

Paweł TURCZA, Janusz MŁYNARCZYKAGH AKADEMIA GÓRNICZO-HUTNICZA,
Al. A. Mickiewicza 30, 30-059 Kraków**Scalony szerokopasmowy nadajnik dla systemu bezprzewodowej rejestracji potencjałów neuronowych****Dr inż. Paweł TURCZA**

Absolwent kierunków Informatyka i Elektronika Wydziału EAIiE Akademii Górniczo-Hutniczej. Związany zawodowo z AGH od 1993 roku, tytuł doktora w dyscyplinie Elektronika uzyskał w roku 2001. Zajmuje się algorytmami przetwarzania sygnałów w zastosowaniach telekomunikacyjnych i pomiarowych oraz metodami ich efektywnej implementacji.



e-mail: turcza@agh.edu.pl

Dr inż. Janusz MŁYNARCZYK

Absolwent kierunku Elektronika Wydziału EAIiE Akademii Górniczo-Hutniczej. Związany zawodowo z AGH od 1996 roku, tytuł doktora w dyscyplinie Elektronika uzyskał w roku 2002. Zajmuje się systemami transmisji bezprzewodowej, propagacją fal radiowych, projektowaniem anten oraz elektroniką w.c.z..



e-mail: janusz.mlynarczyk@agh.edu.pl

Streszczenie

W artykule przedstawiono projekt scalonego szerokopasmowego nadajnika dla systemu bezprzewodowej rejestracji potencjałów neuronowych. Prezentowany nadajnik został zaimplementowany w technologii CMOS 180 nm i pracuje w paśmie 4 GHz z modulacją OOK. Maksymalna oferowana szybkość transmisji sięga 80 Mb/s. Średni pobór mocy, przy szybkości transmisji 20 Mbit/s i zasięgu 4 m wynosi 1,8 mW. Struktura nadajnika zajmuje powierzchnię $0,4 \times 0,75 \text{ mm}^2$, na której oprócz elementów aktywnych mieszczą się cewki obwodu rezonansowego generatora LC i wzmacniacza RF. Napięcie zasilania układu wynosi od 1,5 V do 1,8 V, co pozwala na zasilanie nadajnika z jednej baterii pastylkowej. Układ sterujący nadajnika zaimplementowano w ultra niskomocowym układzie FPGA firmy Silicon Blue. Zawiera on kodera FEC, moduł przepływu danych oraz kontroli mocy transmisji.

Słowa kluczowe: Telemetria, pomiary neurobiologiczne, zintegrowane układy scalone, CMOS.

Integrated wideband transmitter for neural recording applications**Abstract**

The paper presents a low power integrated wideband telemetry system for neural recording. The presented system operates in 4 GHz band. It makes use of OOK modulation and offers very high data rate, up to 80 Mbits/s. The proposed system (Fig. 1) consists of an FPGA based controller and an RF transmitter. The controller implements an FEC encoder, a bit interleaver, a scrambler and a pulse generator driving the RF transmitter. The FEC encoder is based on a bit-serial (233, 255) Reed-Solomon encoder. The scrambler is responsible for producing appropriate numbers of transitions in the transmitted signal to facilitate bit synchronization in the receiver. The RF transmitter was implemented in 180 nm CMOS process with an area of $0.4 \times 0.75 \text{ mm}^2$. It consumes 1.8 mW operating with the 20 Mbits/s data rate and the transmission range set to 4 m. All of the inductors were integrated on the transmitter silicon die, so the only external components are power supply bypass capacitors. For the experimental tests of the presented system a dedicated ultra wide-band antenna was designed on a 0.813 mm microwave substrate (Fig. 7). The radiating element (top layer) has dimensions of roughly 16 x 15 mm and the ground plane dimensions are 16 x 12 mm (bottom layer). The antenna features a very wide impedance bandwidth of 2.45 GHz (reflection coefficient below -10 dB) and operates in the frequency range 3.30 to 5.75 GHz. The antenna gain at the intended center frequency of the system, i.e. 4 GHz, is 2 dBi and VSWR is below 1.2. The accompanying receiver makes use of an AD8318 logarithmic detector.

Keywords: telemetry, neural recording systems, CMOS.

1. Wstęp

Systemy wielokanałowej rejestracji aktywności elektrycznej neuronów w mózгах małych zwierząt, takich jak myszy czy szczury, stanowią ważne narzędzie w rękach neurobiologów analizujących sposób działania, kodowania i przetwarzania informacji w żywych

sieciach neuronowych. Dzięki ogromnemu postępowi w technologii wytwarzania układów scalonych obecnie konstruowane systemy pozwalają na wielokanałową rejestrację sygnałów pochodzących nawet z kilkuset neuronów równocześnie [1, 2, 3]. Dodatkowo, dzięki ogromnemu postępowi w technologii wytwarzania samych mikroelektrod używanych w procesie rejestracji [4], możliwy jest elektroniczny wybór warstwy neuronów, z których zbierane są sygnały. Elektrody o takich możliwościach wytwarzane są na podłożu krzemowym w technologii MEMS (ang. micro-electro-mechanical systems) i na swojej powierzchni oprócz platynowych kontaktów elektrycznych integrują macierze przełączników w postaci tranzystorów MOS wraz z kompletną elektroniką sterującą [5]. Najważniejszą korzyścią z zastosowania takich elektrod jest możliwość wyboru do rejestracji sygnałów pochodzących z neuronów znajdujących się możliwie blisko kontaktów elektrycznych elektrody, a więc gwarantujących odpowiednio wysoką wartość stosunku sygnał-szum.

Wstępnie wzmocnione i przefiltrowane sygnały są następnie transmitowane do stacji bazowej, gdzie są rejestrowane i analizowane. W przypadku transmisji cyfrowej, by zachować pełną informację o potencjałach czynnościowych i polowych sygnały te powinny być próbkowane z częstotliwością co najmniej 20 kHz i reprezentowane z dokładnością nie gorszą jak 8 bitów [1]. Oznacza to, że z jednego neuronu otrzymuje się strumień danych o przepływności 160 kbits/s. W przypadku równoległej rejestracji ze 100 elektrod strumień danych wzrasta do wartości 16 Mbit/s. Transmisja tak dużych ilości danych przy bardzo niewielkim budżecie mocy i rozmiarze samego nadajnika ciągle stanowi otwarty problem badawczy.

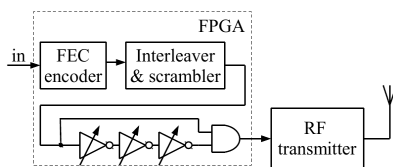
Obecnie konstruowane i stosowane są dwa warianty systemów: z transmisją przewodową i z transmisją bezprzewodową. Transmisja przewodowa, chociaż stosunkowo prosta w realizacji, wymaga całkowitego unieruchomienia, bądź przynajmniej uwiązania zwierzęcia. W takim przypadku przeprowadzenie eksperymentów neurobiologicznych dotyczących normalnej aktywności wybranych obszarów mózgu i związanych z tym zachowań zwierzęcia jest silnie utrudnione, lub wręcz niemożliwe.

Ograniczeń tych pozwala uniknąć transmisja bezprzewodowa. Jej wadą jest jednak dużo większy stopień komplikacji układu nadawczo-odbiorczego i związany z tym wzrost poboru mocy. Wzrost ten prowadzi nie tylko do skrócenia czasu pomiaru lub też konieczności stosowania ogniw zasilających o większych pojemnościach, ale też nagrzewania badanych tkanek przez pracujący system pomiarowy. Z licznych badań eksperymentalnych, będących podstawą normy ISO 14708-1:2000 E, wynika, że dla większości tkanek wzrost temperatury o więcej jak 2°C, lub równoważnie wzrost strumienia ciepła ponad 40 mW/cm², jest zabójczy. Równocześnie wiele badań wskazuje, że tkanka neuronowa cechuje się dużo wyższą wrażliwością na temperaturę jak pozostałe tkanki organizmu [6]. W związku z tym kompletny, scalony, w pełni implantowalny system (o powierzchni 25 mm²) przeznac-

czony do rejestracji i transmisji sygnałów neuronowych nie powinien pobierać więcej jak 10 mW mocy. Oznacza, to że sam podsystem transmisji bezprzewodowej nie powinien pobierać więcej jak ok. 2 mW, czyli 20 % z owych 10 mW. System telemetryczny spełniający to założenie przedstawiony jest w niniejszym artykule. Oferuje on szybkość transmisji na poziomie 20 Mbit/s przy poborze mocy ok. 1,8 mW. Tak niski pobór mocy został osiągnięty dzięki realizacji transmisji z bardzo wysoką częstotliwością nośną, co pozwoliło na uzyskanie wysokiej przepływności przy zastosowaniu bardzo prostej modulacji z kluczowaniem amplitudy i użyciu miniaturowych anten o dużej sprawności.

2. Budowa systemu

Schemat blokowy nadajnika dla proponowanego systemu przedstawiono na rys. 1. Składa się on z układu sterującego zrealizowanego w strukturze programowalnej FPGA oraz specjalizowanego scalonego nadajnika radiowego wykonanego w technologii CMOS 180 nm. Układ sterujący realizuje następujące operacje: kodowanie protekcyjne danych FEC (ang. forward error coding), przeplot bitowy, skrambling oraz formowanie impulsów sterujących nadajnik radiowy. Zadaniem kodaera FEC jest zabezpieczenie transmitowanych danych przed błędami transmisji. W tym celu wykorzystano koder protekcyjny działający w oparciu o algorytm Reed'a-Solomon'a w wersji szeregowej [7]. Koder ten do każdej ramki danych, złożonej z 223 bajtów, dokłada dodatkowo 32 bajty sumy kontrolnej. Dzięki tej dodatkowej informacji możliwe jest skorygowanie do 16 błędnie odebranych bajtów, w każdej 255 bajtowej ramce danych. Zadaniem układu skramblera jest wyeliminowanie z transmitowanych danych długich ciągów złożonych z powtarzających się symboli tzn. samych zer lub samych jedynek, których obecność niekorzystnie wpływa na prace układu synchronizacji bitowej odbiornika.



Rys. 1. Schemat blokowy układu szerokopasmowej transmisji dla układu rejestracji potencjałów neuronowych

Fig. 1. Block diagram of a wide-band transmitter for neural recording applications

Ze względu na konieczność miniaturyzacji układu jak i redukcji pobieranej mocy, w miniaturowych systemach biotelemetrycznych powszechnie stosowane są cyfrowe modulacje binarne takie jak: ASK, BPSK, FSK. Jednym z istotnych kryteriów oceny jakości modulacji jest poziom oferowanej stopy błędów transmisji (BER) w funkcji stosunku sygnał-szum (SNR) na wejściu odbiornika. Wartości te dla poszczególnych modulacji wynoszą:

$$BER_{BPSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{E_b / N_0}), \quad (1)$$

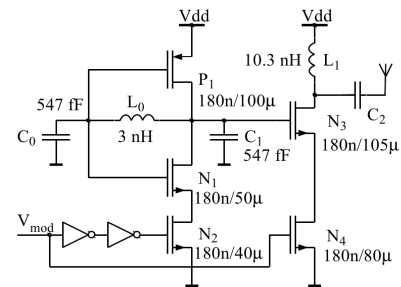
$$BER_{ASK} = BER_{FSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{(E_b / N_0) / 2}), \quad (2)$$

gdzie E_b jest energią transmitowanego sygnału na jeden bit, N_0 gęstością widmową szumu, zaś $\operatorname{erfc}(\cdot)$ dopełniająca funkcja błędu:

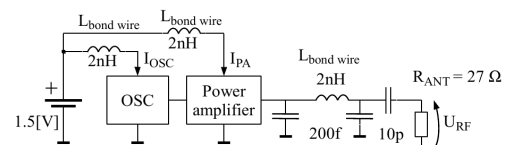
$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-z^2) dz. \quad (3)$$

Jak widać, modulacja BPSK osiąga wymagany poziom BER przy wartości E_b/N_0 dwukrotnie niższej jak ASK i FSK. Modula-

cja BPSK jednak jest trudniejsza w realizacji, gdyż jako odmiana modulacji fazowej, wymaga generatora fali nośnej o odpowiednio małych szumach fazowych i koherentnej demodulacji. Dlatego w prezentowanym nadajniku zastosowano modulację ASK w wersji OOK (On-Off Keying), która może być realizowana poprzez proste kluczowanie nadajnika. Dzięki temu, mimo dwukrotnie niższej teoretycznej efektywności energetycznej, wykonany nadajnik cechuje się wyższą sprawnością energetyczną w porównaniu do układu z teoretycznie efektywniejszą modulacją BPSK.



Rys. 2. Schemat układu nadajnika z komplementarnym generatorem Colpittsa
Fig. 2. The proposed transmitter based on a complementary Colpitts oscillator



Rys. 3. Układ testowy nadajnika
Fig. 3. The transmitter tested

3. Nadajnik szerokopasmowy

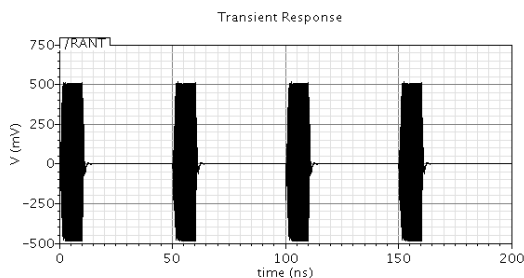
Schemat ideowy zaproponowanego szerokopasmowego nadajnika radiowego pokazano na rys. 2. Generator fali nośnej nadajnika wykorzystuje kluczowany, komplementarny układ generatora Colpitts [8], którego obwód rezonansowy zbudowany jest z cewki L_0 i dwóch kondensatorów C_0 i C_1 . Straty w cewce L_0 kompensowane są przez ujemną konduktancję generowaną przez tranzystory MOS P_1 i N_1 . Tranzystor kluczujący generatora N_2 jest sterowany przez dwa szeregowo połączone inwertery, które zapewniają odpowiednio wysoką szybkość narastania napięcia zasilającego generator i tym samym jego pewny start. Energia transmitowanego sygnału (E_b) może być łatwo regulowana poprzez zmianę opóźnienia wnoszonego przez łańcuch inwerterów umieszczonych w układzie sterującym FPGA (rys. 1). Pozwala to na płynną regulację zasięgu transmisji, lub jej zamianę na szybkości transmisji.

Opisany układu został zaprojektowany w środowisku Cadence/Spectra. Ze względu na bardzo wysoką częstotliwość pracy układu kluczową sprawą była korekcja wpływu elementów pasywnych, a w szczególności wartości pojemności obwodu rezonansowego C_0 i C_1 . Przy założonej częstotliwości oscylacji wynoszącej 4,25 GHz kondensatory te powinny mieć po 934 fF. Jednak, jak wynika ze schematu rys. 2, na prawie połowę ich teoretycznej pojemności składają się pojemności wejściowe tranzystorów P_1 i N_1 oraz pojemności pasozytnicze.

Przebieg napięć na wyjściu wzmacniacza RF, w układzie testowym (rys. 3), dla struktury nadajnika uzyskanej w wyniku ekstrakcji parametrów z zaprojektowanej maski układu (tzw. post-layout extraction) przedstawiono na rys. 4. Jak widać, amplituda napięcia na wyjściu wzmacniacza RF, przy obciążeniu 27Ω osiąga 0,5 V, co oznacza, że moc dostarczana do anteny wynosi 4,6 mW.

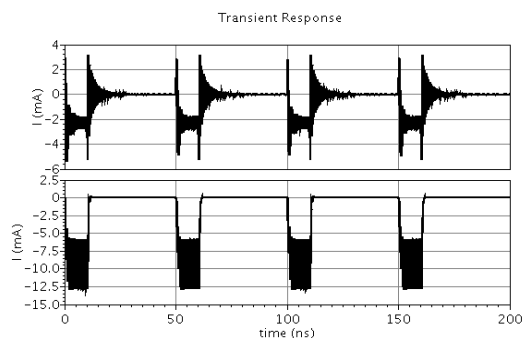
Na rys. 5. pokazano przebieg prądu zasilania układu wzmacniacza RF i generatora. Całkowity pobór prądu przez nadajnika, w trybie pracy ciągłej, przy zasilaniu 1,5 V, wynosi 12 mA. Ozna-

cza to, że sprawność mikronadajnika wynosi ok 25 %. W tym kontekście jest oczywiste, że modulacja OOK, pozwalająca na wyłączenie nadajnika na okres transmisji bitu o wartości 0, jest rozwiązaniem energetycznie korzystnym.



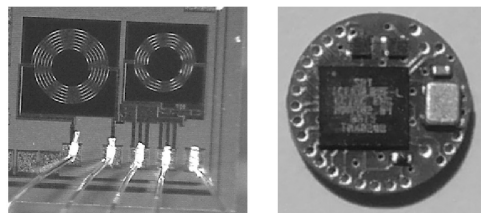
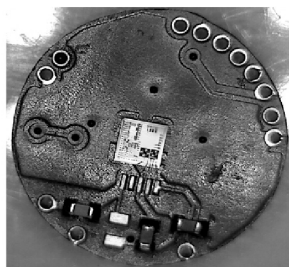
Rys. 4. Przebieg napięcia na obciążeniu R_{ANT}

Fig. 4. RF voltage across R_{ANT}



Rys. 5. Przebieg prądu zasilającego generator i wzmacniacz mocy RF

Fig. 5. The supply current waveform of the oscillator and RF power amplifier



Rys. 6. Mikrofotografia zmontowanego układu, struktury nadajnika RF, oraz płytki kontrolera FPGA

Fig. 6. The micro-photograph of the transmitter board, RF transmitter chip and FPGA controller

4. Projekt miniaturowej anteny

W celu przeprowadzenia testów eksperymentalnych wykonane urządzenie, zaprojektowano dedykowaną antenę szerokopasmową. Rysunek 7 przedstawia budowę anteny. Górny element pełni rolę szerokopasmowego promiennika do którego doprowadza się sygnał linią mikropaskową przebiegającą ponad powierzchnią masy znajdującej się na drugiej stronie PCB. Antena cechuje się bardzo szerokim pasmem pracy. Była projektowana

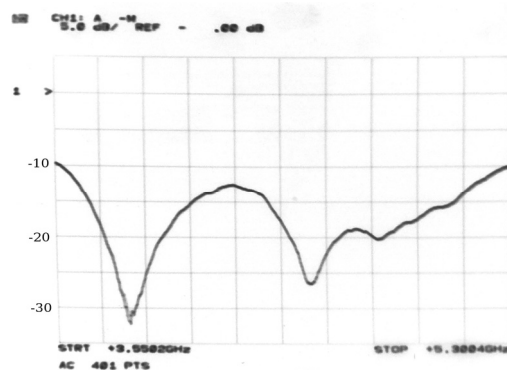
z założeniem, że powinna umożliwić prowadzenie testów eksperymentalnych niezależnie od potencjalnego rozrzutu wykonania lub przesunięcia rzeczywistej częstotliwości pracy układu w stosunku do modelu symulacyjnego, a także umożliwić wygodne porównanie kolejnych prototypów systemu nawet jeśli zmodyfikowana zostanie częstotliwość pracy. Zakres częstotliwości w którym współczynnik odbicia wynosi poniżej -10 dB wynosi 3.55 - 5.30 GHz (rys. 8). Zysk anteny na częstotliwości na której pracuje prezentowany system, tj. ok 4.25 GHz wynosi 2 dBi. W celu ograniczenia kosztów prototypu antenę wykonano na standardowym laminacie typu FR4 o grubości 0.8 mm.

Antenę nadawczą wykonano w postaci unipola ćwierćfalowego umieszczonego pionowo na PCB nadajnika. Długość elementu promieniującego została dobrana na etapie eksperymentu i wynosi 17 mm.



Rys. 7. Zaprojektowana antena szerokopasmowa (20x34 mm)

Fig. 7. The designed UWB antenna (20x34 mm)



Rys. 8. Pomierzony przebieg współczynnika odbicia w paśmie 3.55-5.30 GHz

Fig. 8. Measured reflection coefficient in the frequency range 3.55-5.30 GHz

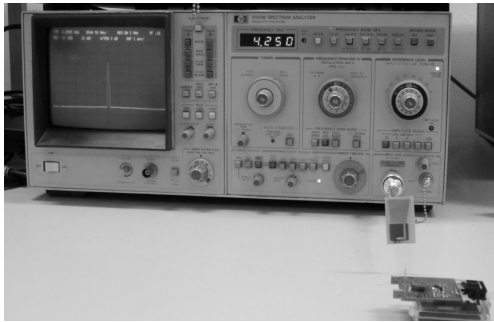
Tab. 1. Porównanie parametrów miniaturowych nadajników szerokopasmowych
Tab. 1. Comparison of miniature ultra wideband telemetry systems

Układ	Technologia	Powierzchnia	Pobór moc	Amplituda sygnału RF
Rys. 3	CMOS 180 nm	0,3 mm ²	1,8 mW @20 Mbit/s	1,0 V _{pp} @27Ω
[9]	CMOS 180 nm	0,57 mm ²	1,8 mW @10 Mbit/s	900 mV _{pp} @50Ω
[10]	CMOS 130 nm	0,57 mm ²	20 mW	600mV _{pp} @50Ω
[11]	BiCMOS 0,35um	0,017mm ²	8,5 mW	300mV _{pp} @50Ω

5. Wyniki pomiarów

Zaprojektowany nadajnik został wykonany w firmie UMC w technologii CMOS 180 nm i zmontowany na płycie drukowanej o średnicy 10 mm z laminatu FR4, pokazanej na rys. 6. W tabelicy 1 zestawiono najważniejsze parametry zaprojektowanego układu z parametrami podobnych mikronadajników prezentowanych w literaturze.

Korzystając z analizatora widmowego (patrz rys. 9), do którego wejścia podłączono zaprojektowaną antenę (rys. 7) wyznaczono poziom mocy faktycznie dostarczanej do anteny przez wzmacniacz RF mikronadajnika. Wartość zmierzonej mocy wynosiła 3 mW. W wyniku przeprowadzonej analizy stwierdzono, że różnica pomiędzy wartością zamierzoną, a uzyskaną z symulacji wynika z niedopasowania anteny nadawczej, która to jest skutkiem zbyt małej powierzchni masy pod anteną (unipolem ćwierćfalowym) oraz wpływu stosunkowo długich bondów łączących pady układu scalonego nadajnika ze ścieżkami na płycie PCB.



Rys. 9. Stanowisko pomiarowe
Fig. 9. The measurement setup

Tab. 2. Przykładowe parametry transmisji
Tab. 2. Exemplary transmission parameters

Wymagany zasięg transmisji [m]	4	8
Moc transmisji [dBm]	-5,23	-1,25
Współczynnik wypełnienia impulsu	1/5	1/2
Pobór mocy [mW]	1,8	4,5
Zysk anteny nadawczej [dBi]	2	2
Zysk anteny odbiorczej [dBi]	2	2
Tłumienie propagacyjne [dB]	57	63
Poziom szumów termicznych [dBm]	-97,81	-97,8
Współczynnik szumów odbiornika [dB]	10	10
Wymagane E_b/N_0 (detekcja niekoherentna)	10,94	10,94
Margines sygnału [dB]	18,58	16,5

5.1. Analiza zasięgu transmisji

Poziom sygnału odbieranego, przy założeniu bezpośredniej widoczności pomiędzy anteną nadawczą a odbiorczą, można wyznaczyć korzystając ze wzoru Friisa [12]:

$$P_R = G_T \cdot G_R \cdot P_T \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2, \quad (4)$$

w którym P_T jest mocą transmitowaną, G_T i G_R odpowiednio zyskiem anteny nadawczej i odbiorczej, zaś r – odległością pomiędzy antenami. Poziom szumów termicznych odbiornika zależy od zajmowanego pasma (B) transmisji i temperatury (T) anteny wyrażonej w stopniach Kelvina:

$$N_0 = k \cdot T \cdot B, \quad (5)$$

gdzie k jest stałą Boltzmanna. W przypadku szybkości transmisji wynoszącej 20 Mbit/s szerokość zajmowanego pasma modulacji OOK przyjęto jako 40 MHz. Ponadto, założono że antena znajduje się w temperaturze pokojowej tj. 300 stopniach Kelvina. Wymagany stosunek sygnał-szum dla danej wartości BER można wy-

znaczyć z równania (2) dla przypadku detekcji koherentnej, lub z (6), gdy stosowana jest detekcja niekoherentna

$$BER_{ASK/NC} = \frac{1}{2} \exp\left(-\left(E_b / N_0\right) / 2\right). \quad (6)$$

Ze względu na wykorzystanie kodowania protekcyjnego FEC [8] przyjęto BER na poziomie 10^{-3} jako wystarczający. Przykładowe parametry pracy nadajnika dla dwóch różnych wartości współczynnika wypełnienia d impulsów kluczujących odpowiadających dwóm różnym oczekiwanym zasięgom transmisji przy szybkości transmisji 20 Mbit/s przedstawiono w tablicy 2.

6. Podsumowanie

W artykule przedstawiono projekt i wyniki pomiarów scalonego szerokopasmowego nadajnika radiowego pracującego z dedykowaną miniaturową ultra szerokopasmową anteną. Zaprezentowany system przeznaczony jest do pracy w układzie bezprzewodowej rejestracji potencjałów neuronowych. Wykorzystuje on modulację OOK i pozwala na transmisję danych z szybkością 20 Mbit/s na odległość od 4 do 8 metrów. W tym trybie pobór mocy układu wynosi od 1,8 mW do 4,5 mW.

Projekt został sfinansowany ze środków Narodowego Centrum Nauki (umowa nr 4695/B/T02/2011/40).

7. Literatura

- [1] Harrison R., Watkins P., Kier R., Lovejoy R., Black D., Greger B., Solzbacher F.: A Low-Power Integrated Circuit for a Wireless 100-Electrode Neural Recording System, IEEE J. Solid-State Circuits, 42 (2007), pp.123-133.
- [2] Aziz J.N, Abdelhalim K., Shulyzki R., Genov R., Bardakjian B., Derchansky M., Carlen P.: 256-channel neural recording and delta compression microsystem with 3D electrodes. Solid-State Circuits, IEEE Journal of, 44(3), (2009) pp. 995-1005.
- [3] Kmon P.: Wielokanałowy układ scalony do złożonych eksperymentów neurobiologicznych, Pomiar, Automatyka, Kontrola, vol. 58, nr 4 s. 376-378, 2012.
- [4] Ruther P., Herwik S., Kisban S., Seidl K., Paul O.: Recent progress in neural probes using silicon MEMS technology, IEEJ Trans. Elect. Electron. Eng. (5) (2010) pp.505-515.
- [5] Torfs, T., Aarts, A. A., Erismis, M. A., Aslam, J., Yazicioglu, R. F., Seidl, K., Herwik S., Ulbert I., Dombovari B., Fiath R., Kerekes B. P., Puers R., Paul O., Ruther P., Hoof C. V., Neves H. P.: Two-Dimensional Multi-Channel Neural Probes With Electronic Depth Control, IEEE Trans. Biomed. Circuits and Sys. (Oct.) (5) (2011) pp.403-412.
- [6] Haveman J., Sminia P., Wondergem J., van der Zee J, Hulshof M.: Effects of hyperthermia on the central nervous system: what was learnt from animal studies? Int. J. Hyperthermia. (21) (5) (2005) 473-87.
- [7] Berlekamp E. R.: Bit-Serial Reed-Solomon Encoders, IEEE Trans. on Information Theory, IT-28 (6), pp. 869-874, 1982.
- [8] Cha C. Y., Lee S. G.: A Complementary Colpitts Oscillator in CMOS Technology, IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, 53 (2005) 881-887.
- [9] Barras D., Ellinger F., Jackel H., Hirt W.: Low-power ultra-wide band wavelets generator with fast start-up circuit, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 54 (2006) 2138-2145.
- [10] Bachelet Y., Bourdel S., Gaubert J., Bas G., Chalopin H.: Fully integrated CMOS UWB pulse generator, Electron. Lett., 42 (2004) 1277-1278.
- [11] Fernandes J. R., Gonçalves H. B., Oliveira L. B., Silva M. M.: A Pulse Generator for UWB-IR Based on a Relaxation Oscillator, IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs, 55 (2008) 239-243.
- [12] Friss H. T.: A note on a simple transmission formula: IEEE Trans. Proc. IRE., vol. 34, no. 5, pp. 254-256, May 1964.