

**Grzegorz WICZYŃSKI**

POLITECHNIKA POZNAŃSKA, INSTYTUT ELEKTROTECHNIKI I ELEKTRONIKI PRZEMYSŁOWEJ

**Model flickermetru dla modulacji częstotliwości napięcia wejściowego**

dr inż. Grzegorz WICZYŃSKI

Pracownik Zakładu Metrologii i Optoelektroniki Instytutu Elektrotechniki i Elektroniki Przemysłowej Politechniki Poznańskiej. Zainteresowania naukowe: metrologia ukierunkowana na pomiary przemysłowe i biomedyczne, badania w zakresie oceny jakości energii elektrycznej oraz zastosowania systemów sensorycznych w układach sterowania.



e-mail: gwicz@et.put.poznan.pl

**Streszczenie**

Flickermetr jest potoczną nazwą układu do pomiaru uciążliwości odczuwania migotania światła wywołanego wahaniami napięcia. Przetwarzanie toru sygnałowego tego układu jest na tyle złożone, że analityczne wyznaczenie wartości wyjściowych nie jest proste. Założonym celem prac opisanych w artykule jest budowa prostego modelu dla modulacji częstotliwości FM sygnału wejściowego. Obecnie brak specyfikacji normatywnej flickermetru do modulacji FM.

W artykule zaproponowano model flickermetru dla modulacji FM sygnałami wolnozmiennymi i w zakresie od 1 Hz do 100 Hz. Dokonano ocenę prawidłowości aproksymacji charakterystyk dla modulacji FM przebiegami harmonicznym i prostokątnym, bazując na wynikach symulacji numerycznych. Prezentowany model ułatwia zrozumienie działania badanego toru sygnałowego flickermetru i weryfikację prawidłowości działania rzeczywistych układów pomiarowych w rozpatrywanym zakresie częstotliwości sygnału modulującego FM.

**Słowa kluczowe:** flickermetr, model, wskaźnik  $P_{st}$ , modulacja FM

**A model of the flicker meter for frequency modulation of input voltage****Abstract**

The aim of studies presented in the paper is a structure of the simple model for FM frequency modulation of the input signal. There is a lack of the flicker meter standard specification in this subject. Based on results of numerical simulations, evaluation of approximation correctness of characteristics for FM modulation with harmonic as well as rectangular waveforms has been made. The equations for FM modulation using slowly varying signals and signals in the frequency range from 1 Hz to 100 Hz are proposed. The presented model facilitates understanding the operation of the tested flicker meter signal chain and verification of the operation correctness of real measuring systems in the considered frequency range.

**Keywords:** flicker meter, model,  $P_{st}$ , indicator, frequency modulation

**1. Wstęp**

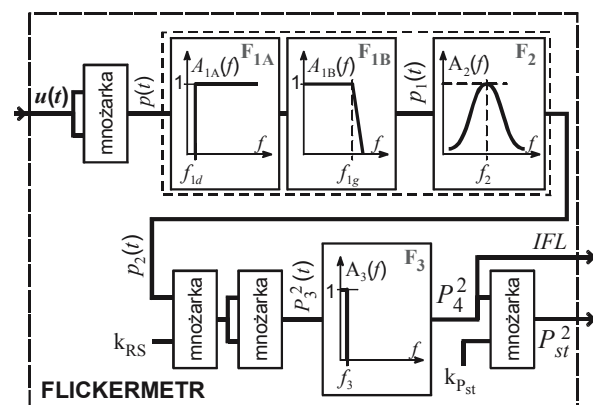
Jednym z elementów opisu jakości napięcia w sieci elektroenergetycznej jest miara zmienności napięcia. W praktyce pomiarowej spotyka się dwie miary zmienności: wskaźniki migotania światła [1, 2] oraz wskaźniki wahań napięcia [3]. Normatywne wskaźniki krótkookresowego  $P_{st}$  i długookresowego  $P_{lt}$  migotania światła ukierunkowane są na ocenę odczuwania uciążliwości migotania światła spowodowanego zmiennością napięcia w sieci elektroenergetycznej. Wartości wskaźników wyznaczane są za pomocą układu pomiarowego normatywnie zwanego miernikiem migotania światła a potocznie flickermetrem. Odczuwanie migotania światła jest złożonym procesem. Poszczególne bloki układu flickermetru emulują

procesy zachodzące w torze: źródło światła – oko – mózg. Przetwarzanie toru sygnałowego flickermetru jest na tyle złożone, że analityczne wyznaczenie wartości wyjściowych nie jest proste. Flickermetr podlega specyfikacji normatywnej dla dwóch częstotliwości znamionowych: 50 Hz i 60 Hz. Do badań wybrano częstotliwość znamionową 50 Hz. Normatywna charakterystyka przetwarzania flickermetru [2] jest tworzona za pomocą zestawu punktów normatywnych o współrzędnych określonych głębokością modulacji i częstotliwością sygnału modulującego dla określonych przebiegów sygnału modulującego. Specyfikacja normatywna dotyczy wyłącznie modulacji amplitudy AM. W literaturze analizowany i opisywany jest wpływ zmian fazy napięcia [4, 5].

W referacie zamieszczono wyniki badań analitycznych dla modulacji częstotliwości FM napięcia wejściowego przebiegiem harmonicznym i prostokątnym. Określono wpływ wartości częstotliwości napięcia w sieci elektroenergetycznej na wynik pomiaru flickermetrem (przy założonej głębokości modulacji AM). Wyznaczono zależność wskazań dla stałego odchylenia częstotliwości od wartości znamionowej (z wykorzystaniem modelu toru sygnałowego flickermetru dla modulacji AM) oraz dla harmonicznej i prostokątnej zmienności częstotliwości napięcia w zakresie częstotliwości sygnału modulującego od 1 Hz do 100 Hz. W celu weryfikacji uzyskanych zależności analitycznych dołączono wyniki symulacji numerycznych.

**2. Tor sygnałowy flickermetru dla modulacji FM sygnału  $u(t)$** 

Wpływ modulacji częstotliwości FM sygnału wejściowego  $u(t)$  na wynik pomiaru flickermetrem opisano na podstawie uproszczonego schematu blokowego przedstawionego na rysunku 1. Uproszczenie schematu blokowego polega na idealizacji filtrów  $F_{1A}$ ,  $F_{1B}$  i  $F_3$  oraz na pominięciu układu ARW.



Rys. 1. Uproszczony schemat blokowy toru sygnałowego flickermetru  
Fig. 1. Simplified diagram scheme of the flicker meter signal chain

Dla częstotliwości napięcia w sieci elektroenergetycznej  $f_c = 50\text{Hz}$  filtry występujące na schemacie z rysunku 1 podlegają następującej specyfikacji:

- idealny filtr górnoprzepustowy  $F_{1A}$  o częstotliwości granicznej  $f_{1d} = f_{1d-3dB} = 0,05\text{ Hz}$ ,
- idealny filtr dolnoprzepustowy  $F_{1B}$  o częstotliwości granicznej  $f_{1g} = f_{1g-3dB} = 35\text{ Hz}$  i charakterystyce amplitudowej  $A_{1B}(f)$  aproksymowanej krzywą łamaną:

$$A_{1B}(f) = \begin{cases} 1 & \text{dla } f \leq f'_{1g} \\ \alpha \cdot f + \beta & f_{1g} \leq f < f'_{1g} \\ 0 & f > f'_{1g} \end{cases} \quad (1)$$

gdzie  $\alpha$  i  $\beta$  dobierane tak, aby uzyskać  $\alpha \cdot f_{1g} + \beta = 1$  oraz  $\alpha \cdot f'_{1g} + \beta = 0$ ,  
 - filtr pasmowoprzepustowy F2 o częstotliwości środkowej  $f_2 = 8,8$  Hz i normatywnej transmitancji  $A_2(f)$  [2],  
 - idealny filtr dolnoprzepustowy F3 o częstotliwości granicznej  $f_3 = f_{3-3dB} \approx 0,53$  Hz.

Sygnal wejściowy flickermetru będący wynikiem modulacji FM można zapisać w postaci [6]:

$$u(t) = \sqrt{2} \cos \left[ 2\pi f_c t + k_{FM} \int x_{FM}(t) dt \right] \quad (2)$$

gdzie:

$f_c$  – pulsacja napięcia w sieci elektroenergetycznej (nośnej),  
 $x_{FM}(t)$  – sygnał modulujący częstotliwość nośnej,  
 $k_{FM}$  – współczynnik skalujący głębokość modulacji częstotliwości nośnej.

Sygnal  $u(t)$  określony równaniem (2) można opisać następującymi wielkościami [6]:

- faza chwilowa  $\theta_{FM}(t)$

$$\theta_{FM}(t) = 2\pi f_c t + k_{FM} \int x_{FM}(t) dt, \quad (3)$$

- pulsacja chwilowa  $\Omega_{FM}(t)$

$$\Omega_{FM}(t) = 2\pi f_c + k_{FM} \cdot x_{FM}(t), \quad (4)$$

- dewiacja fazy  $\Delta\theta_{FM}$

$$\Delta\theta_{FM} = k_{FM} \left| \int x_{FM}(t) dt \right|_{\max}, \quad (5)$$

- dewiacja pulsacji  $\Delta\Omega_{FM}$

$$\Delta\Omega_{FM} = k_{FM} |x_{FM}(t)|_{\max}, \quad (6)$$

- dewiacja częstotliwości  $\Delta f_{FM}$

$$\Delta f_{FM} = \frac{k_{FM} |x_{FM}(t)|_{\max}}{2\pi}. \quad (7)$$

Operacja modulacji FM jest w ogólności nieliniowa i szerokopasmowa. Przy spełnieniu warunku na ograniczenie pasma produktów modulacji możliwe jest uproszczenie analizy. Modulację FM można traktować jako wąskopasmową, jeżeli spełniony jest warunek

$$\Delta\theta_{FM} \ll 1 \rightarrow \Delta f_{FM} \ll 1 \quad (8)$$

i wypadkowy sygnał analityczny  $z_{FM}(t)$  można zapisać w postaci:

$$z_{FM}(t) = \sqrt{2} e^{jk_{FM} \int x_{FM}(t) dt} e^{j\omega_c t} \cong \sqrt{2} \left[ 1 + jk_{FM} \int x_{FM}(t) dt \right] \cdot e^{j\omega_c t} \quad (9)$$

Przechodząc do zapisu rzeczywistego wyrażenie na sygnał  $u(t) = \text{Re } z_{FM}(t)$  przyjmuje postać:

$$u(t) = \sqrt{2} \cos \omega_c t - \sqrt{2} k_{FM} \cdot \int x_{FM}(t) dt \cdot \sin \omega_c t \quad (10)$$

Zależność (10) opisuje sygnał  $u(t)$  dla dowolnego przebiegu  $x_{FM}(t)$  (oczywiście przy spełnieniu warunku (8)). Jeżeli przyjąć,

że sygnał modulujący jest harmoniczny, czyli  $x_{FM}(t) = \cos \omega t$ , gdzie  $\omega = 2\pi f$ , to sygnał  $u(t)$  można wyrazić zależnością:

$$u(t) = \sqrt{2} \cos \omega_c t - \sqrt{2} k_{FM} \cdot \int \cos \omega t dt \cdot \sin \omega_c t = \\ = \sqrt{2} \cos \omega_c t - \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{k_{FM}}{\omega} \cdot [\cos(\omega_c - \omega)t - \cos(\omega_c + \omega)t]. \quad (11)$$

### 3. Wynik pomiaru flickermetrem dla modulacji FM sygnałem wolnozmiennym

Wpływ modulacji częstotliwości FM sygnałem wolnozmiennym można oszacować na podstawie zależności (11). Jeżeli spełniony jest warunek

$$\omega \cong 0 \quad (12)$$

to można przyjąć, że

$$\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{k_{FM}}{\omega} \cdot [\cos(\omega_c - \omega)t - \cos(\omega_c + \omega)t] \cong 0. \quad (13)$$

Wówczas sygnał wejściowy  $u(t)$  (11) można przybliżyć uproszczoną zależnością:

$$u(t) \cong \sqrt{2} \cos \omega_c t. \quad (14)$$

Wartość wskaźnika  $P_{st}$  dla sygnału wejściowego (14) można wyznaczyć na podstawie modelu flickermetru dla modulacji AM [7]. Przedstawiony w tabeli 1 model dla modulacji AM przebiegiem harmonicznym składa się z pięciu równań o określonych zakresach częstotliwości sygnału modulującego  $f_m$ .

Tab. 1. Model flickermetru dla modulacji AM przebiegiem harmonicznym  
 Tab. 1. A model of the flickermeter for AM modulation with the harmonic waveform

Zakres H1: $0,05 \text{ Hz} < f_m < 17,5 \text{ Hz}$	(15a)
$P_{st} = \left( \frac{\Delta U}{U} \right) k_{RS} \sqrt{k_{Pst}} \sqrt{\frac{A_2^2(f_m)}{2} + \frac{\left( \frac{\Delta U}{U} \right)^2 A_2^2(2f_m)}{128}}$	
Zakres H2: $17,5 \text{ Hz} < f_m < 35 \text{ Hz}$	(15b)
$P_{st} = \left( \frac{\Delta U}{U} \right) \cdot \frac{k_{RS} \cdot \sqrt{k_{Pst}}}{\sqrt{2}} \cdot A_2(f_m)$	
Zakres H3: $35 \text{ Hz} < f_m < 50 \text{ Hz}$	(15c)
$P_{st} = \left( \frac{\Delta U}{U} \right) \cdot \frac{k_{RS} \cdot \sqrt{k_{Pst}}}{\sqrt{2}} \cdot A_2(f_m) \cdot A_{1B}(f_m)$	
Zakres HE: $50 \text{ Hz} < f_m < 65 \text{ Hz}$	(15d)
$P_{st} = \left( \frac{\Delta U}{U} \right) \frac{k_{RS} \sqrt{k_{Pst}}}{2\sqrt{2}} A_2(2f_c - f_m) \cdot A_{1B}(2f_c - f_m)$	
Zakres H4: $65 \text{ Hz} < f_m < 100 \text{ Hz}$	(15e)
$P_{st} = \left( \frac{\Delta U}{U} \right) \cdot \frac{k_{RS} \cdot \sqrt{k_{Pst}}}{2\sqrt{2}} \cdot A_2(2f_c - f_m)$	

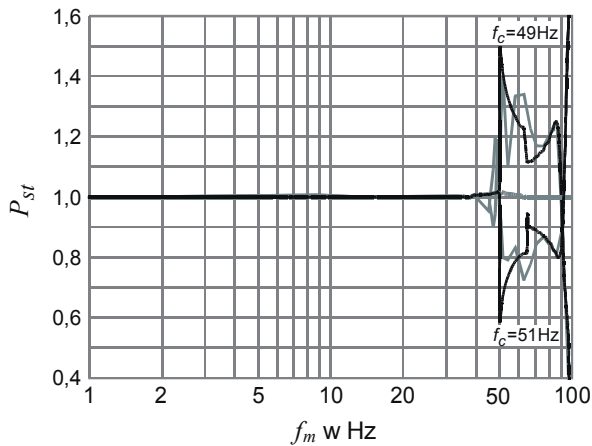
gdzie:

$f_m$  – częstotliwość sygnału modulującego amplitudę,  
 $(\Delta U/U)$  – głębokość modulacji AM,  
 $k_{RS}, k_{Pst}$  – współczynniki skalujące [7].

Wpływ wartości częstotliwości  $f_c$  na wartość wskaźnika  $P_{st}$  występuje tylko w dwóch zakresach: HE i H4. W pozostałych zakresach wynik pomiaru nie zależy od częstotliwości  $f_c$ . Wynikają z tego dwa wnioski:

- w przypadku braku modulacji AM napięcia, tzn.  $(\Delta U/U) = 0$ , sygnał wyjściowy jest stały i wynosi  $P_{st} = 0$ ,
- jeżeli występuje modulacja AM napięcia, czyli  $(\Delta U/U) > 0$ , wartość sygnału  $P_{st}$  zależy od częstotliwości  $f_c$  dla częstotliwości sygnału modulującego  $f_m > 50$  Hz.

Na rysunku 2 przedstawiono zależność  $P_{st} = f(f_m, f_c)$  dla modulacji AM przebiegiem harmonicznym, zgodnie z równaniami (15d) i (15e), o takiej głębokości modulacji  $(\Delta U/U)$  żeby była spełniona relacja  $P_{st} = f(f_m, f_c = 50 \text{ Hz}) = 1$ .



Rys. 2. Charakterystyka  $P_{st} = f(f_m, f_c)$  dla  $f_c = 49$  Hz, 50 Hz i 51 Hz; czarne linie dotyczą modelu z tabeli 1, szare linie - wyników symulacji numerycznych  
Fig. 2. Characteristics  $P_{st} = f(f_m, f_c)$  at frequency  $f_c$  equal to: 49 Hz, 50 Hz, 51 Hz, respectively; black lines correspond to model to data given in Tab. 1, grey lines represent results of numerical simulations

#### 4. Wynik pomiaru flickermetrem dla modulacji FM

W poprzednim rozdziale omówiono przypadek modulacji FM sygnałami wolnozmiennymi. W bieżącym rozdziale zostanie omówiony przypadek modulacji sygnałem  $x_{FM}(t)$  opisanym równaniem:

$$x_{FM}(t) = k'_1 \cos \omega t + k'_3 \cos 3\omega t + k'_5 \cos 5\omega t \quad (16)$$

gdzie:  $\omega = 2\pi f$ .

Zakładając, że

$$k_1 = \sqrt{2} k_{FM} \frac{k'_1}{2\omega}, \quad (17a)$$

$$k_3 = \sqrt{2} k_{FM} \frac{k'_3}{6\omega}, \quad (17b)$$

$$k_5 = \sqrt{2} k_{FM} \frac{k'_5}{10\omega} \quad (17c)$$

równanie (10) można przekształcić do następującej postaci

$$\begin{aligned} u(t) = & \sqrt{2} \cos \omega_c t - \\ & - k_1 [\sin(\omega_c - \omega)t + \sin(\omega_c + \omega)t] - \\ & - k_3 [\sin(\omega_c - 3\omega)t + \sin(\omega_c + 3\omega)t] - \\ & - k_5 [\sin(\omega_c - 5\omega)t + \sin(\omega_c + 5\omega)t] \end{aligned} \quad (18)$$

Sygnał  $p(t) = u^2(t)$ , uwzględniając tylko składniki zawierające się w oknie przepustowym kaskady filtrów F1A, F1B i F2, opisuje równanie:

$$\begin{aligned} p(t) = & (k_1^2 + 2k_1k_3 + 2k_3k_5) \cos 2\omega t + \\ & + (2k_1k_3 + 2k_3k_5) \cos 4\omega t + \\ & + (2k_1k_3 + k_3^2) \cos 6\omega t + k_5^2 \cos 10\omega t - \\ & - \left( k_1k_3 + k_3k_5 + \frac{k_1^2}{2} \right) \cos(2\omega_c - 2\omega)t - \\ & - \left( 2k_1k_5 + \frac{k_3^2}{2} \right) \cos(2\omega_c - 6\omega)t - \\ & - k_3k_5 \cos(2\omega_c - 6\omega)t - \frac{k_5^2}{2} \cos(2\omega_c - 10\omega)t - \\ & - \sqrt{2}k_1 \cos(2\omega_c - \omega)t - \sqrt{2}k_3 \cos(2\omega_c - 3\omega)t - \\ & - \sqrt{2}k_5 \cos(2\omega_c - 5\omega)t \end{aligned} \quad (19)$$

Jeżeli spełniony będzie warunek

$$k_1 \ll 1 \quad (20)$$

to sygnał  $p(t)$  można przybliżyć równaniem

$$\begin{aligned} p(t) = & -\sqrt{2}k_1 \cos(2\omega_c - \omega)t - \\ & - \sqrt{2}k_3 \cos(2\omega_c - 3\omega)t - \\ & - \sqrt{2}k_5 \cos(2\omega_c - 5\omega)t \end{aligned} \quad (21)$$

Uwzględniając wpływ filtrów F1B i F2 sygnał  $p_2(t)$  wynosi:

$$\begin{aligned} p_2(t) = & -\sqrt{2} \sum_{h=1,3,5} k_h A_{1B} (2f_c - hf) A_2 (2f_c - hf) \cdot \\ & \cdot \cos(2\omega_c - h\omega)t \end{aligned} \quad (22)$$

W wyniku skalowania współczynnikiem  $k_{RS}$ , kwadratowania i filtracji dolnoprzepustowej F3 powstaje sygnał  $P_4^2$  opisany równaniem:

$$P_4^2 = k_{RS}^2 \sum_{h=1,3,5} k_h^2 A_{1B}^2 (2f_c - hf) A_2^2 (2f_c - hf) \quad (23)$$

Dla uprzednio przyjętych uproszczeń sygnał  $P_4^2$  składa się wyłącznie ze składowej stałej. Dlatego wartość sygnału wyjściowego  $P_{st}$  można wyznaczyć na podstawie zależności [2,7]:

$$P_{st} = \sqrt{k_{Pst} \cdot P_4^2} \quad (24)$$

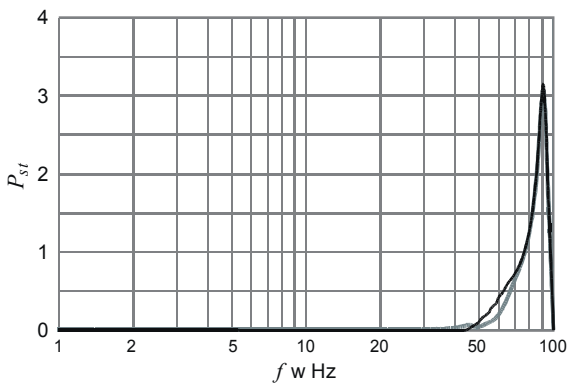
Zatem sygnał  $P_{st}$  opisuje zależność

$$P_{st} = \sqrt{k_{Pst} \cdot k_{RS}^2 \cdot \sum_{h=1,3,5} k_h^2 A_{1B}^2 (2f_c - hf) A_2^2 (2f_c - hf)} \quad (25)$$

Zależność (25) wykorzystuje trzy początkowe składniki rozwinięcia w szereg Fouriera sygnału modulującego  $x_{FM}(t)$ . Wynikające z tego ograniczenie pasma sygnału  $x_{FM}(t)$  może skutkować niezgodnością modelu dla przebiegów odpowiednio szerokopasmowych takich jak prostokąt. W przypadku modulacji przebiegiem harmonicznym zależność (25) redukuje się do składników z indeksem  $h = 1$ . Na rysunkach 3 i 4 przedstawiono zależności  $P_{st} = f(f_m, \Delta f_{FM} = 1 \text{ Hz})$  dla modulacji FM, odpowiednio przebiegiem harmonicznym i prostokątnym, zgodnie z równaniem (25). Współczynniki tego równania określono w tabeli 2. Współczynniki  $k_1$ ,  $k_3$  i  $k_5$  są współczynnikami rozwinięcia w szereg Fouriera wyznaczonymi w ten sposób, aby uzyskać wartość maksymalną sygnału  $|x_{FM}(t)|$  równą 1. Współczynniki  $k_1$ ,  $k_3$  i  $k_5$  są przeskalowanymi współczynnikami  $k'_1$ ,  $k'_3$  i  $k'_5$  o czynnik wynikający z procesu przetwarzania w torze sygnałowym flickermetru.

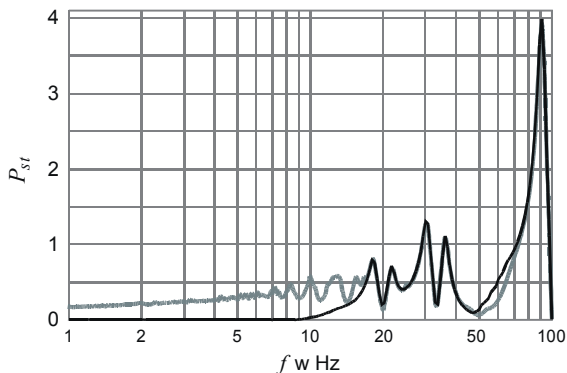
Tab. 2. Charakterystyczne współczynniki równań (16) – (26)  
 Tab. 2. Specific coefficients of equations (16) – (26)

Współczynnik	Sygnał modulujący $x_{FM}(t)$	
	harmoniczny	prostokątny
$k_1'$	1	$4/\pi$
$k_3'$	0	$k_1'/3$
$k_5'$	0	$k_1'/5$
$k_h'$	0	$k_1'/h$
$ x_{FM}(t) _{\max}$	1	
$\Delta f_{FM}$	$\frac{k_{FM}}{2\pi}$	
$k_1$	$\frac{\sqrt{2} \Delta f_{FM}}{2 f}$	$\frac{\sqrt{2} \Delta f_{FM}}{2 f} \frac{4}{\pi}$
$k_3$	0	$k_1/9$
$k_5$	0	$k_1/25$
$k_h$	0	$\frac{k_1}{h^2}$



Rys. 3. Charakterystyka  $P_{st} = f(f, \Delta f_{FM} = 1 \text{ Hz})$  dla modulacji FM przebiegiem harmonicznym zgodnie z równaniem (25)

Fig. 3. Characteristics  $P_{st} = f(f, \Delta f_{FM} = 1 \text{ Hz})$  for FM modulation with the harmonic waveform according to Eq. 25



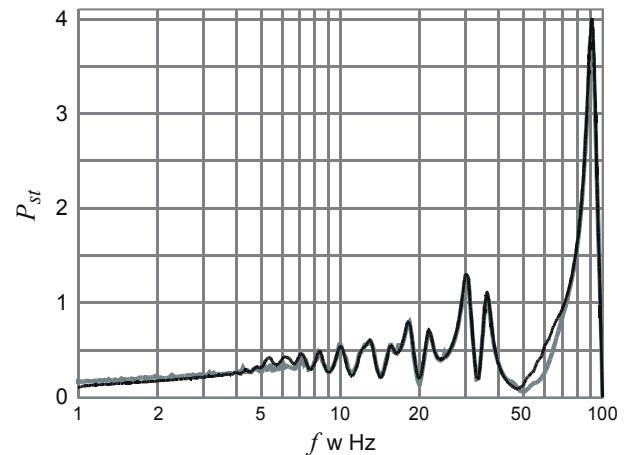
Rys. 4. Charakterystyka  $P_{st} = f(f, \Delta f_{FM} = 1 \text{ Hz})$  dla modulacji FM przebiegiem prostokątnym zgodnie z równaniem (25) dla współczynników podanych w tabeli 2

Fig. 4. Characteristics  $P_{st} = f(f, \Delta f_{FM} = 1 \text{ Hz})$  for FM modulation with the rectangular waveform according to Eq. 25 and coefficients included in Tab. 2

Dla modulacji przebiegiem harmonicznym (rys. 3) występuje zbieżność z wynikami symulacji numerycznych. Przypadek modulacji przebiegiem prostokątnym (rys. 4) wykazuje niezgodność z wynikami symulacji numerycznych dla częstotliwości  $f < 17,3 \text{ Hz}$ . W celu usunięcia niezgodności zaproponowano modyfikację równania (25) do postaci:

$$P_{st} = \sqrt{k_{Pst} k_{RS}^2 \sum_{h=2n+1} k_h^2 A_{1B}^2 (2f_c - hf) A_2^2 (2f_c - hf)} \quad (26)$$

Na rysunku 5 przedstawiono zależność  $P_{st} = f(f, \Delta f_{FM} = 1 \text{ Hz})$  dla modulacji FM przebiegiem prostokątnym zgodnie ze zmodyfikowanym równaniem (26) dla współczynników z tabeli 2 oraz  $1 \leq n \leq 52$ .



Rys. 5. Charakterystyka  $P_{st} = f(f, \Delta f_{FM} = 1 \text{ Hz})$  dla modulacji FM przebiegiem prostokątnym: czarna linia - zgodnie ze zmodyfikowanym równaniem (26) dla współczynników z tabeli 1, szara linia - wyniki symulacji numerycznych

Fig. 5. Characteristics  $P_{st} = f(f, \Delta f_{FM} = 1 \text{ Hz})$  for FM modulation with the rectangular; black line corresponds to the modified Eq. 26, grey line represents results of numerical simulations

## 5. Podsumowanie

W artykule opisano wpływ modulacji FM napięcia wejściowego  $u(t)$  na wynik pomiaru flickermetrem. Przedstawiono wyniki analizy dla odchylenia częstotliwości  $f_c$  napięcia w sieci elektroenergetycznej od wartości znamionowej odpowiadającego modulacji sygnałem wolnozmiennym. Wykazano, że odchylenie częstotliwości  $f_c$  przy występowaniu modulacji AM, skutkuje zmianą wartości sygnału  $P_{st}$  dla zmienności o częstotliwościach  $f_m$  większych od 50 Hz. Opisano wpływ modulacji FM sygnałami harmonicznym i prostokątnym o częstotliwości  $f$  od 1 Hz do 100 Hz. Stwierdzono zależność wartości  $P_{st}$  od częstotliwości  $f$  i kształtu przebiegu modulującego w analizowanym przedziale wartości  $f$ .

Ze względu na brak specyfikacji normatywnej modulacji FM zamieszczono wyniki symulacji numerycznych. Porównanie przebiegów  $P_{st} = f(f_m, \Delta f_{FM} = 1 \text{ Hz})$  wyznaczonych analitycznie i na podstawie wyników symulacji numerycznych pozwala na stwierdzenie, że zaproponowany równaniem (26) prosty model flickermetru dla modulacji FM jest zgodny z normatywnym torem sygnałowym.

## 6. Literatura

- [1] PN-EN 50160, Parametry napięcia zasilającego w publicznych sieciach rozdzielczych.
- [2] PN-EN 61000-4-15, Miernik migotania światła, Specyfikacja funkcjonalna i projektowa.
- [3] Wiczyński G.: Charakterystyka porównawcza wybranych miar zmienności napięcia w sieci elektroenergetycznej. Automatyka Elektroenergetyczna, nr 3, 2006 s. 28-34.
- [4] Mombauer W.: Flicker caused by phase jumps. European Transactions on Electrical Power, t. 16, 2006, pp. 545-567.
- [5] Duda K., Bień A., Szyper M., Zieliński T.: Analysis Of Voltage Disturbances Caused By Simultaneous Amplitude And Phase Modulation In Electric Power Network. In Proc. XI Internat. Conf. on Harmonics and Quality of Power ICHQP'2004, September 2004, pp. 199-204.
- [6] Szabat J.: Podstawy teorii sygnałów. WKiŁ, 1990, Warszawa.
- [7] Wiczyński G.: Odcinkowa aproksymacja charakterystyki przetwarzania flickermetru. PAK, nr 10 bis, 2006, s. 147-152.