

Grzegorz WICZYŃSKI

POLITECHNIKA POZNAŃSKA, INSTYTUT ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI, ZAKŁAD METROLOGII

Analiza toru sygnałowego flickermetru dla napięcia sieciowego zmodulowanego przebiegiem harmonicznym

Dr inż. Grzegorz WICZYŃSKI



Studia na Wydziale Elektrycznym Politechniki Poznańskiej ukończył w roku 1990. Stopień doktora nauk technicznych uzyskał na tym samym wydziale w roku 1998. Obecnie pracuje jako adiunkt w Zakładzie Metrologii Instytutu Elektroniki i Telekomunikacji Politechniki Poznańskiej. Jego zainteresowania naukowe dotyczą metrologii optoelektronicznej z ukierunkowaniem na zastosowania biomedyczne, a także badań w zakresie oceny jakości energii elektrycznej i zastosowania systemów sensorycznych w układach sterowania. Jest autorem lub współautorem ponad 70 publikacji, w tym artykułów w czasopiśmie, referatów prezentowanych na konferencjach międzynarodowych i krajowych oraz 3 patentów.

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

Streszczenie

Normatywną miarą uciążliwości wahań napięcia są wskaźniki długookresowego P_{lt} i krótkookresowego P_{st} migotania światła. Wartości wskaźników określone są na podstawie sygnału wyjściowego otrzymywanego z układu „flickermetru”. Tor sygnałowy tego układu jest na tyle złożony, że wyznaczenie wartości wyjściowych nie jest proste. Uznano więc za celowe przeanalizowanie kolejnych etapów przetwarzania dla harmonicznej zmienności wartości skutecznej napięcia. W wyniku uzyskano pełną charakterystykę amplitudowo-częstotliwościową zawierającą fragmenty nie objęte normalizacją normatywną.

Abstract

Normalized measures of disturbances caused by light flickers resulting from voltage fluctuations are factors of the long-term and short-term light flickers, respectively, determined by the flicker meter output signal. Because the signal circuit of this device is very complex, the following steps of processing were analyzed. For this purpose, the simplest case of the supply voltage modulation with a harmonic signal has been selected. A segment function is used in processing realized with a simplified flicker meter circuit. The following effects of performed processing are described. A full amplitude-frequency characteristic for a range over 50 Hz, which is often omitted in the literature, has been obtained.

Słowa kluczowe: jakość napięcia, flicker meter, charakterystyka amplitudowo-częstotliwościowa, wskaźnik P_{st}

Keywords: power quality, flicker meter, amplitude-frequency characteristics, P_{st} parameter

1. Wstęp

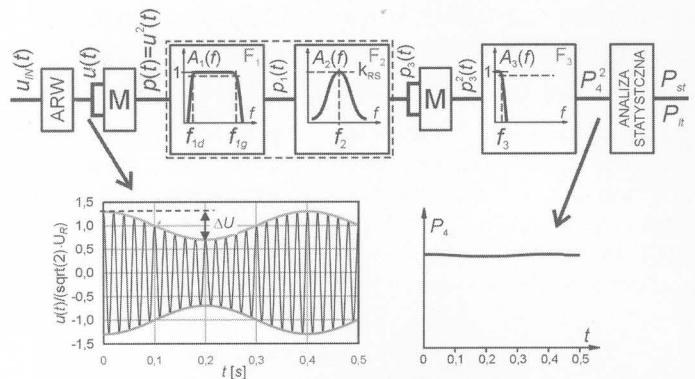
„Flicker meter” jest układem pomiarowym przeznaczonym do oceny uciążliwości odczuwania migotania światła wywołanego zmianami napięcia. Odczuwanie migotania światła jest złożonym procesem. Poszczególne bloki układu „flickermetru” emulują procesy zachodzące w torze: źródło światła – oko – mózg. Odczuwanie migotania jest na tyle subiektywne, że trudno je jednoznacznie opisać analitycznie. Obiektywizacja opisu polega na uśrednieniu odczuwania przez grupę osób badanych w określonych warunkach odniesienia. Odczuwanie migotania zależy m.in. od amplitudy i częstości zmian napięcia, charakterystyki źródła światła emitującego promieniowanie o zmiennej wartości strumienia świetlnego, warunków otoczenia (kolor ścian, oświetlenie naturalne i zewnętrzne), wrażliwości osobniczej. Z powodu złożoności zjawiska brak uniwersalnej miary opisującej jego uciążliwość. W praktyce pomiarowej stosuje się obecnie dwie miary: wskaźniki, odpowiednio, krótkookresowego P_{st} i długookresowego P_{lt} migotania światła oraz wahań napięcia. Wskaźniki P_{st} i P_{lt} tworzą normatywną miarę [1 - 3] mającą na celu liczbowy opis odczuwania migotania światła. Niezależnie od istniejących warunków otoczenia, wartości wskaźników określone są w torze sygnałowym układu „flickermetru” przy założeniu, że źródłem światła jest żarówka inkadescencyjna o mocy 60 W. Na podstawie tak wyznaczonych wskaźników niemożliwe jest jednoznaczne określenie amplitudy i częstości zmian napięcia wywołującego migotanie. Miara nazywana „wahaniem na-

pięcia” opisuje zmienność wartości skutecznej napięcia, wykorzystując dwa parametry: amplitudę i częstość obwiedni napięcia [4]. Odczuwanie migotania światła oceniane jest na podstawie położenia punktów pomiarowych na charakterystyce amplitudowo-częstotliwościowej.

Tor sygnałowy „flickermetru” składa się z bloku normalizacji sygnału wejściowego, układów mnożących oraz trzech filtrów. Dwa układy mnożące, podnoszące do kwadratu wartość sygnału, wprowadzają nieliniowość. Jeżeli przyjąć, że wielkością wejściową jest amplituda obwiedni napięcia wejściowego modulowanego przebiegiem harmonicznym, to pomiędzy tak określoną wielkością wejściową a wyjściową zachodzi zależność quasi-liniowa. Tym samym dopuszczalne jest przeprowadzenie analizy widmowej toru sygnałowego.

2. Uproszczony tor sygnałowy „flickermetru”

Analizie poddano sygnały w torze przetwarzania, którego schemat blokowy przedstawiono na rys. 1. Jest on uproszczoną wersją normatywnego schematu blokowego [1]. Schemat uzupełniono o przykładowy przebieg czasowy napięcia wejściowego $u(t)$ i sygnału wyjściowego P_4 (dla stanu ustalonego).



Rys. 1. Tor przetwarzania sygnału: ARW – blok automatycznej regulacji wzmacnienia, M – układ mnożący.

Blok ARW normalizujący wartość skuteczną sygnału $u(t)$ optymalizuje punkt pracy dalszych bloków toru przetwarzania i ułatwia obliczanie wartości wskaźnika P_{st} na podstawie wartości P_4^2 . Dla częstotliwości napięcia w sieci elektroenergetycznej $f_1 = 50$ Hz charakterystyki amplitudowe filtrów specyfikowane są następująco [1]:

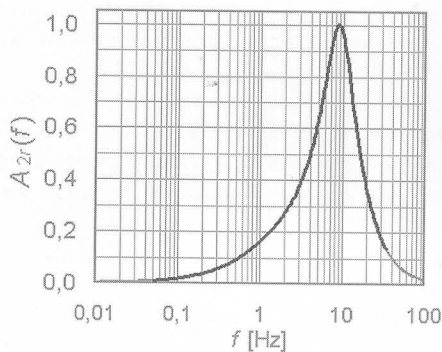
- charakterystyka $A_1(f)$ pierwszego filtra pasmowoprzepustowego F_1 jest wypadkową działania dwóch filtrów: górnoprzepustowego pierwszego rzędu o częstotliwości $f_{d1-3dB} = 0,05$ Hz oraz dolnoprzepustowego szóstego (lub dziesiątego) rzędu typu Butterwortha o częstotliwości granicznej $f_{g1-3dB} = 35$ Hz,
- charakterystyka $A_2(f)$ drugiego filtra pasmowoprzepustowego F_2 określona jest transmitancją:

$$A_2(s) = k_{RS} \cdot \frac{\kappa \omega_A s}{s^2 + 2\lambda s + \omega_A^2} \cdot \frac{1 + \frac{2}{\omega_B}}{\left(1 + \frac{s}{\omega_C}\right) \cdot \left(1 + \frac{2}{\omega_D}\right)} \quad (1)$$

gdzie: k_{RS} – wartość współczynnika dobierana jest tak, aby uzyskać normatywne wartości współczynników P_{st} i P_{lt} dla normatywnego sygnału wejściowego $u_{IN}(t)$ oraz

κ	λ	ω_A	ω_B	ω_C	ω_D
1,74802	2· π ·4,05981	2· π ·9,15494	2· π ·2,27979	2· π ·1,22535	2· π ·21,9

Transmitancja określona równaniem (1) dotyczy filtra F_2 pasmowoprzepustowego o częstotliwości środkowej $f_{p2} = 8,8$ Hz i charakterystyce amplitudowej $A_2(f)$ przedstawionej na rys. 2.



Rys. 2. Charakterystyka amplitudowa $A_{2r}(f) = A_2(f)/A_2(f = 8,8 \text{ Hz})$.

- charakterystyka $A_3(f)$ opisuje filtr dolnoprzepustowy pierwszego rzędu o częstotliwości granicznej $f_{d3-3dB} = 0,3 \text{ Hz}$.

Na potrzeby dalszej analizy wprowadzono następujące założenia idealizujące:

- pierwszy filtr pasmowoprzepustowy F_1 charakteryzuje się prostokątnym oknem amplitudowym $A_1(f)$ o częstotliwościach granicznych odpowiednio $f_{d1} = f_{d1-3dB}$ i $f_{g1} = f_{g1-3dB}$.

- filtr F_3 o charakterystyce $A_3(f)$ to idealny filtr dolnoprzepustowy o częstotliwości granicznej $f_3 = f_{3-3dB}$.

Zgodnie z Normą [1] rozdzielenie filtrów pasmowoprzepustowych F_1 i F_2 wynika z trudności w implementacji filtru o łącznej charakterystyce amplitudowej.

3. Analiza przetwarzania sygnału w torze „flickermetru”

3.1. Analiza toru sygnałowego dla napięcia $u_{IN}(t)$ o stałej amplitudzie

Napięcie $u_{IN}(t)$ o stałej amplitudzie można opisać ogólnym równaniem

$$u_{IN}(t) = U_{INm} \cdot \cos \omega_1 t \quad (2)$$

w którym U_{INm} jest amplitudą sygnału $u_{IN}(t)$, a $\omega_1 = 2\pi f_1$. Zgodnie z wytycznymi zawartymi w Normie [1], układ ARW normuje wartość skuteczną napięcia $u(t)$. Polega to na doprowadzeniu wartości skutecznej U_{IN} napięcia $u_{IN}(t)$ do wartości odniesienia U_R . Zatem

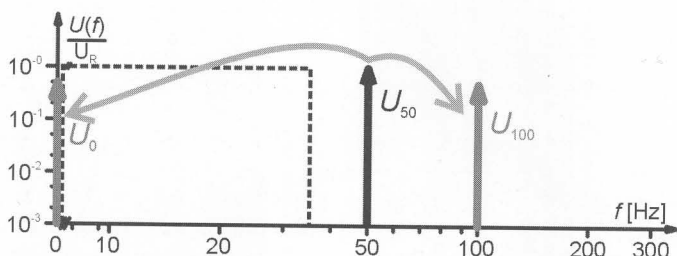
$$U = U_R \Rightarrow U_m = \sqrt{2} \cdot U_R \quad (3)$$

gdzie: U i U_m są odpowiednio wartością skuteczną i amplitudą napięcia $u(t)$ na wyjściu ARW.

Uwzględniając to, sygnał $u(t)$ można zapisać w postaci:

$$U = U_R \Rightarrow U_m = \sqrt{2} \cdot U_R \quad (4)$$

Widmo amplitudowe sygnału $u(t)$ składa się z jednej harmonicznej nej U_{50} . Po podniesieniu do kwadratu w sygnale $p(t)$ powstają dwa prążki U_{100} i U_0 podlegające wytłumieniu wskutek działania pierwszego filtru pasmowoprzepustowego. Prążek U_0 to składowa stała o częstotliwości mniejszej od f_{1d} . Prążek U_{100} to podwojona częstotliwość sygnału wejściowego $u(t)$ większa od f_{1g} .



Rys. 3. Widmo amplitudowe sygnału $p(t)$ dla $u(t)$ opisanego równaniem (4).

Uwzględniając założenie idealizujące charakterystyki filtrów można stwierdzić, że sygnał $p_1(t) = 0$, a tym samym $P_4 = 0$. Filtry zgodne z normatywną specyfikacją nie zapewniają pełnego tłumie-

nia prążków U_0 i U_{100} , dlatego część ich energii podlega propagacji do sygnału $p_1(t)$. Przeprowadzono symulację działania „flickermetru” i dla napięcia $u(t)$ znormalizowanego do jedności wyznaczono wartość sygnału P_4 i odpowiadające im wartości P_{st} . Uzyskane wyniki zestawiono w tabeli 1.

Tab. 1. Zestawienie wartości P_4 i P_{st} dla wybranych filtrów F_1 i F_3 .

Wielkość	„idealne” filtry F_1 i F_3	rzeczywiste filtry F_1 i F_3	
		część dolnoprzepustowa F_1 : filtr Butterwortha 6 rzędu	część dolnoprzepustowa F_1 : filtr Butterwortha 10 rzędu
P_4	0	0,019	0,0003
P_{st}	0	0,014	0,0002

3.2. Analiza toru sygnałowego dla modulacji napięcia $u_{IN}(t)$ sygnałem harmonicznym

Założono, że napięcie $u_{IN}(t)$ jest iloczynem dwóch czynników zgodnie z równaniem

$$u_{IN}(t) = u_f(t) \cdot u_c(t) \quad (5)$$

Czynnik $u_c(t)$ to sygnał podlegający modulacji (nośna). Czynniki $u_f(t)$ odwzorowuje skutek oddziaływania przyczyny powstawania zmienności wartości skutecznej napięcia.

Przyjęto:

$$u_c(t) = U_{INm} \cdot \cos \omega_1 t \quad (6)$$

oraz

$$u_f(t) = 1 + k_\alpha \cdot \cos \alpha \omega_1 t \quad (7)$$

gdzie:

U_{INm} – amplituda sygnału modulowanego, $\omega_1 = 2\pi f_1$,

k_α – amplituda sygnału modulującego $U_{\alpha m}$ odniesiona do amplitudy nośnej zgodnie z zależnością $U_{\alpha m} = k_\alpha U_{INm}$ ($0 < k_\alpha < 1$),

α – częstotliwość sygnału modulującego f_α odniesiona do częstotliwości nośnej zgodnie z zależnością $f_\alpha = \alpha f_1$ ($\alpha > 0$).

Przebieg czasowy sygnału $u(t)$ opisanego równaniami (5–7) zamieszczono na rys. 1.

Wartość międzyszczytowa ΔU_{INm} obwiedni sygnału $u_{IN}(t)$

Dla sygnału opisanego równaniami (5–7) zachodzi następująca relacja pomiędzy amplitudą sygnału modulującego k_α a wartością międzyszczytową ΔU_{INm} obwiedni zmodulowanego sygnału $u_{IN}(t)$

$$\frac{\Delta U_{INm}}{U_{INm}} = 2 \cdot k_\alpha = \frac{\Delta U}{U_{AV}} \quad (8)$$

gdzie:

ΔU – zmiana wartości skutecznej, U_{AV} – średnia (za okres sygnału modulującego) wartości skutecznej.

Do prezentacji przykładowych charakterystyk (o ile nie zaznaczono inaczej) przyjęto:

$\alpha = 0,2$,

$k_\alpha = 0,2$ ($\Delta U/U = 0,4$).

Normalizacja napięcia $u_{IN}(t)$

Po przeliczeniu i uporządkowaniu zależności (5–7) uzyskuje się równanie (9) w postaci wprost specyfikującej częstotliwość poszczególnych składników sygnału $u(t)$:

$$\begin{aligned} u_{IN}(t) &= (1 + k_\alpha \cdot \cos \alpha \omega_1 t) \cdot U_{INm} \cdot \cos \omega_1 t = \\ &= U_{INm} \cdot \left[\cos \omega_1 t + \frac{k_\alpha}{2} \cos(1 - \alpha) \omega_1 t + \frac{k_\alpha}{2} \cos(1 + \alpha) \omega_1 t \right] \end{aligned} \quad (9)$$

Wartość skuteczna U_{IN} napięcia $u_{IN}(t)$ wynosi

$$U_{IN} = \frac{U_{INm}}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{1 + \frac{k_\alpha^2}{2}} \quad (10)$$

Zgodnie z wytycznymi zawartymi w Normie [1], układ ARW normalizuje wartość skuteczną napięcia $u_{IN}(t)$. Norma [2] nie określa jednoznacznie wielkości podlegającej normalizacji – czy jest to wartość skuteczna nośnej (co jest tożsame normalizacji amplitudy U_{INm} nośnej), czy wartość skuteczna U_{IN} sygnału $u_{IN}(t)$. W przy-

padku normalizacji wartości skutecznej U_{IN} całego sygnału $u_{IN}(t)$ występuje trudność w normalizacji amplitudy U_{INm} . Dla $k_\alpha = 0$ normalizacja wartości skutecznej U_{IN} jest tożsama z normalizacją amplitudy U_{INm} . Jednak dla $k_\alpha > 0$ nie uzyskuje się w pełni normalizacji amplitudy U_{INm} . Dla odpowiednio małych wartości współczynnika k_α można założyć, że normalizacja wartości skutecznej U_{IN} wystarczająco normalizuje amplitudę U_{INm} i wówczas jest możliwe uzyskanie

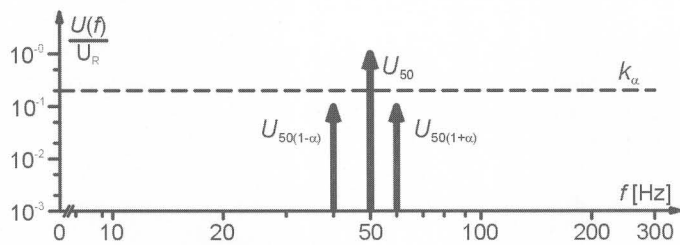
$$U = U_R \Rightarrow U_m \cong \sqrt{2} \cdot U_R \quad (11)$$

gdzie: U – wartość skuteczna napięcia $u(t)$ na wyjściu ARW, U_m – amplituda nośnej napięcia $u(t)$ na wyjściu ARW.

Uwzględniając normalizację, równanie $u(t)$ przyjmuje postać:

$$u(t) = \sqrt{2}U_R \cdot \left[\cos\omega_1 t + \frac{k_\alpha}{2} \cos(1-\alpha)\omega_1 t + \frac{k_\alpha}{2} \cos(1+\alpha)\omega_1 t \right] \quad (12)$$

Charakterystykę amplitudową unormowanego sygnału $u(t)$ opisanego równaniem (12) zamieszczono na rysunku 4.



Rys. 4. Charakterystyka amplitudowa $U(f)$ sygnału $u(t)$ opisanego równaniem (12) dla uprzednio przyjętych wartości α i k_α .

Operacja mnożenia (podnoszenia do kwadratu) sygnału $u(t)$ i wpływ okna przepustowego $A_1(f)$ na sygnał $p(t)$

Znormalizowany sygnał $u(t)$ podlega podnoszeniu do kwadratu w układzie mnożącym M. Przyjmując $U_R = 1$, sygnał $p(t)$ można zapisać następująco:

$$p(t) = u^2(t) = \left[(1 + k_\alpha \cdot \cos\alpha\omega_1 t) \cdot \sqrt{2} \cdot \cos\omega_1 t \right]^2 = 2 \left(1 + 2k_\alpha \cos\alpha\omega_1 t + k_\alpha^2 \cos^2 \alpha\omega_1 t \right) \cdot \cos^2 \omega_1 t \quad (13)$$

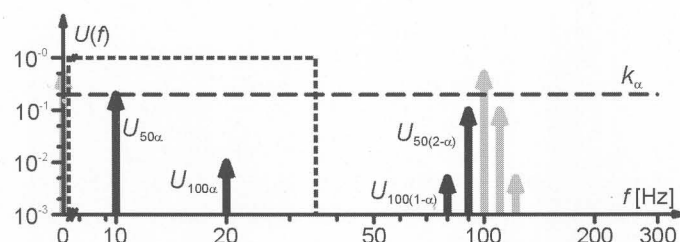
Ze względu na operację kwadratowania sygnał $p(t)$ jest unipolarny. Po przekształceniu i uporządkowaniu sygnał $p(t)$ można opisać dwuskładnikowym równaniem:

$$p(t) = 2k_\alpha \cos\alpha\omega_1 t + \frac{k_\alpha^2}{2} \cos 2\alpha\omega_1 t + \frac{k_\alpha^2}{4} \cos 2(1-\alpha)\omega_1 t + k_\alpha \cos(2-\alpha)\omega_1 t + C2(t) \quad (14A)$$

gdzie:

$$C2(t) = \left(1 + \frac{k_\alpha^2}{2} \right) + \left(1 + \frac{k_\alpha^2}{2} \right) \cdot \cos 2\omega_1 t + k_\alpha \cos(2+\alpha)\omega_1 t + \frac{k_\alpha^2}{4} \cos 2(1+\alpha)\omega_1 t \quad (14B)$$

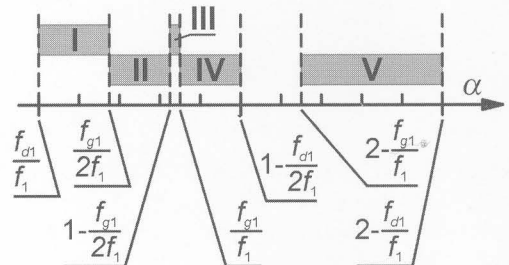
Niezależnie od wartości α , $C2(t)$ zawiera składowe tłumione przez pierwsze okno pasmowoprzepustowe $A_1(f)$. W zależności od wartości α , składowe równania (14A), mogą zawierać się w paśmie przepustowym tego filtra. W wyniku tłumienia niektórych składo-



Rys. 5. Składowe równań: (14A) - linie czarne, (14B) - linie szare.

wych sygnał $p_1(t)$ zazwyczaj jest bipolarny (w odróżnieniu od sygnału $p(t)$). Poszczególne składowe równań 14A i 14B przedstawiono na rysunku 5.

Porównując składowe równania (14A) z oknem przepustowym pierwszego filtra można wyodrębnić 5 przedziałów wartości współczynnika α zobrazowanych na rys. 6. W zależności od wybranego przedziału wartości α , odpowiednie składowe podlegają dalszemu przetwarzaniu.



Rys. 6. Przedziały wartości α , dla których składowe równania (14A) podlegają dalszemu przetwarzaniu.

3.3. Korekcja sygnału $p_1(t)$ oknem pasmowoprzepustowym $A_2(f)$, druga operacja mnożenia (podnoszenia do kwadratu) i wydzielenie sygnału P_4 filtrem dolnoprzepustowym F_3

Druga część toru sygnałowego składa się z kaskady drugiego filtra pasmowoprzepustowego F_2 , drugiego układu mnożącego (kwadratującego) M oraz filtra dolnoprzepustowego F_3 . Sygnał $p_2(t)$ kształtowany jest na podstawie sygnału $p_1(t)$ i charakterystyki amplitudowej $A_2(f)$. Amplituda składowej o częstotliwości f_k skalowana jest wartością współczynnika $A_2(f_k)$.

Przedział I

W przedziale tym zakres zmienności α wynosi

$$\frac{f_{d1}}{f_1} \approx 0 < \alpha \leq \frac{f_{g1}}{2f_1} = 0,35 \quad (15)$$

oraz sygnał $p_1(t)$ określony jest równaniem

$$p_1(t) = 2k_\alpha \cos\alpha\omega_1 t + \frac{k_\alpha^2}{2} \cos 2\alpha\omega_1 t \quad (16)$$

W wyniku skalowania sygnału $p_1(t)$ przez charakterystykę $A_2(f)$ filtra F_2 oraz wykonania operacji mnożenia $p_3(t)p_1(t)$ uzyskuje się sygnał $p_3^2(t)$ opisany równaniem (17)

$$p_3^2(t) = \left[2A_2(\alpha) \cdot k_\alpha \cos\alpha\omega_1 t + A_2(2\alpha) \frac{k_\alpha^2}{2} \cos 2\alpha\omega_1 t \right]^2 \quad (17)$$

gdzie: $A_2(\alpha)$, $A_2(2\alpha)$ – punkty charakterystyki amplitudowej filtra pasmowoprzepustowego F_2 (wyrażone względem częstotliwości podstawowej harmonicznej f_1 zgodnie z zależnością odpowiednio $f = \alpha f_1$ i $f = 2\alpha f_1$). Po uporządkowaniu można uzyskać następującą zależność na $p_3^2(t)$ ze składowymi o określonych częstotliwościach (wyrażonych współczynnikiem α):

$$p_3^2(t) = k_\alpha^2 \left(A_2^2(\alpha) + \frac{A_2^2(2\alpha) \cdot k_\alpha^2}{8} \right) + C3(t) \quad (18A)$$

gdzie $C3(t)$:

$$C3(t) = A_2(\alpha) A_2(2\alpha) k_\alpha^3 \cos \alpha\omega_1 t + 2A_2^2(\alpha) \cdot k_\alpha^2 \cos 2\alpha\omega_1 t + A_2(\alpha) A_2(2\alpha) k_\alpha^3 \cos 3\alpha\omega_1 t + \frac{A_2^2(2\alpha) \cdot k_\alpha^4}{8} \cos 4\alpha\omega_1 t \quad (18B)$$

Uwzględniając wpływ filtra dolnoprzepustowego F_3 , w dalszym przetwarzaniu pomija się składnik $C3(t)$, ponieważ zawiera składowe o częstotliwościach większych od f_{d3} . Zatem wyjściowy sygnał P_4^2 można opisać równaniem

$$P_4^2 = k_\alpha^2 \left(2A_2^2(\alpha) + \frac{A_2^2(2\alpha) \cdot k_\alpha^2}{8} \right) \quad (19)$$

Wartość sygnału P_4 jest stała w czasie lub wolnozmienna (wpływ filtru dolnoprzepustowego F_3). W wyniku kolejnych operacji, dla przyjętego sygnału modulującego $u(t)$, uzyskano odwzorowanie amplitudy k_α sygnałem stałym P_4 . Oczywiście na podstawie równania (19) możliwe jest określenie $k_\alpha = f(P_4, \alpha)$. W tym celu dokonywane są kolejne przekształcenia

$$A_2^2(2\alpha)k_\alpha^4 + 16A_2^2(\alpha)k_\alpha^2 - 8P_4^2 = 0 \quad (20)$$

oraz

$$\begin{aligned} \sqrt{\Delta} &= 4\sqrt{16A_2^4(\alpha) + 2P_4^2 A_2^2(2\alpha)} = \\ &= 4A_2^2(\alpha) \sqrt{16 + P_4^2 \frac{2A_2^2(2\alpha)}{A_2^4(\alpha)}} \end{aligned} \quad (21)$$

W przedziale I występuje nieliniowa zależność współczynnika k_α od P_4 przedstawiona równaniem:

$$k_\alpha^2 = \frac{2A_2^2(\alpha)}{A_2^2(2\alpha)} \left(-4 + \sqrt{16 + P_4^2 \frac{2A_2^2(2\alpha)}{A_2^4(\alpha)}} \right) \quad (22)$$

Przedział II

W przedziale tym zakres zmienności α wynosi:

$$\frac{f_{g1}}{2f_1} = \frac{35}{100} < \alpha \leq \left(1 - \frac{f_{g1}}{2f_1} \right) = \frac{65}{100} \quad (23)$$

a sygnał $p_3^2(t)$ określony jest równaniem

$$p_3^2(t) = [2A_2(\alpha) \cdot k_\alpha \cos \omega_1 t]^2 \quad (24)$$

Po uporządkowaniu równania (24) i uwzględnieniu wpływu filtru dolnoprzepustowego F_3 , sygnał P_4^2 można opisać równaniem

$$P_4^2 = 2A_2^2(\alpha) \cdot k_\alpha^2 \quad (25)$$

W przedziale II występuje liniowa zależność współczynnika k_α od P_4 przedstawiona równaniem:

$$k_\alpha^2 = \frac{P_4^2}{2A_2^2(\alpha)} \quad (26)$$

Przedziały III, IV i V

Analogicznie jak w przedziałach I i II, sygnał wyjściowy P_4^2 określają następujące równania, odpowiednio w przedziałach III, IV i V:

$$\text{przedział III: } P_4^2 = \left[2A_2^2(\alpha) \cdot k_\alpha^2 + \frac{A_2^2(2-2\alpha) \cdot k_\alpha^4}{32} \right] \quad (27)$$

$$\text{przedział IV: } P_4^2 = \frac{A_2^2(2-2\alpha) \cdot k_\alpha^4}{32} \quad (28)$$

$$\text{przedział V: } P_4^2 = \frac{A_2^2(2-\alpha) \cdot k_\alpha^2}{2} \quad (29)$$

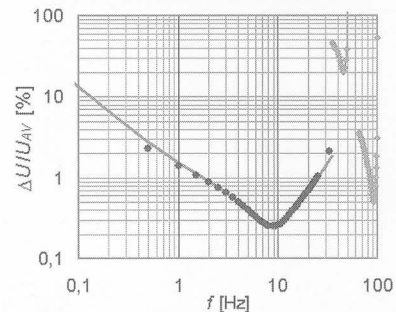
Tab. 2. Zestawienie zależności $(\Delta U/U_{AV}) = f(P_4, \alpha)$ dla poszczególnych przedziałów α .

α	$\Delta U/U$
$\frac{f_{d1}}{f_1} \approx 0 \leq \alpha \leq \frac{f_{g1}}{2f_1} = \frac{35}{100}$	$\left(\frac{\Delta U}{U_{AV}} \right) = \frac{2\sqrt{2}A_2(\alpha)}{A_2(2\alpha)} \sqrt{-4 + \sqrt{16 + P_4^2 \frac{2A_2^2(2\alpha)}{A_2^4(\alpha)}}} \quad (30)$
$\frac{f_{g1}}{2f_1} = \frac{35}{100} < \alpha \leq \left(1 - \frac{f_{g1}}{2f_1} \right) = \frac{65}{100}$	$\left(\frac{\Delta U}{U_{AV}} \right) = \frac{\sqrt{2}}{A_2(\alpha)} P_4 \quad (31)$
$\left(1 - \frac{f_{g1}}{2f_1} \right) = \frac{65}{100} < \alpha \leq \frac{f_{g1}}{f_1} = \frac{70}{100}$	$\left(\frac{\Delta U}{U_{AV}} \right) = \frac{4A_2(\alpha)}{A_2(2-2\alpha)} \sqrt{-8 + \sqrt{64 + P_4^2 \frac{2A_2^2(2-2\alpha)}{A_2^4(\alpha)}}} \quad (32)$
$\frac{f_{g1}}{f_1} = \frac{70}{100} < \alpha \leq 1 - \frac{f_{d1}}{2f_1} \approx 1$	$\left(\frac{\Delta U}{U_{AV}} \right) = \sqrt{\frac{16\sqrt{2}P_4}{A_2(2-2\alpha)}} \quad (33)$
$\left(2 - \frac{f_{g1}}{f_1} \right) = \frac{130}{100} < \alpha \leq 2 - \frac{f_{d1}}{f_1} \approx 2$	$\left(\frac{\Delta U}{U_{AV}} \right) = \frac{2\sqrt{2}}{A_2(2-\alpha)} P_4 \quad (34)$

Wykorzystując relację (8) pomiędzy wartością współczynnika k_α i amplitudą zmian ΔU wartości skutecznej napięcia U oraz na podstawie wyprowadzonych związków $k_\alpha = f(P_4, \alpha)$, w tabeli 2 zestawiono zależności $\Delta U/U_{AV} = f(P_4, \alpha)$ dla poszczególnych przedziałów α .

4. Charakterystyka amplitudowo-częstotliwościowa

Na podstawie odcinkowej charakterystyki przetwarzania „flickermetru” (tabl. 1) możliwe jest wyznaczenie krzywej wahań napięcia o zadanej uciążliwości. W tym celu zależność $\Delta U/U = f(P_4 = 1, \alpha = \text{var})$ nanosi się na charakterystykę amplitudowo-częstotliwościową. Pełną charakterystykę przedstawiono na rys. 7. Dla porównania, za pomocą ciemnych kropek zaznaczono punkty charakterystyki normatywnej dla harmonicznej zmienności napięcia [1, 5]. Pełną charakterystykę można podzielić na trzy części. Środek charakterystyki dotyczy zmienności napięcia o wartościach $\Delta U/U_{AV}$ [%] większych od 20%, dlatego w praktycznym działaniu wykorzystuje się dwie skrajne części. Przy porównywaniu charakterystyk należy rozróżnić częstotliwość sygnału modulującego od częstości wahań (częstość wahań jest podwojoną częstotliwością sygnału modulującego).



Rys. 7. Charakterystyka amplitudowo-częstotliwościowa dla wahań napięcia o wartości parametru $P_{st} = 1$; linia szara – wynik symulacji, ciemne kropki – wartości normatywne [1].

5. Podsumowanie

Celem artykułu było przeprowadzenie analizy widmowej toru sygnałowego „flickermetru”. Na potrzeby analizy założono harmoniczną modulację wartości skutecznej napięcia sieciowego (wejściowego), uproszczono schemat blokowy oraz dokonano idealizacji dwóch filtrów. Sformułowane założenia umożliwiły omówienie powstawania kolejnych produktów częstotliwościowych w badanym torze sygnałowym oraz analityczne opisanie odcinkowej funkcji przetwarzania tego toru. Odwzorowano pełną charakterystykę amplitudowo-częstotliwościową „flickermetru”, która uwzględnia część powyżej częstotliwości 50 Hz, zazwyczaj pomijaną w literaturze. Prostota analitycznego odwzorowania charakterystyki ułatwia zrozumienie działania układu „flickermetru”. W przypadku modulacji napięcia sieciowego przebiegiem odkształconym lub bez idealizacji wybranych elementów toru sygnałowego analityczny opis jest bardzo złożony, co znacznie utrudnia rozpoznanie układu.

6. Literatura

- [1] IEC 61000-4-15:1997+A1:2003, Flicker meter – functional and design specification.
- [2] Rozporządzenie Ministra Gospodarki i Pracy z dn. 20.12.2004 w sprawie szczegółowych warunków przyłączenia podmiotów do sieci elektroenergetycznych, ruchu i eksploatacji tych sieci. Dz. U. nr 2 z dn. 6.01.2005, poz. 6.
- [3] Polska Norma PN-EN 50160 Parametry napięcia zasilającego w publicznych sieciach rozdzielczych, ustanowiona X.1998.
- [4] Kowalski Z., Wahania napięcia w układach elektroenergetycznych, WNT, W-wa, 1985.
- [5] Compatibility level for interharmonic voltages, IEC SC77A WG8 (Bergeron) 00-01 ()

Title: Analysis of flicker meter signal chain for supply voltage modulated with harmonic waveform

Artykuł recenzowany