

## Szerokopasmowy, wieloantenowy odbiornik dla systemu bezprzewodowej rejestracji potencjałów neuronowych

**Streszczenie.** W artykule przedstawiono projekt szerokopasmowego wieloantenowego układu odbiorczego dla systemu bezprzewodowej rejestracji potencjałów neuronowych. Odbiornik pracuje w paśmie 4 GHz i wykorzystuje macierz anten szerokopasmowych celem zapewnienia wymaganego pasma transmisji w szerokim zakresie częstotliwości fali nośnej, zwiększenia zasięgu transmisji, oraz zapewnienia możliwości zgrubnej lokalizacji przestrzennej badanego obiektu. Proces dekodowania i demodulacji sygnałów realizowany jest w strukturze programowalnej FPGA.

**Abstract.** The paper discusses the design of a wideband multiple antennas receiver dedicated for wireless data reception in neural recording systems. The presented receiver operates in 4 GHz frequency band. It makes use of a matrix of wideband antennas to support proper data reception in very wide carrier frequencies range, to increase transmission range and to enable localization of the transmitter. Received signals are decoded and demodulated using an FPGA programmable logic. **The design of a wideband multiple antennas receiver dedicated for wireless data reception in neural recording systems**

**Słowa kluczowe:** transmisja bezprzewodowa, systemy wieloantenowy, OOK, FPGA.

**Keywords:** wireless transmission, multiple antennas systems, OOK, FPGA.

doi:10.12915/pe.2014.05.41

### Wstęp

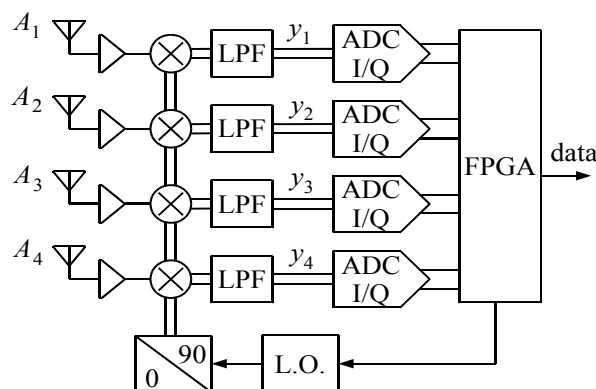
Systemy zdalnej, wielokanałowej rejestracji sygnałów elektrycznej aktywności neuronów w korze mózgowej małych, swobodnie poruszających się zwierząt dostarczają informacji pozwalających na analizę sposobu kodowania i przetwarzania informacji w żywych sieciach neuronowych. Dzięki szybkiemu postępowi mikroelektroniki, konstruowane obecnie systemy pozwalają na rejestrację sygnałów nawet z kilkuset elektrod równocześnie [1], [2], [3]. Sygnały te, po wstępnym wzmacnieniu, poddawane są operacji filtracji celem redukcji szumu oraz podziałowi na składowe niosące informację o potencjałach czynnościowych i polowych. Tak otrzymane sygnały poddawane są operacji próbkowania A/C, po czym są kodowane i transmitowane łączem bezprzewodowym celem rejestracji i dalszej analizy.

By zachować pełną informację o potencjałach czynnościowych i polowych zarejestrowane sygnały powinny być próbkowane z częstotliwością co najmniej 20 kHz i reprezentowane z dokładnością nie gorszą jak 8 bitów [1]. Oznacza to, że jeden tor odczytowy generuje strumień danych o przepływności 160 kbits/s. W przypadku równoległej rejestracji sygnałów ze 100 elektrod otrzymuje się strumień o przepływności aż 16 Mbit/s. Transmisja tak dużej ilości danych przy bardzo niewielkim budżecie mocy i rozmiarze nadajnika jest zadaniem trudnym, które ciągle stanowi otwarty problem badawczy.

Jednym z możliwych rozwiązań jest redukcji strumienia danych poprzez kompresję zarejestrowanych sygnałów. W takim przypadku dobrym rozwiązaniem jest wykorzystanie systemu transmisyjnego [4]. Czasami jednak kompresja nie jest wskazana i zmuszeni jesteśmy do zastosowania układu transmisji szerokopasmowej.

W pracy [5] pokazano, że stosując modulację z kluczowaniem amplitudy (OOK - On-Off Keying), możliwe jest zbudowanie dedykowanego, scalonego nadajnika pracującego w paśmie 4 GHz i zapewniającego szybkość transmisji na poziomie 20 Mbit/s przy poborze mocy ok. 2 mW. W niniejszej pracy omówiono projekt wieloantenowego systemu odbiorczego dedykowanego dla wspomnianego nadajnika. Opracowany odbiornik wykorzystuje macierz szerokopasmowych anten celem zapewnienia wymaganego pasma transmisji w szerokim zakresie częstotliwości fali nośnej oraz zwiększenia zasięgu transmisji umożliwiając równocześnie swobodę lokalizacji urządzenia nadawczego. Odbierane sygnały, po korekcji przesunięć fazowych, są sumowane, co prowadzi do

zwiększenia stosunku sygnał-szum i w konsekwencji zwiększenia zasięgu transmisji lub możliwości redukcji mocy nadajnika. Estymacje względnych przesunięć fazowych odbieranych sygnałów mogą być dodatkowo wykorzystane do lokalizacji przestrzennej nadajnika.



Rys.1. Schemat blokowy odbiornika wieloantenowego

### Budowa odbiornika

Schemat blokowy odbiornika (w wersji z czterema torami odbiorczymi) przedstawiono na rysunku 1. Odbierane sygnały po wstępnym wzmacnieniu poddawane są operacji konwersji częstotliwości, która realizowana jest przez cztery mieszacze kwadraturowe. Sygnały wyjściowe mieszaczy podlegają operacji filtracji dolnoprzepustowej, realizowanej przez filtry LC o częstotliwości granicznej 20 MHz. W wyniku tej operacji otrzymuje się dwie składowe: synfazową (I) i kwadraturową (Q), które mogą być zapisane w postaci

$$(1) \quad y_i(t) = m(t)e^{j(\omega t + \varphi_i)},$$

gdzie  $m(t)$  jest sygnałem modulującym,  $\omega$  jest częstotliwością pośrednią będącą różnicą częstotliwości nośnej i generatora lokalnego (L.O.), zaś  $\varphi_i$  jest fazą fali nośnej odbieranej przez  $i$ -tą antenę. Otrzymane sygnały podlegają operacji próbkowania, która realizowana jest przez podwójne przetworniki A/C (I/Q) pracujące z częstotliwością 40 MHz i rozdzielczością 8 bitów. Ze względu na bardzo wysoką częstotliwość próbkowania algorytm demodulacji sygnałów musi być zrealizowany z użyciem struktury programowalnej FPGA.

## Algorytm odbiorczy

System transmisyjny z jedną anteną nadawczą i wieloma antenami odbiorczymi tzw. SIMO (Single Input Multiple Output) może być opisany równaniem

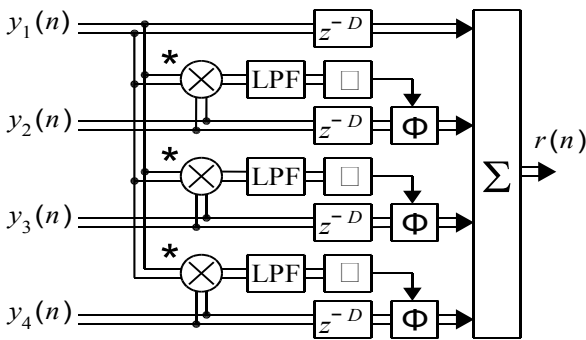
$$(2) \quad \mathbf{y} = \mathbf{h}\mathbf{x} + \mathbf{n},$$

gdzie wektor  $\mathbf{y} = [y_1, y_2, \dots, y_N]^T$  jest wektorem symboli odebranych odpowiadających symbolowi nadanemu  $x$ ,  $\mathbf{h}$  jest wektorem reprezentującym tłumienie i opóźnienie fazowe poszczególnych ścieżek kanału radiowego, zaś  $\mathbf{n}$  jest wektorem szumu.

Ponieważ do poszczególnych anten odbiorczych systemu SIMO docierają odpowiednio opóźnione kopie tego samego sygnału, optymalną strategią odbioru jest ich zsumowanie z odpowiednimi wagami, tak aby zmaksymalizować stosunek sygnał-szum na wyjściu odbiornika. W tym celu powszechnie stosowany jest algorytm MRC (Maximal Ratio Combining) [6]

$$(3) \quad \hat{x} = \mathbf{w}^H \mathbf{y}, \quad \mathbf{w} = \mathbf{h} / \|\mathbf{h}\|^2.$$

Wadą algorytmu MRC jest konieczność estymacji funkcji przejścia kanału radiowego  $\mathbf{h}$ . W przypadku, gdy w systemie stosowana jest niekoherentna modulacja OOK możliwe jest zastosowanie prostszego algorytmu odbiorczego, który zaproponowano, specjalnie w tym celu, w niniejszej pracy. Zaproponowany algorytm, w wersji dla systemu o czterech antenach odbiorczych, przedstawiony jest na rysunku 2.



Rys. 2. Dekoder dla wieloantenowego systemu SIMO

Zadaniem algorytmu jest estymacja przesunięcia fazowego sygnałów  $y_2, y_3$  i  $y_4$  względem sygnału  $y_1$ , a następnie korekcja tego przesunięcia oraz zsumowanie poszczególnych sygnałów. Dzięki dostępności sygnału kwadraturowego I/Q, przesunięcie fazowe pomiędzy sygnałami  $y_k$  oraz  $y_1$  może być łatwo wyznaczone w następujący sposób

$$(4) \quad \begin{aligned} y_1(n) \cdot y_k^*(n) &= m^2(n) e^{j(\omega n + \varphi_1)} e^{-j(\omega n + \varphi_k)} \\ &= m^2(n) e^{j(\varphi_1 - \varphi_k)} \end{aligned}$$

$$(5) \quad \Delta\varphi_{1k} = \varphi_1 - \varphi_k = \tan^{-1} \frac{\Im\{E[y_1 \cdot y_k^*]\}}{\Re\{E[y_1 \cdot y_k^*]\}},$$

gdzie  $E[\ ]$  jest operacją uśredniania realizowaną przez filtr dolnoprzepustowy (LPF). Estymacja kąta (5) przesunięcia fazowego jest realizowana przez układ  $\square$ , zaś korekcja fazy przez rotator  $\Phi$ . Blok  $z^{-D}$  stanowi linię opóźniającą kompensującą opóźnienie wnoszone przez tor wyznaczania kąta rotacji i układ rotatora. W wyniku działania algorytmu otrzymujemy sygnał  $r(n)$ , który może być poddany standardowej demodulacji OOK.

## Badania Symulacyjne

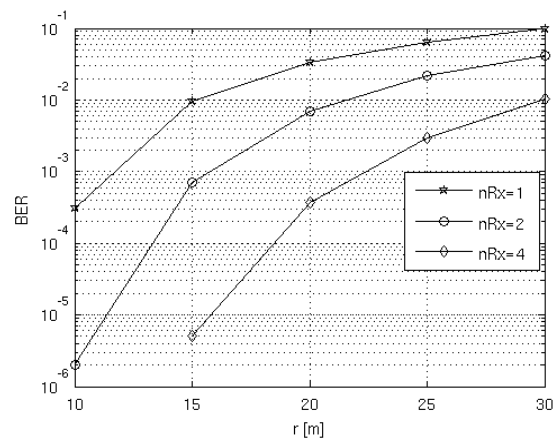
Aby ocenić możliwy zysk wynikający ze stosowania systemu wieloantenowego, a także wrażliwość samego algorytmu dekodowania na krok kwantyzacji A/C wykonano badania symulacyjne pracy systemu. W tym celu zbudowano model systemu w języku Matlab. Przyjęto, że szybkość transmisji danych wynosi 40 Mb/s przy częstotliwości próbkowania kwadraturowego 40 MHz, zaś współczynnik szumów własnych odbiornika jest równy 5 dB. Poziom szumów termicznych wyznaczono z zależności

$$(6) \quad N_0 = k \cdot T \cdot B,$$

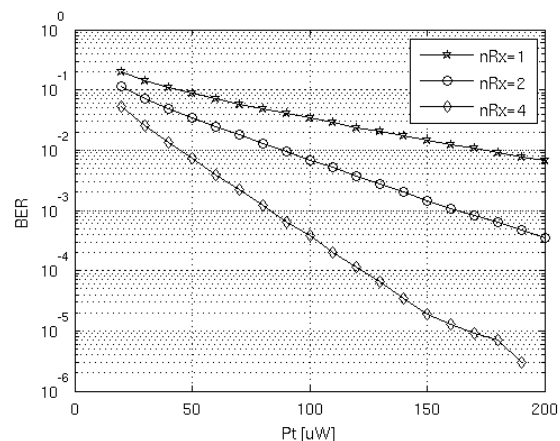
gdzie  $B$  jest szerokością zajmowanego pasma częstotliwościowego (80 MHz),  $T$  temperaturą anteny wyrażoną w stopniach Kelvina (300 K), zaś  $k$  stałą Boltzmann. Poziom sygnału odbieranego przez każdą z anten dany jest wzorem Friisa [7]

$$(7) \quad P_R = G_T \cdot G_R \cdot P_T \cdot \left( \frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2,$$

w którym  $P_T$  jest mocą transmitowaną,  $G_T$  i  $G_R$  odpowiednio zyskiem anteny nadawczej i odbiorczej,  $\lambda$  długością fali, zaś  $r$  – odlegością pomiędzy antenami. W przeprowadzonych symulacjach przyjęto, że anteny posiadają charakterystyki izotropowe, tj.  $G_T = G_R = 1$ .



Rys. 3. Bitowa stopa błędów (BER) w funkcji zasięgu transmisji, przy średniej mocy transmisji 100μW



Rys. 4. Bitowa stopa błędów (BER) w funkcji transmitowanej mocy, przy odległości 20 m

Charakterystyki jakościowe systemów z jedną, dwiema i czterema antenami odbiorczymi w funkcji odległości od nadajnika dla średniej mocy transmisji  $P_T = 100 \mu\text{W}$

pokazano na rysunku 3. Liczba transmitowanych symboli wynosiła  $10^6$ . Charakterystyki wyznaczono przy założeniu 8 bitowej kwantyzacji sygnałów. Jak widać zastosowanie czterech anten odbiorczych zamiast jednej pozwala na blisko dwukrotne zwiększenie zasięgu, lub znaczną redukcję stopy bitowej błędów transmisji (BER - Bit Error Rate).

Na rysunku 4 pokazano charakterystyki jakościowe w funkcji średniej mocy nadajnika, przy odległości nadajnik-odbiornik wynoszącej 20 m. Jak widać, zastosowanie systemu odbiorczego z czterema antenami pozwala na ok. dwukrotną redukcję mocy transmisji ( $BER=10^{-3}$ ).

### Implementacja sprzętowa

Przy częstotliwości próbkowania 40 MHz i 8 bitowej kwantyzacji strumień danych generowany przez jeden tor odbiorczy wynosi 80 MB/s. W przypadku systemu o czterech torach odbiorczych strumień ten urasta do wartości 320 MB/s. Obróbka strumienia danych o takiej przepływności w czasie rzeczywistym jest trudnym zadaniem. Jedynym, praktycznym rozwiązaniem jest realizacja algorytmu w strukturze FPGA. Z rysunku 2 wynika, że kluczowe są dwie operacje: wyznaczenie wartości funkcji  $\arctan(y, x)$  oraz obrót wektora o zadany kąt. Obie te operacje mogą być efektywnie zrealizowane w strukturze FPGA z wykorzystaniem algorytmu CORDIC [8].

Obrót wektora  $v = [x, y]$  na płaszczyźnie kartezjańskiej o kąt  $\alpha$  można zapisać w następujący sposób

$$(8) \quad \begin{bmatrix} x' \\ y' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & -\sin(\alpha) \\ \sin(\alpha) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix}$$

lub równoważnie

$$(9) \quad \begin{bmatrix} x' \\ y' \end{bmatrix} = \cos(\alpha) \begin{bmatrix} 1 & -\tan(\alpha) \\ \tan(\alpha) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix}.$$

W przypadku, gdy ograniczyć się do obrotu o kąt  $\alpha = \pm \tan^{-1}(2^{-i})$ ,  $i \geq 0$ , równanie (9) można zapisać

$$(10) \quad \begin{bmatrix} x' \\ y' \end{bmatrix} = k_i \Phi_i \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix},$$

gdzie

$$(11) \quad \Phi_i = \begin{bmatrix} 1 & -d_i 2^{-i} \\ d_i 2^{-i} & 1 \end{bmatrix},$$

$$k_i = \cos(\tan^{-1}(2^{-i})) = \frac{1}{\sqrt{1+2^{-2i}}}, \quad d_i = \pm 1.$$

Korzystając z (10) obrót o dowolny kąt można zapisać w postaci ciągu mikro-rotacji  $\Phi_i$ , tj.

$$(12) \quad \begin{bmatrix} x_{N-1} \\ y_{N-1} \end{bmatrix} = \prod_{i=0}^{N-1} k_i \Phi_i \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix}.$$

Współczynniki skalujące  $k_i$  nie zależą od wartości  $d_i$ , więc ich iloczyn występujący w (12) jest stały. Powyższy algorytm znany jest pod nazwą CORDIC [8]. Jest szczególnie efektywny i często wykorzystywany przy wyznaczaniu wartości funkcji trygonometrycznych w układach FPGA.

Algorytm CORDIC może być również efektywnie wykorzystany do wyznaczenia współrzędnych biegunowych wektora. Działanie algorytmu w tym trybie przedstawia kod z rysunku 5. Algorytm, poprzez ciąg mikro-rotacji (11) o kąt  $\pm \tan^{-1}(2^{-i})$  dąży do ustawienia wektora wejściowego  $v = [x, y]$  równoległe do osi X układu współrzędnych. Znak  $i$ -tej mikro-rotacji uzależniony jest od znaku współrzędnej  $y$

obracanego wektora. Jego wartość zapamiętywana jest w wektorze  $z$ . Sumaryczna wartość kąta rotacji przechowywana jest w zmiennej  $a$ . W tablicy LUT umieszczone są wartości kolejnych kątów mikro-rotacji tj.:

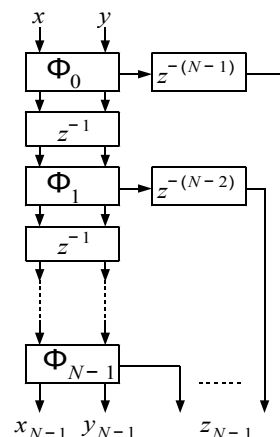
$LUT(i) = \tan^{-1}(2^{-i})$ . Algorytm w wersji potokowej, dogodnej do realizacji w strukturze FPGA, przedstawiono na rysunku 6. Algorytm ten w odróżnieniu od pierwowzoru z rysunku 5 nie implementuje sumatora wyznaczającego wartości kąta  $\alpha$ , a jedynie rejestr przechowujący znak  $i$ -tej mikro-rotacji. Elementy  $z^{-(N-i)}$  kompensują opóźnienia wynikające z potokowej implementacji algorytmu.

```

a = 0
for i = 0:N-1
    xtmp = 2-i x
    ytmp = 2-i y
    if y < 0
        x = x - ytmp
        y = y + xtmp
        a = a - LUT(i)
    else
        x = x + ytmp;
        y = y - xtmp;
        a = a + LUT(i)
    end
end
end

```

Rys. 5. Algorytm wyznaczający współrzędne biegunowe wektora



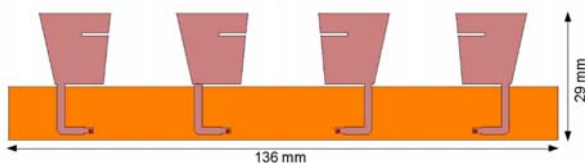
Rys. 6. Implementacja potokowa algorytmu wyznaczenia współrzędnych biegunowych wektora

### Zespół anten odbiorczych

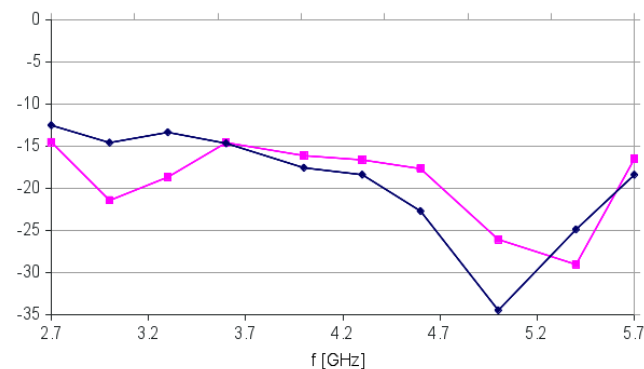
Matryca anten odbiorczych została zaprojektowana w oparciu o szerokopasmowe elementy promieniujące. Typowy element mikropaskowy nie spełnia wymagań projektu, ze względu na zbyt wąskie pasmo. Nawet w przypadku umieszczenia promiennika na wysokości większej niż grubość typowego laminatu, nie uzyskuje się wymaganego pasma pracy. Przykładowo dla typowego prostokątnego elementu promieniującego w odległości 3 mm od płaszczyzny masy w powietrzu (0.04 długości fali dla 4 GHz) uzyskuje się pasmo o szerokości zaledwie 2.4% częstotliwości środkowej [9]. Jest to jednak za mało dla omawianej aplikacji, ze względu na możliwe przesunięcie pasma pracy nadajnika w wyniku niedokładności modelowania elementów pasywnych układu scalonego nadajnika. W związku z tym opracowano oryginalne rozwiązanie wykorzystujące ultra szerokopasmowe

elementy promieniujące w konfiguracji zapewniającej uzyskanie dobrego dopasowania impedancyjnego (moduł współczynnika odbicia poniżej  $-12$  dB) w paśmie o szerokości ponad 80% częstotliwości środkowej, oraz charakterystyce promieniowania zapewniającej dobre właściwości kierunkowe w paśmie o szerokości ponad 50% częstotliwości środkowej.

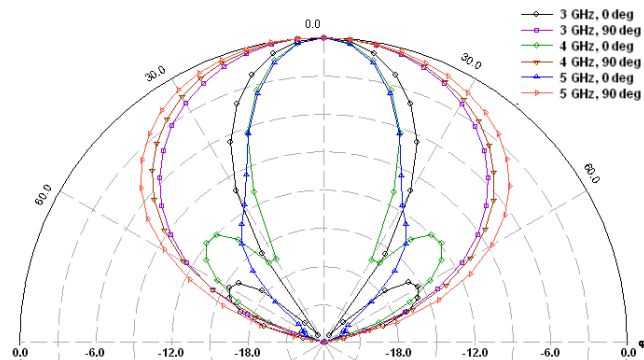
Zaprojektowana antena jest zbudowana z 4 elementów promieniujących oraz linii mikropaskowych doprowadzających sygnał, umieszczonych na górnej warstwie laminatu, oraz powierzchni masy umieszczonej na dolnej warstwie laminatu. Całość przymocowana jest do metalowej powierzchni, niewidocznej na rysunku. Promienniki rozmieszczone w odległościach zapewniających uzyskanie założonej wymaganej charakterystyki kierunkowej oraz niskiego poziomu listków bocznych. Właściwe miejsce doprowadzenia sygnału do anteny oraz kształt promiennika zapewnia dopasowanie impedancyjne w szerokim zakresie częstotliwości.



Rys. 7. Macierz szerokopasmowych anten odbiorczych



Rys. 8. Dopasowanie wejść (współczynnik odbicia w decybelach) opracowanej anteny w zakresie częstotliwości 2.7 do 5.9 GHz



Rys. 9. Charakterystyka kierunkowa anteny w płaszczyźnie E i H dla częstotliwości 3, 4 i 5 GHz

Rysunek 8 przedstawia dopasowanie impedancyjne na poszczególnych wejściach antenowych. Wejścia wewnętrzne i zewnętrzne, ze względu na symetrię mają takie same impedancje (stąd tylko dwa przebiegi widoczne na wykresie). Rysunek 9 przedstawia charakterystykę promieniowania na częstotliwości 4 GHz oraz na częstotliwościach 3 GHz i 5 GHz. Obliczony zysk

energetyczny anteny wynosi odpowiednio: 10,8 dBi, 11,0 dBi, oraz 9,6 dBi.

### Podsumowanie

W artykule przedstawiono projekt wieloantenowego układu odbiorczego dla systemu bezprzewodowej rejestracji potencjałów neuronowych. Umożliwia on odbiór strumienia danych o przepływności 40 Mb/s z odległości 20 m przy średniej mocy transmisji wynoszącej  $100 \mu\text{W}$  i bitowej stopie błędów  $4 \times 10^{-4}$ . Uwzględniając zysk pojedynczego elementu macierzy wynoszący ok. 5,8 dBi możliwe jest zredukowanie wymaganej mocy nadajnika do wartości ok.  $45 \mu\text{W}$ . Zastosowanie nadmiarowego kodowania korekcyjnego np. RS (255, 223) pozwala na redukcję bitowej stopy błędów do wartości bliskiej zeru (Quasi Error Free) za cenę zmniejszenia przepływności strumienia danych do wartości 35 Mb/s. W porównaniu z pracą [10] (20 Mb/s,  $100 \mu\text{W}$ ) przedstawiony system zapewnia wyższą przepływność przy niższej mocy transmisji. Dodatkowo, sprawność energetyczna specjalizowanego nadajnika [5] z modulacją OOK jest znacząco wyższa jak komercyjnego nadajnika FSK zastosowanego w systemie [10].

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

### 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), 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, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 44, (2009), 995-1005.
- [3] P. Kmon, P. Grybos. "Energy Efficient Low-Noise Multichannel Neural Amplifier in Submicron CMOS Process," *IEEE Trans. on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 99, (2013) 1-12.
- [4] Turcza P., An ultra low power 2Mbps RF-telemetry system for neural recording applications, *Procedia Engineering* vol. 47 (2012), 813-816.
- [5] Turcza P., Młynarczyk J., Design of wide band OOK transmitter for biomedical applications, *2013 Mixed Design of Integrated Circuits and Systems: proceedings of the 20th international conference: Gdynia, Poland, 20-22 June 2013*.
- [6] D. Brennan, Linear diversity combining techniques, *Proc. IRE*, vol. 47, (1959) no. 1, 1075-1102.
- [7] H. T. Friis, A note on a simple transmission formula: *IEEE Trans. Proc. IRE.*, vol. 34, (1964) no. 5, 254-256.
- [8] Volder, J., The CORDIC Trigonometric Computing Technique, *IRE Trans. Electronic Computing*, Vol EC-8, (1959), 330-334.
- [9] Młynarczyk J., Wide-beam High-efficiency Microstrip Patch-based Antenna for Broadband Wireless Applications, *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 53, No. 2, (2011), DOI 10.1002/mop
- [10] Miranda H., Gilja V., Chestek C. A., Shenoy K. V., & Meng T. H., HermesD: A high-rate long-range wireless transmission system for simultaneous multichannel neural recording applications. *Biomedical Circuits and Systems, IEEE Transactions on*, 4, (2010) 3, 181-191.

**Autorzy:** dr inż. Paweł Turcza, AGH w Krakowie, Katedra Metrologii i Elektroniki, al. Mickiewicza 30, 30-059 Kraków, E-mail: [turcza@agh.edu.pl](mailto:turcza@agh.edu.pl); dr inż. Janusz Młynarczyk, AGH w Krakowie, Katedra Elektroniki, al. Mickiewicza 30, 30-059 Kraków, E-mail: [janusz.mlynarczyk@agh.edu.pl](mailto:janusz.mlynarczyk@agh.edu.pl)