

Przetwarzanie odpowiedzi sensora D-dot w ocenie własności impulsów HPM

Streszczenie. Artykuł dotyczy problematyki pomiarów impulsów mikrofalowych dużej mocy (HPM) za pomocą metody tradycyjnej, polegającej na wykorzystaniu sensora D-dot oraz szybkiego przetwornika A/C. Przedstawiono w nim metodykę analogowego i cyfrowego przetwarzania sygnałów, których celem jest rekonstrukcja przebiegu czasowego pola elektrycznego.

Abstract. The article presents the problems of measurements of high power microwave (HPM) pulses with the use of the traditional method based on a D-dot sensor and a fast ADC converter. The methodology of analog and digital signal processing to reconstruct the waveform of the electric field was discussed. (**Processing of a D-dot output for the assessment of HPM signals.**)

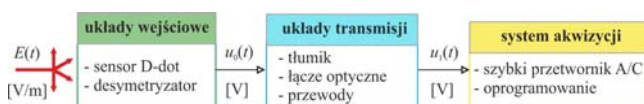
Słowa kluczowe: sensor D-dot, pomiary HPM, całkowanie numeryczne.

Keywords: D-dot sensor, HPM measurements, numerical integration.

Wprowadzenie

W ostatnim dziesięcioleciu obserwuje się dynamiczny rozwój urządzeń elektromagnetycznych zaliczanych do kategorii uzbrojenia nieśmiercionośnego, które gromadząc dużą energię elektryczną w długim czasie przy niskim napięciu są w stanie różnymi metodami wyzwolić ją w postaci impulsu lub impulsów o dużej mocy, zwanych impulsami HPM (ang. *High Power Microwave*) [1][2]. Rosnąca świadomość możliwości ich operacyjnego użycia [3][4][5], powodowana dużą zdolnością mikrofal do penetracji tradycyjnej zabudowy chroniącej infrastrukturę krytyczną, przyczyniła się w sposób naturalny do rozwoju projektów wpisujących się w działania o charakterze defensywnym. Wsparciem dla nich są badania nad oceną rozkładów pola w istniejących lokalizacjach infrastruktury krytycznej, badania jej podatności na oddziaływanie pól, badania nad nowymi materiałami służącymi do ekranowania oraz ciągłe monitorowanie zagrożenia. Warunkiem powodzenia wymienionych działań jest posiadanie odpowiednich technologii pomiarowych, które na drodze realizacji badań eksperymentalnych można wykorzystać do weryfikacji procedur organizacyjnych oraz technicznych metod ochrony i obrony. Odpowiednie urządzenia pomiarowe są też podstawowym wymogiem oceny pracy i parametrów samych źródeł impulsów HPM.

Rozwój technologii przetworników A/C, w które obecnie wyposaża się szybkie oscyloskopy cyfrowe doprowadził w ostatnich latach do upowszechnienia się tzw. konwencjonalnej metody, w której badane oddziaływanie elektromagnetyczne reprezentowane jest przez przebieg czasowy napięcia na wyjściu pasywnego sensora reagującego na obecność pola elektrycznego (tzw. sensor D-dot) – rys. 1. W metodzie tej, celem zabezpieczenia obwodów akwizycji napięcia i przesyłania wyniku pomiaru bez zniekształceń na bezpieczną odległość, często stosuje się transmisję za pomocą łącza światłowodowego [6][7]. Oprócz tego w strukturze układu pomiarowego występuje element dopasowujący, tzw. desymetryzator oraz tłumiki służące do zmiany zakresu.



Rys. 1. Struktura miernika do pomiaru impulsów HPM

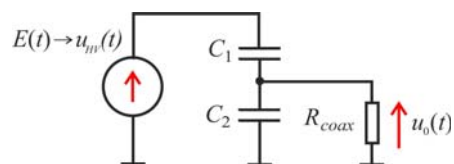
Opracowanie algorytmów przetwarzania sygnałów rejestrowanych przez system akwizycji to zadanie wymagające wstępnej oceny charakteru mierzonego pola

elektromagnetycznego oraz analizy własności toru pomiarowego. To pierwsze jest związane z faktem istnienia wielu rodzajów generatorów, które mogą wymagać dedykowanych metod wstępnego przetwarzania, to drugie będzie służyło realizacji pośredniego zadania o charakterze odwrotnym, tj. rekonstrukcji pierwotnego zaburzenia na podstawie bezpośrednio mierzonego sygnału wyjściowego.

W artykule przedstawiono wpływ własności elementów toru pomiarowego oraz występujących zakłóceń wolnozmiennych na postać algorytmu przetwarzania i zaprezentowano wyniki jego zastosowania w pomiarach pola elektrycznego rzeczywistych źródeł sygnałów HPM.

Problem badawczy

Ilościowe pomiary pól elektromagnetycznych wymagają, aby obliczenia bazowały na danych pomiarowych opisujących rzeczywiste własności pola docierającego do anteny. Oznacza to konieczność opracowania algorytmu przetwarzania danych pomiarowych dostarczanych do komputera nadrzędnego, który uwzględni własności wszystkich elementów występujących w łańcuchu pomiarowym. Zespoły te, niezależnie od umiejscowienia ich elementów (w strefie narażonej na oddziaływanie impulsów lub poza nią), zgodnie z rys. 1 tworzą strukturę, w której można wyróżnić część analogową i cyfrową. Zasadniczym elementem części analogowej jest wspomniany sensor D-dot, którego schemat zastępczy można przedstawić w postaci dzielnika napięcia, zbudowanego z dwu pojemności C_1 i C_2 i obciążonego jak na rys. 2 impedancją połączenia R_{coax} [8].



Rys. 2. Schemat zastępczy sensora D-dot

Sensor przetwarza wysokie napięcie u_{HV} pochodzące od badanego pola elektrycznego $E(t)$ na napięcie wyjściowe u_0 . Jego transmitancja operatorowa jest określona zależnością:

$$(1) \quad T_{Ddot}(s) = \frac{U_0(s)}{U_{HV}(s)} = \frac{js R_{coax} C_1}{js R_{coax} (C_1 + C_2) + 1}$$

W praktyce rozwiązań rynkowych dostępne są sensory, w których czynnik o charakterze stałej czasowej $R_{coax}(C_1+C_2)$ pozostaje bardzo mały w zakresie częstotliwości nawet do

10 GHz i więcej. Wówczas transmitancja sensora upraszcza się do postaci:

$$(2) \quad T_{Ddot}(s) \approx js R_{coax} C_1,$$

która w dziedzinie czasu odpowiada operacji różniczkowania. Oznacza to, że napięcie wyjściowe z sensora jest proporcjonalne do pochodnej pola. Z punktu widzenia algorytmicznej rekonstrukcji wymuszenia przez oprogramowanie pomiarowe miernika, konieczne jest więc zastosowanie operacji odwrotnej, czyli całkowania. Ilościowe określenie pola elektrycznego $E(t)$ docierającego do anteny w tradycyjnym układzie pomiarowym zasadza się więc na zależności:

$$(3) \quad E(t) = A_k \cdot u_{int}(t),$$

w której u_{int} jest całką z napięcia przetworzonego przez część analogową toru pomiarowego o właściwościach określonych przez jego budowę. Właściwości te w sposób globalny opisuje współczynnik korekcyjny A_k . Należą do nich impedancja sensora R_s , jego powierzchnia skuteczna A_{eq} oraz wyrażone w decybelach tłumienie elementów toru K_{dB} . Zgodnie z metodyką zaprezentowaną w [9] możliwe jest określenie wartości współczynnika korekcyjnego na podstawie powyższych wartości w postaci formuły:

$$(4) \quad A_k = \frac{10^{\frac{K_{dB}}{20}}}{2 \cdot R_s \cdot A_{eq} \cdot \varepsilon_0},$$

w której ε_0 jest przenikalnością elektryczną. Wymaganą w (3) operację całkowania można, przy dostatecznie małym okresie próbkowania układu akwizycji T_p , przeprowadzić za pomocą filtra cyfrowego – symulatora układu przybliżającego dla sygnałów dyskretnych transmitancję $1/s$. Możliwe podejścia, które wchodzą do kanonu cyfrowego przetwarzania sygnałów, oferują w ogólności różne dokładności wyznaczenia całki [10]. Charakteryzują się one transmitancjami w dziedzinie zmiennej zespolonej z , które implementują reguły kolejno Tustina (5) i Simpsona (6):

$$(5) \quad T_T(z) = \frac{T_p}{2} \cdot \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}},$$

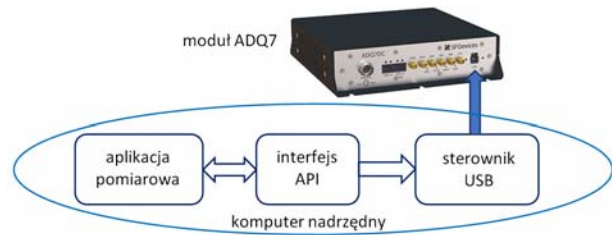
$$(6) \quad H_S(z) = \frac{T_p}{6} \cdot \frac{1+4z^{-1}+z^{-2}}{1-z^{-1}}.$$

Niezależnie od użytej metody całkowania, każda jej implementacja mierzy się z trendem, który pojawia się w wyniku z tytułu obecności w rejestrowanym sygnale składowej stałej lub quasi-stałej [12]. Jako problem badawczy potraktowano ocenę wpływu tych składowych w zarejestrowanych rzeczywistych sygnałach HPM oraz określenie algorytmu przetwarzania, który w sposób efektywny czasowo zapewni uzyskanie przebiegów o pożądanej postaci.

Material

Danych do badań dostarczyła wstępna wersja miernika HPM, zbudowana według koncepcji przedstawionej na rys. 1. Jako przetwornik analogowo-cyfrowy służący do konstrukcji części cyfrowej układu pomiarowego wykorzystany został moduł firmy SP Devices ADQ7 o rozdzielczości 14-bitowej, częstotliwości próbkowania do 10 GSa/s oraz w zakresie ± 500 mV. Wraz z modulem dostarczany jest niezbędny w tworzeniu aplikacji zestaw narzędzi SDK obejmujący sterowniki urządzenia, interfejs programowania aplikacji API, narzędzia programowe do instalacji i aktualizacji oprogramowania firmowego oraz program demonstracyjny ilustrujący wykorzystanie dostępnych funkcji. Z punktu

widzenia algorytmu przetwarzania danych pomiarowych, w docelowym urządzeniu pomiarowym najistotniejszy jest interfejs programowania aplikacji, którego umiejscowienie w strukturze sprzętowo-programistycznej komunikacji z modulem przedstawione jest na rys. 3.

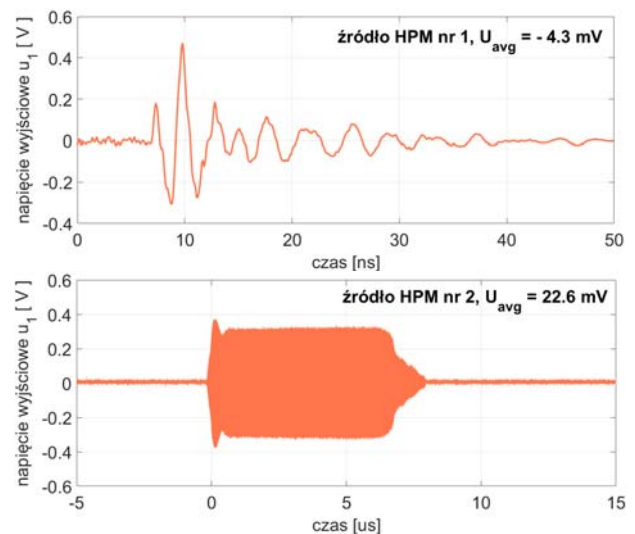


Rys. 3. Struktura komunikacji z modulem ADQ7 za pomocą API

Interfejs API dostarcza niezbędnych narzędzi do przetwarzania danych pomiarowych za pomocą funkcji wysokopoziomowego programowania parametrów pracy urządzenia i odbierania wyników rejestracji do komputera nadrzędnego [13]. Sposób wywoływania funkcji API jest zależny od wykorzystywanego środowiska tworzenia aplikacji, ale ich parametry wejściowe i wyjściowe oraz nazewnictwo pozostają niezmiennie.

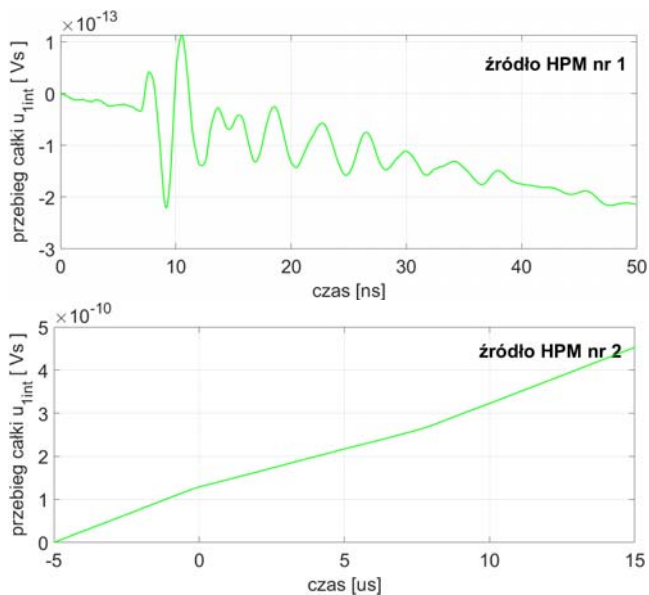
Przy maksymalnej liczbie rejestrowanych próbek, ograniczonej wewnętrzną pojemnością modułu równą 4GB, największa częstotliwość próbkowania daje długość rekordu danych równą ok. 200 ms. Dane są rejestrowane w czasie rzeczywistym mimo oczywistych ograniczeń w ich transmisji do komputera. Jednym z rodzajów pracy modułu ADQ7 jest tzw. tryb *MultiRecord*. W trybie tym moduł może być wielokrotnie wyzwolony w czasie pojedynczej sesji gromadząc dane w pamięci DRAM celem późniejszego transferu. Jego wykorzystanie jest istotne o tyle, że impulsy HPM mogą występować w paczce, tzn. być powtarzane w ramach jednego cyklu oddziaływania źródła. Deklarując pewną liczbę rekordów oraz długość każdego z nich odpowiadającą czasowi trwania impulsu, można w sposób automatyczny zarejestrować każde oddziaływanie w postaci ciągu impulsów, niezależnie od okresu powtarzania, który tym sposobem może być w zasadzie dowolnie długi.

Rejestracje zostały wykonane w komorze bezchowej z wykorzystaniem dwu źródeł HPM o odmiennej budowie. Uzyskane na wyjściu części analogowej toru pomiarowego przebiegi napięcia przedstawione zostały na rys. 4.



Rys. 4. Przebiegi napięcia zarejestrowane na wyjściu części analogowej układu pomiarowego odpowiadające dwu różnym źródłom HPM

Dla każdego z nich wyznaczona została wartość średnia U_{avg} w całym przedziale czasowym rejestracji. Uzyskane wartości to kolejno -4,4 mV oraz 22,6 mV. Niezerowa wartość średniej świadczy o możliwości wystąpienia trendu w przebiegu całki, co zilustrowane zostało na rys. 5.

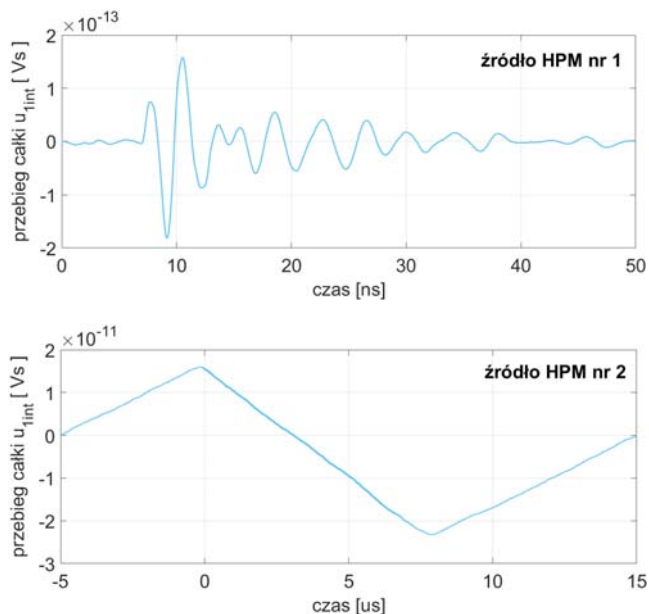


Rys. 5. Przebiegi całek sygnałów z rys. 4 uzyskane metodą Tustina

Widać wyraźnie, że w przebiegu o krótkim czasie trwania i mniejszej wartości średniej obecność trendu jest mniejsza, choć i tak znacząco utrudniłaby wyznaczanie parametrów pola na podstawie (3). W przebiegu o dłuższym czasie trwania i większej wartości średniej trend w sposób nieakceptowalny zniekształca przebieg całki.

Propozycja metod przetwarzania

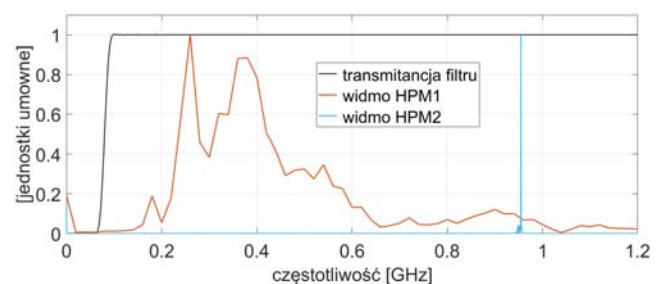
Najprostszą i najbardziej atrakcyjną obliczeniowo próbą usunięcia trendu z przebiegu całki jest pozbycie się wartości średniej z sygnału wejściowego metodą jej odejmowania. Efekty takiego przetwarzania w odniesieniu do obu analizowanych sygnałów przedstawia rys. 6.



Rys. 6. Przebiegi całek sygnałów z rys. 4 po usunięciu średniej

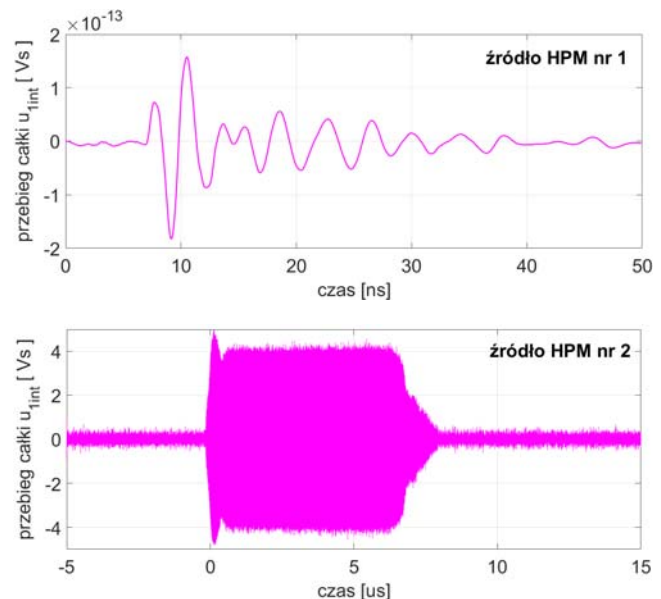
Można zaobserwować, że w przypadku pierwszego przebiegu takie działanie przyniosło zamierzony efekt, natomiast w przypadku przebiegu drugiego, jedynym efektem jest uzyskanie zbliżonej do zera wartości średniej całki, ale dalej jej postać nie pozwala na ocenę przebiegu pola.

Bardziej zaawansowaną metodą ograniczania wpływu pasożytniczych składowych wolnozmiennych w sygnałach jest zastosowanie filtracji górnoprzepustowej. Z racji konieczności rekonstrukcji pola elektrycznego, pożądane jest użycie do tego celu filtru o liniowej fazie, która w dziedzinie cyfrowego przetwarzania sygnałów gwarantowana jest przez filtry o skończonej odpowiedzi impulsowej FIR (ang. *Finite Impulse Response*). W mniejszej pracy, dla uzyskania dostatecznie dużego tłumienia sygnałów pasożytniczych o zakładanej częstotliwości poniżej 80MHz, zaprojektowany został metodą okien filtr o nieparzystej liczbie współczynników równej 2001. Moduł uzyskanej transmitancji widmowej filtru przedstawiony został na rys. 7.



Rys. 7. Charakterystyka amplitudowa filtru FIR użytego do redukcji pasożytniczych składowych wolnozmiennych wraz z widmami analizowanych sygnałów

Częstotliwość graniczna filtru została dobrana pod kątem przeniesienia składowych szybkozmiennych obu zarejestrowanych sygnałów, których unormowane widma Fouriera dla porównania również przedstawiono na rys. 7. Wyniki wyznaczania przebiegów całki po zastosowaniu wstępnego przetwarzania za pomocą zaprojektowanego filtru ilustruje rys. 8.



Rys. 8. Przebiegi całek sygnałów z rys. 4 po zastosowaniu filtracji górnoprzepustowej

Tym razem uzyskane przebiegi całki w obu przypadkach nie zawierają niepożądanego trendu. Kwestią o znaczeniu praktycznym w sytuacji rejestracji setek impulsów, jest jednak złożoność obliczeń wymaganych do takiego przetwarzania. Badania przeprowadzone z wykorzystaniem filtracji realizowanej za pomocą tradycyjnego algorytmu spłotu pokazują, że dla rejestracji obejmującej jeden impuls o czasie trwania pojedynczego rekordu 15 us (złożonego ze 125 tys. próbek), czas potrzebny do przeprowadzenia filtracji za pomocą komputera z procesorem Intel Core i5 wyniósł 380 ms. Znacznie lepszy efekt osiągnięto realizując filtrację w dziedzinie częstotliwości, tzn. wyznaczając odwrotną transformatę Fouriera z iloczynu widma sygnału i widma ciągu współczynników filtru. Oczywiście przebiegi poddane operacji wyznaczania widma zostały odpowiednio wydłużone celem uniknięcia zniekształceń spowodowanych cyklicznością tak realizowanego spłotu. W Tabeli 1 zestawiono dla porównania średnie czasy realizacji algorytmu filtracji wstępnej obiema metodami dla różnej liczby zarejestrowanych w trybie *MultiRecord* impulsów.

Tabela 1. Porównanie czasów metod filtracji impulsów HPM

liczba impulsów	splot w czasie [s]	splot via FFT [s]
1	0,4	0,02
5	1,9	0,13
10	3,8	0,21
20	7,9	0,44
100	49,5	3,4

Podsumowanie

Przedstawiony materiał ilustruje specyfikę procesu cyfrowego przetwarzania impulsów HPM mierzonych za pomocą metody tradycyjnej. Podstawową wymaganą operacją, wynikającą z zasady działania sensora D-dot, jest operacja całkowania. Jej przeprowadzenie wymaga wstępnego przygotowania sygnałów celem minimalizacji trendów wynikających z obecności zakłóceń wolnozmiennych. Wobec różnorodności występujących w praktyce sygnałów HPM, wskazaną metodą jest filtracja górnoprzepustowa za pomocą filtru o skończonej odpowiedzi impulsowej. Celem przyspieszenia filtracji, zwłaszcza w przypadku dużej liczby impulsów generowanych z repetycją, jej implementacja powinna bazować na wykorzystaniu związku operacji spłotu z iloczynem transformat Fouriera sygnału i wektora współczynników filtru FIR.

Praca współfinansowana przez Narodowe Centrum Badań i Rozwoju w ramach projektu Nr DOB-1-3/1/PS/2014 pt. "Metody i sposoby ochrony i obrony przed impulsami HPM" i poświęcona zadaniu pt. "Opracowanie koncepcji przenośnego miernika do pomiaru wysokomocowych pól elektromagnetycznych".

Autorzy: dr hab. inż. Jacek Jakubowski,
E-mail: jacek.jakubowski@wat.edu.pl;
dr hab. inż. Marek Kuchta,
E-mail: marek.kuchta@wat.edu.pl;
prof. dr hab. inż. Roman Kubacki,
E-mail: roman.kubacki@wat.edu.pl;
Wojskowa Akademia Techniczna, Wydział Elektroniki, ul.
Kaliskiego 2, 00908 Warszawa.

LITERATURA

- [1] Altgilbers L. L. et al., *Explosive Pulsed Power*, Imperial College Press, Londyn, 2011.
- [2] Achour Y., Starzyński J., Łasica A., New Marx Generator Architecture With a Controllable Output Based on IGBTs, *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 45, no. 12, pp. 3271-3278, Dec. 2017, doi: 10.1109/TPS.2017.2766879.
- [3] Radasky W. A., Bäckström M., Brief historical review and bibliography for Intentional Electromagnetic Interference (IEMI), *XXXIth URSI General Assembly and Scientific Symposium (URSI GASS)*, Beijing, 2014, doi: 10.1109/URSIGASS.2014.6929517. (2014).
- [4] Hama mah F., et al., Concerns on the Risk of Malaysian Civil and Defense Systems Due to Intentional Electromagnetic Interference, *IEEE Asia-Pacific Conference on Applied Electromagnetics (APACE)*, Melacca, Malaysia, 2019, doi: 10.1109/APACE47377.2019.9021096..
- [5] Lanzrath M. et al., HPEM vulnerability of smart grid substations coupling paths into typical SCADA devices, *International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, Angers, 1-6, 2017, doi: 10.1109/EMCEurope.2017.8094632.
- [6] Sanjay D. R., et al., Experimental study of factors affecting the High Power Microwave measurements, *2019 IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, Singapore, 2019, 877-879, doi: 10.1109/APMC46564.2019.9038685.
- [7] Zhang G., et al., Design of Wideband GHz Electric Field Sensor Integrated with Optical Fiber Transmission Link for Electromagnetic Pulse Signal Measurement. *Sensors (Basel)*, 18(9):3167, 2018, doi:10.3390/s18093167
- [8] Huiskamp T., et al., B-Dot and D-Dot Sensors for (Sub)Nanosecond High-Voltage and High-Current Pulse Measurements, *IEEE Sensors Journal*, vol. 16, no. 10, pp. 3792-3801, May15, 2016, doi: 10.1109/JSEN.2016.2530841.
- [9] Sallin M., Daout B., Derivative time-domain sensor and fiber optic correction factor calculation, *Montena Technical Notes TN15*, Rosens, Switzerland.
- [10] Tompkins W. J. (Ed.), *Biomedical Digital Signal Processing: C-Language Examples And Laboratory Experiments for the IBM PC*, Prentice-Hall Inc., Upper Saddle River, NJ, USA, 1993.
- [11] Yao L. et al., Compensation of the offset in numerical integration of a D-dot sensor measurement, *Proceedings of 3rd Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation*, Harbin, 898-901, 2014 doi: 10.1109/APCAP.2014.6992645.
- [12] Lamas L., et al. Assessment of integration method for displacement determination using field accelerometer and geophone data, *J Zhejiang Univ-Sci A (Appl Phys & Eng)*, 2017 18(7), ss. 553-566.
- [13] Teledyne SP Devices ADQ7DC Datasheet, <https://www.spdevices.com/products/hardware/14-bit-digitizers/adq7dc>. (wrzesień 2020).