 MHz, Journal of the National Institute of Information and Communications Technology, 63(1):71-81, January 2016.
- [2] Aykan A., Calibration of circular loop antenna., IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 47(2):446-452 · May.
- [3] Overturf D., Lumsden N., Dea J., Rodriguez D., Rockway J.D., Air Core Loop Antenna Calibration Methods, SPAWAR Systems Center Pacific San Diego, CA 92101, USA.
- [4] EL. Bronaugh, HELMHOLTZ COILS FOR EMI IMMUNITY TESTING: STRETCHING THE UNIFORM FIELD AREA.
- [5] IEEE Std 291-1991, IEEE Standard Methods for Measuring Electromagnetic Field Strength of Sinusoidal Continuous Waves, 30 Hz to 30 GHz.

THE CALIBRATION OF SMALL LOOP ANTENNA

Summary

The article presents examples of calibration of a small loop antenna, which can be used to measure the magnetic component of the electromagnetic field. The source of such a field may be, for example, lightning. There are many methods of calibration a loop antenna. Two of them are presented below – using test antenna which is calibrated and with known parameters, and using a homogenous magnetic field generated inside Helmholtz coil. Measurements using the first method were carried out in the anechoic chamber of the EMC laboratory.

Keywords: loop antenna, antenna calibration, Helmholtz coil

DOI: 10.7862/re.2020.8

Przesłano do redakcji: grudzień 2019 r.

Przyjęto do druku: luty 2021 r.

Recenzenci współpracujący – 2020

Jacek BARTMAN
Mariusz GAMRACKI
Lesław GOŁĘBIOWSKI
Tomasz KRZESZOWSKI
Tadeusz KWATER
Bogdan KWIATKOWSKI
Wiesława MAŁSKA
Krzysztof MLECZKO
Andrzej PAZUR
Konrad SOBOLEWSKI
Artur WILCZEK

Afiliacja recenzentów: Polska

Lista recenzentów została zamieszczona na stronie internetowej:

<http://oficyna.portal.prz.edu.pl/pl/zeszyty-naukowe/elektrotechnika/>

Informacje dodatkowe

1. Lista recenzentów współpracujących będzie opublikowana w numerze 301 Zeszytów Naukowych Politechniki Rzeszowskiej, *Elektrotechnika* z. 38 (1-2/2020) oraz zamieszczona na stronie internetowej:
<http://oficyna.prz.edu.pl/pl/zeszyty-naukowe/elektrotechnika/>
2. Zasady recenzowania są udostępnione na stronie internetowej:
<http://oficyna.prz.edu.pl/zasady-recenzowania/>
3. Informacje dla autorów artykułów są udostępnione na stronie internetowej:
<http://oficyna.prz.edu.pl/informacje-dla-autorow/>
4. Formularz recenzji jest udostępniony na stronie internetowej:
<http://oficyna.prz.edu.pl/pl/zeszyty-naukowe/elektrotechnika/>
5. Instrukcja dla autorów omawiająca szczegółowo strukturę artykułu, jego układ, sposób przygotowywania materiału ilustracyjnego i piśmiennictwa jest zamieszczona na stronach internetowych:
<http://oficyna.prz.edu.pl/pl/instrukcja-dla-autorow/>
oraz
<http://oficyna.prz.edu.pl/pl/zeszyty-naukowe/elektrotechnika/>
w zakładce „Instrukcja dla autorów”.
6. Dane kontaktowe do redakcji czasopisma, adresy pocztowe i e-mail do przesłania artykułów oraz dane kontaktowe do wydawcy są podane na stronie internetowej (Komitet Redakcyjny):
<http://oficyna.prz.edu.pl/pl/zeszyty-naukowe/elektrotechnika/>

Zasady recenzowania, informacje dla autorów, formularz recenzji, instrukcja dla autorów i dane kontaktowe do redakcji czasopisma i wydawcy będą również opublikowane w *Zeszytach Naukowych Politechniki Rzeszowskiej, Elektrotechnika*, z. 38 (4/2020).