

doi:10.15199/48.2015.10.42

Analiza numeryczna przebiegów udarowych - Algorytmy obliczeniowe

Streszczenie. Referat poświęcony jest zagadnieniom z zakresu inżynierii wysokonapięciowej. Obiektem zainteresowania są przebiegi impulsowe zwane udarami napięciowymi. W trakcie eksploatacji generatorów przebiegów udarowych pojawiają się sytuacje, w których na przebieg udarowy (użyteczny) nakładają się składowe mające np. charakter tłumionych oscylacji. Składowe te powinny zostać usunięte, ponieważ mogą one być przyczyną błędów w określeniu parametrów przebiegu udarowego. W artykule opisano stosowane do tego celu algorytmy.

Abstract. This paper is devoted to the issues of the scope of high voltage engineering. The object of interests is surges waveforms called voltage surge. In the course of exploitation of surge waveforms, there are situations in which components having, for example, the character of damped oscillations imposes on surge waveforms. These components should be removed because they can cause errors in determining the surge waveform parameters. The article describes the algorithms used for this purpose.

(Numerical analysis of surge waveforms)

Słowa kluczowe: przebieg udarowy, analiza danych, filtracja cyfrowa, estymacja parametrów

Keywords: surges waveforms, data analysis, digital filtering, parameter estimation.

Wstęp

Artykuł dotyczy zagadnień będących obiektem zainteresowania inżynierii wysokonapięciowej. Treścią jego jest analiza i cyfrowe przetwarzanie sygnałów, których źródłem są generatory udarów napięciowych piorunowych.

Oddziaływanie wyładowania atmosferycznego na instalację elektroenergetyczną sprowadza się do powstania przepięcia mającego charakter udaru piorunowego. Do ochrony urządzeń elektroenergetycznych stosowane są układy izolacyjne, które powinny być poddane testom na etapie poprzedzającym ich wysłanie na rynek.

Do przeprowadzania testów służą generatory udarów piorunowych, które powinny wytwarzać przebiegi o określonym kształcie, definiowanym z wykorzystaniem odpowiednich parametrów. Ze względu na konieczność uzyskania możliwości porównywania wyników uzyskanych w różnych laboratoriach, parametry te powinny mieć wartości mieszczące się w ściśle określonych przedziałach [1]. Ich określanie może być realizowane z wykorzystaniem techniki analogowej. Aktualnie bardziej preferowana jest technika cyfrowa dostarczająca narzędzi do analizy, jak i przetwarzania sygnałów pomiarowych również tych, których źródłem są generatory udarowe.

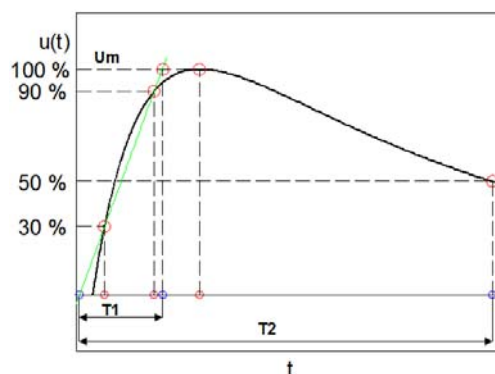
Celem analizy jest uzyskanie informacji o parametrach czasowych i amplitudowych wyszczególnionych na rysunku 1. Celem przetwarzania jest natomiast eliminacja różnego rodzaju niepożądanych składowych negatywnie wpływających na finalny wynik identyfikacji parametrów przebiegu udarowego.

Wytwarzanie przebiegów udarowych

Do wytwarzania przebiegów udarowych piorunowych pełnych stosowane są układy, których zasada działania oparta jest o proces ładowania i rozładowania kondensatora w liniowym układzie RC [2]. Otrzymany przebieg jest superpozycją dwóch składowych eksponencjalnych i ma kształt przedstawiony na rysunku 1. Jest on krzywą dwuwykładniczą opisaną następującym wzorem

$$(1) \quad u(t) = U_m' \left(\exp\left(-\frac{t}{\tau_2}\right) - \exp\left(-\frac{t}{\tau_1}\right) \right)$$

gdzie: U_m' – amplituda τ_1 – stała czasowa czoła, τ_2 – stała czasowa grzbiету



Rys. 1. Udar napięciowy piorunowy pełny z punktami charakterystycznymi

Zadanie nie polega jednak na wyznaczeniu wartości U_m' , τ_1 , τ_2 , lecz na identyfikacji tzw. parametrów czasowych przebiegu udarowego – czasu czoła T_1 , czasu do półszczytu T_2 oraz amplitudy udaru U_m . W celu ich określenia należy uzyskać równanie prostej przechodzącej przez punkty skojarzone z wartościami chwilowymi przebiegu udarowego, dla których osiąga on 30 i 90 % wartości maksymalnej. Przy wyznaczaniu parametru T_2 wykorzystywane jest miejsce zerowej tej prostej oraz czas, dla którego wartość chwilowa napięcia udaru osiąga 50 % amplitudy.

Wzór (1) jest pewną idealizacją rzeczywistości. Wyprowadzona formuła opiera się na modelu generatora udarowego, w którym nie zostały uwzględnione parametry pasożytnicze, m.in. jego indukcyjności własne oraz indukcyjności własne badanego obiektu. Analityczne uwzględnienie tych czynników jest zagadnieniem złożonym i wymagającym stosowania wyrafinowanych narzędzi analizy obwodowej. Generalnie jednak jego skutki sprowadzają się do powstawania składowej sinusoidalnej tłumionej eksponencjalnie, dodającej się do przebiegu użytecznego (udarowego).

Akwizycja przebiegów udarowych

Rejestracja przebiegu udarowego polega na pomiarze jego wartości chwilowych w równoodległych momentach i zapisie wyniku pomiaru do pamięci komputera.

Przebieg analogowy uzyskany z przetwornika wielkości pierwotnej (napięcia) może ulegać różnego rodzaju zniekształceniom związanym ze specyfiką przetwarzania analogowo-cyfrowego. W związku z tym w sygnale cyfrowym mogą pojawiać się różnego rodzaju artefakty m.in. o charakterze szumu o określonej wariancji, wartości średniej i rozkładzie.

Wyznaczanie parametrów czasowych przebiegu udarowego

Proces akwizycji przebiegu udarowego do pamięci komputera pozwala uzyskać dyskretny sygnał $u[n\Delta T]$ powiązany z N-elementowym wektorem t_n

$$(2) \quad t_n = n_k \Delta T$$

gdzie k oznacza numer jego próbki natomiast ΔT jest okresem próbkowania

Dyskretyzacja osi czasu sprawia, że wartość napięcia skojarzona z każdym z poziomów, wyszczególnionych na rysunku 1, zawarta jest między dwiema próbkami sygnału tzn. pomiędzy próbką $u[n_k \Delta T]$ oraz próbką $u[n_{k+1} \Delta T]$. Każda z nich uzyskiwana jest w oparciu o wartość chwilową sygnału analogowego $u(t)$ w chwilach czasowych $n_k \Delta T$ i $n_{k+1} \Delta T$. Określenie dokładnej wartości czasu związanego z wyszczególnionymi na rysunku poziomami wymaga rozwiązania układu równań (3), rozwiązanie realizowane jest ze względu na współczynniki w_1 i w_2 .

$$(3) \quad \begin{aligned} u(n_k \Delta T) &= (n_k \Delta T) w_1 + w_2 \\ u(n_{k+1} \Delta T) &= (n_{k+1} \Delta T) w_1 + w_2 \end{aligned}$$

Otrzymywane jest równanie prostej o postaci:

$$(4) \quad u_{k,k+1} = w_1 t_{k,k+1} + w_2$$

gdzie: $u_{k,k+1}$ – wartość napięcia odpowiadająca procentowej wartości U_m , $t_{k,k+1}$ poszukiwana wartość czasu z tym, że $n_k \Delta T < t_{k,k+1} < n_{k+1} \Delta T$

Uzyskanie parametrów czasowych udaru napięciowego wymaga kilkukrotnego zastosowania przedstawionych wzorów (2),(3),(4) i obliczenia czasów charakterystycznych w oparciu o proste operacje matematyczne.

Do badań wybrano udary napięciowe piorunowe pełne znormalizowane o relacji pomiędzy czasami T_1 i T_2 równej

- $T_1/T_2 = 1,2/50$ [$\mu s/\mu s$]
- $T_1/T_2 = 250/2500$ [$\mu s/\mu s$]

oraz amplitudzie znormalizowanej $U_m=1$ V. Przebiegi te wygenerowano z wykorzystaniem wzoru (1). Każdemu z nich odpowiadała para stałych czasowych i wartość parametru U_m

- $\tau_1 = 0,405 \mu s$, $\tau_2 = 68,2 \mu s$ (dla udaru 1,2/50)
- $\tau_1 = 104 \mu s$, $\tau_2 = 2880 \mu s$ (dla udaru 250/2500)
- $U_m = 1,037264$ V

Wzory (2),(3),(4) wykorzystano do określenia relacji czasów T_1 do T_2 oraz amplitudy U_m dla każdego ze scharakteryzowanych udarów.

Tabela 1. Wyniki identyfikacji parametrów udaru

Relacja T_1/T_2 [$\mu s/\mu s$]	T_1 [μs]	T_2 [μs]	Amplituda U_m [V]
1,2/50	1,20256	50,00101	0,99999
250/2500	251,53849	2503,67832	1,00428
okres próbkowania $\Delta T = 10,4 \mu s$			

Model analizowanego sygnału

W artykule przyjęto model sygnału, w którym uwzględniona została składowa użyteczna oraz

komponenty będące zakłóceniem zniekształcającym wynik eksperymentu identyfikacyjnego (Tabela 1).

Przyjęto następujący model rzeczywistego udaru napięciowego piorunowego

$$(5) \quad u_r(t) = u(t) + u_{\sin}(t) + \varepsilon(t)$$

gdzie: $u(t)$ – idealny udar napięciowy piorunowy opisany wzorem (1), $u_{\sin}(t)$ - sinusoida tłumiona eksponencjalnie, $\varepsilon(t)$ -zakłócenia addytywne o charakterze szumu o rozkładzie Gaussa, określonej wartości średniej oraz wariancji

$$(6) \quad u_{\sin}(t) = U_{m \sin} \sin(\omega t - \phi) \exp\left(-\frac{t}{\tau_{\sin}}\right)$$

gdzie: $U_{m \sin}$ - amplituda sinusoidy przy braku tłumienia, ω - pulsacja, ϕ - faza odniesiona do chwili $t = 0$, τ_{\sin} – współczynnik tłumienia ($\tau_{\sin} > 0$)

$$(7) \quad \bar{\varepsilon} = E[\varepsilon(t)] = 0, \sigma_{\varepsilon}^2 = E[(\varepsilon(t) - \bar{\varepsilon})^2]$$

gdzie $\varepsilon(t)$ – sygnał losowy o rozkładzie normalnym, wartości oczekiwanej $\bar{\varepsilon}$ oraz wariancji σ_{ε}^2

Przetwarzanie sygnału $u_r(t)$ polega na eliminacji składowych pasożytniczych $u_{\sin}(t)$, $\varepsilon(t)$ i zachowanie cech składowej użytecznej, a więc uzyskanie relacji

$$(8) \quad u_r(t) = u(t)$$

W praktyce realizacja tej formuły jest bardzo trudna. Zabiegi zmierzające do intensywnego tłumienia komponentów zakłócających $u_r(t), \varepsilon(t)$ mogą doprowadzić do sytuacji, w której zniekształceniom ulegnie składowa użyteczna $u(t)$. W odniesieniu do omawianych zagadnień groźne są zarówno zniekształcenia fazowe (czasowe), jak i amplitudowe sygnału. Te drugie mogą negatywnie wpłynąć na określenie czasów T_1 i T_2 ze względu na obecność we wzorze (4) czynnika $u_{k,k+1}$, zależnego od wartości maksymalnej przebiegu udarowego (lewa strona równania). Zniekształcenia czasowe natomiast mogą doprowadzić do zmiany kształtu zbroczy analizowanego sygnału.

Analityczne określenie wpływu komponentów zakłócających $u_{\sin}(t)$ oraz $\varepsilon(t)$ na dokładność identyfikacji parametrów przebiegu $u(t)$ jest bardzo trudne. Łatwiejszym rozwiązaniem mogą być badania numeryczne.

Istotną zaletą tego podejścia jest komfort związany z możliwością uzyskania przebiegu referencyjnego (użytecznego, niezakłóconego) o znanych i ściśle zdefiniowanych właściwościach, jak we wzorze (1). Analiza takiego sygnału realizowana pod kątem uzyskania parametrów czasowych i amplitudowych dostarcza odniesienia do wyników uzyskanych na drodze przetwarzania i identyfikacji parametrów przebiegu zakłóconego.

W dalszej części artykułu opisane zostaną algorytmy wykorzystane do eliminacji komponentów pasożytniczych z przebiegu udarowego.

Przetwarzanie wstępne przebiegów udarowych

Algorytm 1. Pierwszym algorytmem wykorzystanym w badaniach był filtr cyfrowy o skończonej odpowiedzi impulsowej (SOI). Oblicza on wartość aktualnej próbki na swoim wyjściu w oparciu o aktualną próbkę wejściową oraz zbiór próbek historycznych (wcześniejszych). Każdy z wykorzystywanych w danej chwili elementów ciągu wejściowego jest wymnażany przez element wektora będącego odpowiedzią impulsową filtra. Jego równanie czasowe przedstawiono poniżej we wzorze (9)

$$(9) \quad y(n) = b_0 x(n) + b_1 x(n-1) + \dots + b_M x(n-M)$$

gdzie: y i x to oznaczenie odpowiednio sygnału wyjściowego i wejściowego, n – indeks próbki, b_0, b_1, \dots, b_M elementy wektora odpowiedzi impulsowej filtra SOI, $M > 0$ rząd filtra cyfrowego

Algorytm 2. Ze wzoru (9) wynika, że dla $n < 1$ wszystkie elementy prawej strony równania z pominięciem pierwszego z nich odwołują się do ujemnego indeksu. W takim wypadku przypisana im wartość liczbowa jest równa 0. Ten szczególny przypadek powoduje wystąpienie stanu przejściowego mogącego skutkować nieefektywnym odtwarzaniem stromych zboczy przebiegu. Mimo wymienionej wady, mając na uwadze prostotę i łatwość implementacji opisanego algorytmu, nie zrezygnowano z jego wykorzystania.

Innymi właściwościami charakteryzowało się rozwiązanie, w którym filtracja cyfrowa poprzedzona była uzupełnieniem analizowanego wektora wejściowego podzbiorem elementów o ściśle określonych wartościach. Jeżeli zgodnie z zapisem wykorzystanym we wzorze (9) założymy, że zarejestrowane próbki przebiegu udarowego zawarte są w wektorze x to można napisać, że

$$(10) \quad \mathbf{x} = [x(0), x(1), \dots, x(N-1)]$$

gdzie: N – liczba elementów wektora \mathbf{x}

Następnie przyjmuje się dwa współczynniki w prosty sposób uzależnione od nieparzystej wartości M

$$(11) \quad K = \frac{M-1}{2},$$

$$L = \frac{M+1}{2}$$

po czym generuje się wektor, którego kolejne elementy licząc od 1 do $(L-1)$ przyjmują następujące wartości

$$(12) \quad x_d(K - (L-1)) = 2x(0) - x(L)$$

Następnie realizuje się następującą operację rozszerzania wektora \mathbf{x}

$$(13) \quad x_k = [x_d \quad \mathbf{x}]$$

polegającą na uzupełnieniu wektora \mathbf{x} wartościami liczbowymi uzyskanymi w wyniku realizacji wzoru (12). Średnia arytmetyczna z jego $(2L-1)$ elementów stanowi pierwszy element ciągu y_k . Jego kolejne wartości uzyskuje się w wyniku filtracji cyfrowej opisanej równaniem różnicowym

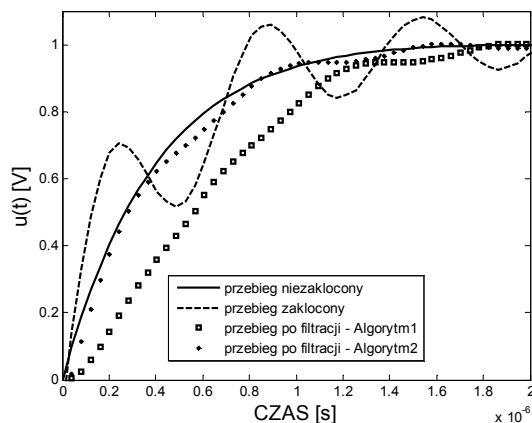
$$(14) \quad y_k(n) = x_k(n) - x_k(n-L)$$

Na rysunku 2 przedstawiono wynik działania opisanego algorytmu oraz klasycznego filtra SOI bez rozszerzania wektora (Algorytm 1). Wykorzystany do prezentacji wyniku zakres czasowy ograniczono do $2 \mu\text{s}$ kierując się chęcią pokazania fragmentów przebiegów w których obserwowany jest duży udział komponentu pasożytniczego w przebiegu danym wzorem 5. Linia ciągłą wykreślono sygnał, którego parametry zdefiniowano w drugim wierszu Tabeli 1. Linia przerywaną jego superpozycję z tłumioną eksponencjalnie sinusoidą o częstotliwości 879 kHz . Sygnały przefiltrowane zaprezentowano z wykorzystaniem zbioru kwadratów i okręgów (opis wykresów w dolnej części rysunku). W każdym z dwóch przypadków zauważalne jest zmniejszenie stromości czoła udaru wyraźniejsze w przypadku klasycznego filtra SOI. Skuteczność filtracji objawia się również stopniem, w jakim zmianom ulega wartość

średniokwadratowa pasożytniczej składowej oscylacyjnej uzyskiwanej na końcowym etapie przetwarzania sygnału. Porównanie to wypada na korzyść algorytmu stosującego filtrację SOI z rozszerzeniem wektora (3 razy mniejsza średnia moc sinusoidalnego sygnału odfiltrowanego niż w przypadku klasycznego filtra SOI).

Pogodzenie kryteriów wynikających z jak najintensywniejszego tłumienia składowej oscylacyjnej (stochastycznej) oraz zachowania stromości zboczy jest bardzo trudne. W związku z tym wykorzystanie przedstawionych dotąd algorytmów wymaga przeprowadzenia starannych analiz wstępnych pozwalających określić na przykład częstotliwość składowej sinusoidalnej i dobranie filtra cyfrowego o odpowiedniej liczbie współczynników wagowych. W każdym przypadku uzyskany wynik będzie kompromisem między wymienionymi wymaganiami.

Algorytm 3. Z uwagi na dobrze wyjaśniony mechanizm generowania udarów napięciowych i stosunkowo prostą formułę opisującą zależność jego wartości chwilowej od czasu uzasadnionym wydaje się wykorzystanie metod, w których dopasowuje się dany model matematyczny (funkcyjny) do dostępnych danych. Narzędziem prowadzącym do tego celu są metody optymalizacji np. te oparte na minimalizacji błędu średniokwadratowego w zadaniu dopasowania funkcji wielu zmiennych (np. metoda simpleksu). Zgodnie ze wzorem (1) udar napięciowy zdefiniować można za pomocą trzech parametrów, mianowicie dwóch stałych czasowych τ_1, τ_2 oraz amplitudy U_m . W sytuacji, w której nie są dostępne próbki oryginalnego sygnału $u(t)$, lecz jego zakłóconej wersji $u_r(t)$ można posłużyć się modelem sygnału referencyjnego i obliczyć estymatę w.w. parametrów. Na podstawie uzyskanego wyniku możliwa jest synteza niezakłóconego przebiegu. Wykorzystywany w tym wypadku aparat matematyczny jest dość złożony, wymaga posługiwania się pojęciami związanymi z optymalizacją gradientową, dlatego nie zostanie on tutaj przytoczony, w szczególności że istnieje bogata literatura związana z tą tematyką [4]. Przedstawione rozważania matematyczne zostaną ograniczone do minimum.



Rys. 2. Przebiegi czasowe obrazujące wynik działania filtrów o skończonej odpowiedzi impulsowej

Jeżeli poszukiwany wektor zmiennych optymalizowanych zostanie zapisany jako

$$(15) \quad p = [U'_{m,est} \quad \tau_{1,est} \quad \tau_{2,est}]$$

gdzie: $U'_{m,est}$ – estymata amplitudy przebiegu udarowego, $\tau_{1,est}$ i $\tau_{2,est}$ estymata stałych czasowych

to z jego wykorzystaniem można odtworzyć najlepsze (np.

w sensie średniokwadratowym) przybliżenie składowej użytecznej $u(t)$ stanowiącej pierwszy składnik sumy będącej lewą stroną równania (5).

$$(16) \quad u_{est}(t) = U'_{m,est} \left(\exp\left(-\frac{t}{\tau_{2,est}}\right) - \exp\left(-\frac{t}{\tau_{1,est}}\right) \right)$$

gdzie: $u_{est}(t)$ – składowa użyteczna odtworzona w oparciu o uzyskane parametry

Należy zdefiniować również kryterium błędu dopasowania, to znaczy funkcję kosztu (celu), która ma podlegać minimalizacji ze względu na parametry podane we wzorze (15). Jedną z możliwości jest minimalizacja błędu średniokwadratowego

$$(17) \quad J(t) = E[(u_r(t) - u_{est}(t))^2]$$

gdzie: $J(t)$ – funkcja kosztu, $E[.]$ – symbol wartości oczekiwanej, pozostałe oznaczenia zdefiniowane we wzorach (5) oraz (15)

W rozwiązywaniu problemów optymalizacyjnych konieczne jest określenie punktu startowego to znaczy obliczenie początkowych wartości parametrów podanych we wzorze (15). Jest to dość istotne, ponieważ w przypadku, w którym funkcja dana wzorem (17) jest funkcją wielomodalną algorytm może znaleźć rozwiązanie lokalne, a nie globalne, co przełoży się na jakość odtworzenia składowej użytecznej danej wzorem (1). Wykorzystano następujące proste formuły pozwalające uzyskać wstępną wartość estymowanych parametrów

$$(18) \quad \tau_{1,est} = \tau_{2,est} = \frac{1}{2} t_{n,max}$$

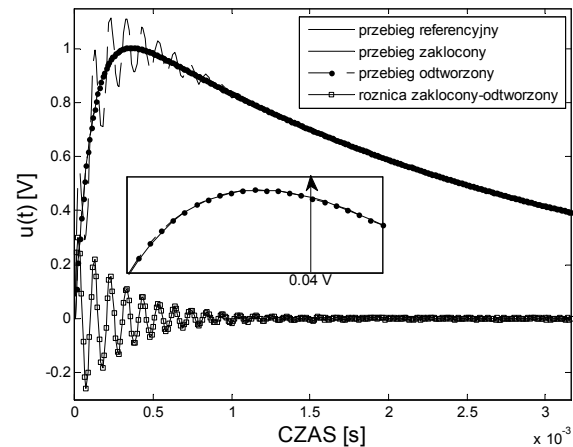
$$U'_{m,est} = u_{r,max}(t)$$

gdzie: $t_{n,max}$ – wartość ostatniego elementu wektora t_n danego wzorem (2), $u_{r,max}$ – największa wartość napięcia u_r

Tak zdefiniowaną metodę odtwarzania sygnału przetestowano pod kątem oceny zgodności wartości chwilowych napięcia przebiegu referencyjnego oraz przebiegu odtworzonego. Przetwarzaniu podlegał sygnał addytywny składający się z trzech komponentów. Pierwszym z nich był udar 250/2500 [$\mu s/\mu s$], drugim tłumiona eksponencjalnie sinusoida o częstotliwości 10.41 kHz a trzecim szum o rozkładzie normalnym, zerowej wartości średniej i wariancji 0.0027 V. Przebieg odtworzony i referencyjny ukazano w dwóch oknach ulokowanych na rysunku 3. Na pierwszym planie zobrazowano cztery sygnały opisane w prawym górnym rogu natomiast na drugim planie dwa wykresy obrazujące stopień dopasowania przebiegu referencyjnego i odtworzonego w otoczeniu wartości maksymalnej. Zakresy czasowy i amplitudowy powiązane z tym oknem są równe odpowiednio 230 μs oraz 0.04 V. Obserwacja wizualna potwierdza dużą zgodność uzyskanego wyniku z punktu widzenia wartości chwilowej przebiegów. Błąd średniokwadratowy obliczony według wzoru (17) ma wartość 0.0027 V przy wartości średniokwadratowej przebiegu referencyjnego równej 0.4967 V. Na rysunku 3 zaprezentowano również różnicę pomiędzy przebiegiem zakłóconym (przetwarzanym) oraz odtworzonym.

Algorytm 4. Przedstawione dotychczas algorytmy wykorzystywały próbki sygnału będące jego reprezentacją w dziedzinie czasu. Model opisany wzorami (5) i (6) zawiera monoharmoniczny komponent sinusoidalny. Określenie jego częstotliwości możliwe jest z wykorzystaniem

algorytmów analizy częstotliwościowej sygnałów dyskretnych. Jej znajomość umożliwia zaprojektowanie filtra cyfrowego, zastosowanego następnie do eliminacji składowej pasożytniczej. Zadanie filtracji cyfrowej zrealizować można również z wykorzystaniem prostego i odwrotnego dyskretnego przekształcenia Fouriera. Zagadnienia analizy widmowej sygnałów ciągłych i dyskretnych są treścią bardzo wielu publikacji [6],[7], dlatego nie będą omawiane w artykule.



Rys 3. Przebiegi czasowe ilustrujące efekty zastosowania procedury optymalizacyjnej

Określanie parametrów sinusoidalnej składowej pasożytniczej. W szczególnych przypadkach może zaistnieć potrzeba określenia częstotliwości oraz współczynnika tłumienia składowej opisanej wzorem (6). Jej parametry mogą być uzyskane z wykorzystaniem algorytmu optymalizacyjnego. Wynika to bezpośrednio z modyfikacji wzoru (5), w którym następuje zamiana pozycji członów stojących po prawej i lewej stronie równania oraz zastąpienia składnika $u(t)$ jego przybliżeniem $u_{est}(t)$.

$$(19) \quad u_{sin}(t) = u_r(t) - u_{est}(t) - \varepsilon(t)$$

Na koniec należy zastosować wzór (17) z tym, że człon $u_{est}(t)$ nie jest w tym wypadku funkcją daną wzorem (16) lecz (6). Dodatkowo należy obliczyć początkowe wartości parametrów U_{msin} , ω , ϕ , τ_{sin} . Jeżeli celem jest jedynie określenie częstotliwości i współczynnika tłumienia komponentu pasożytniczego wykorzystać można algorytmy analizy częstotliwościowej sygnałów, takie jak metody modelowania parametrycznego, podprzestrzeni czy demodulację sygnału filtrem Hilberta [8,9,10].

Wnioski

W artykule omówiono problematykę przetwarzania sygnałów, których źródłem są generatory przebiegów udarowych piorunowych pełnych. Mniejszy akcent położono na opisanie algorytmów przeznaczonych do identyfikacji parametrów czasowych i amplitudowych tych przebiegów w większym stopniu akcentując algorytmy, których zadaniem jest eliminacja składowych pasożytniczych mających negatywny wpływ na określenie wartości wspomnianych parametrów. Prezentacja algorytmów nie ograniczała się do przedstawienia formuł matematycznych niezbędnych do ich implementacji programowej, ale w szczególności koncentrowała się na specyfice przebiegu udarowego. Jest on sygnałem charakteryzującym się dużą stromością zbocza definiowanego jako czoło udaru. Stromość ta przenosi się bezpośrednio na wartość czasu T_1 co sprawia, że odtwarzanie tego fragmentu przebiegu powinno być

realizowane z dużą dokładnością i przy zachowaniu jak najmniejszych zniekształceń amplitudowych i fazowych. Jest to istotny problem wtedy, kiedy istnieje konieczność eliminacji pasożytniczego komponentu sinusoidalnego (stochastycznego) w stopniu na tyle dużym, by nie wpływał on na wynik określenia zarówno wspomnianego czasu T_1 jak i pozostałych parametrów zdefiniowanych w normie. Wykorzystanie jednego lub kilku narzędzi będących modyfikacją tego samego algorytmu nie jest rozwiązaniem efektywnym. Konieczne jest korzystanie z różnego rodzaju metod zarówno z tych będących klasycznymi narzędziami cyfrowego przetwarzania sygnałów jak i z innych bazujących na modelu sygnału i optymalizacji gradientowej.

Narzędziem umożliwiającym realizację tych zadań jest zestaw kilkudziesięciu programów komputerowych zintegrowanych w aplikacji napisanej w środowisku Matlab [11].

LITERATURA

- [1]Polska Norma PN-92/E-04060, Wysokonapięciowa technika probiercza, Ogólne określenia i wymagania probiercze.
[2] Flisowski Z.:Technika Wysokich Napięć, PWN 2010

- [3] Zieliński T., Korohoda P., Rumian R.: Cyfrowe przetwarzanie sygnałów w telekomunikacji, PWN 2014
[4] Vapnik V.: Statistical learning theory, Wiley, 1998
[5] Jacobsen E.: Lyons R., The sliding DFT, *IEEE Signal Processing Mag*,20,no.2 (2004),74-80
[6] Karrenberg U.: An Interactive Multimedia Introduction to Signal Processing, Springer, 2002
[7] Szabatin J.:Podstawy teorii sygnałów. WKŁ, Warszawa 2007
[8] Aboutanios E.: Estimating the Parameters of Sinusoids and Decaying Sinusoids in Noise, *IEEE Instrumentation and Measurement Magazine*, 4 (2010),pp. 501-509
[9] Zieliński T.P.,Duda K.: Frequency and damping estimation methods-an overview. *Metrology and Measurements Systems*, vol. 18 (2011), no. 4, pp.505-528
[10] Kamrul Hasan M.: Anwarul Fattah S., Rezwan Khan M.: Identification of Noisy AR Systems Using Damped Sinusoidal Model of Autocorrelation Function, *IEEE Signal Processing Letters*, 10 (2003), pp.157-160
[11] Osowski S., Cichocki A., Siwek K.: MATLAB w zastosowaniu do obliczeń obwodowych i przetwarzania sygnałów, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, 2006

Autor: mgr inż. Piotr Figoń, Wojskowa Akademia Techniczna, Wydział Elektroniki, ul. Generała Sylwestra Kaliskiego 2, 01-476 Warszawa, E-mail: pfigon@wat.edu.pl