ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ 1985

Seria: ELEKTRYKA 94 Nr kol. 819

Jacek T. TOPORKIEWICZ

Instytut Podstawowych Problemów
Elektrotechniki i Energoelektroniki
Politechniki Śląskiej

ANALIZA PORÓWNAWCZA WŁASNOŚCI UKŁADÓW: (R) I (RL) PRZY RÓŻNYCH WARIANTACH STEROWANIA IMPULSOWEGO

Streszczenie. W pracy porównano własności regulacyjne 4 sposobów impulsowego sterowania napięcia przemiennego oraz własności energetyczne odbiorników: (R) i (RL) sterowanych impulsowo według rozważanych sposobów.

1. WPROWADZENIE

Przeprowadzona poniżej analiza porównawcza obejmuje 4 sposoby impulsowego sterowania układów: (R) i (RL) prądu przemiennego; sterowanie fazowo-impulsowe [1, 3, 4, 10], sterowanie impulsowe całookresowe [1, 2, 4], sterowanie impulsowe symetryczne [5, 6, 7] oraz sterowanie impulsowe z dowolnie ustaloną pulsacją impulsowania względem pulsacji napięcia zasilającego [8, 9]. Rozważania dotyczą porównania własności regulacyjnych powyższych sposobów sterowania napięcia przemiennego oraz własności energetycznych odbiorników: (R) i (RL) sterowanych impulsowo według powyższych algorytmów.

W rozważaniach zakłada się idealnie sztywne źródło zasilania napięcia sinusoidalnego o amplitudzie $U_{max} \in R$ i pulsacji ω_1, gdzie $\omega_1 = 2\pi/T_1, T_1 \in R$, wszystkie elementy wykonawcze układu impulsowego sterowania traktuje się jako elementy idealne oraz przyjmuje się liniowe odbiorniki: rezystancyjny (R) i rezystancyjno-indukcyjny (RL).

2. PRZEBIEGI NAPIĘĆ WYJŚCIOWYCH UKŁADÓW STEROWANIA

Przebiegi czasowe napięć wyjściowych u_2 dla rozważanych wariantów sterowania impulsowego są postaci (rys. 1):

1° sterowanie fazowo-impulsowe

$$u_2(t) = \begin{cases} U_{max}\sin(\omega_1 t) & \text{dla} \quad t \in (nT_1+t_o,\ nT_1+t_w) \cup \left(\frac{2n+1}{2}T_1+t_o,\ \frac{2n+1}{2}T_1+t_w\right) \\ 0 & \text{dla} \quad t \in \left(\frac{2n-1}{2}T_1+t_w,\ nT_1+t_o\right) \cup \left(nT_1+t_w,\ \frac{2n+1}{2}T_1+t_o\right) \end{cases}$$

gdzie: $t_o \in \left[t_{ogr}, \frac{T_1}{2}\right]$ - jest zmienną sterującą, $t_{ogr} = \frac{\varphi}{\omega_1}$, $\operatorname{tg}\varphi = \frac{\omega_1 L}{R}$,

t_w - jest chwilą wyłączenia prądu obciążenia, przy czym

$$t_w = \begin{cases} T_1/2 & \text{dla układu (R)} \\ t_w(t_o, \tau) & \text{dla układu (RL)} \end{cases}, \quad \tau = \frac{L}{R},\ n \in \mathbb{N} \cup \{0\}.$$

2° sterowanie impulsowe całookresowe

$$u_2(t) = \begin{cases} U_{max}\sin(\omega_1 t + \varphi) & \text{dla} \quad t \in (nT_i,\ (n+\delta)T_i) \\ 0 & \text{dla} \quad t \in ((n+\delta)T_i,\ (n+1)T_i) \end{cases}$$

gdzie: $\delta = \frac{t_{zał}}{T_i} = \frac{l}{k} \in \left\{0, \frac{1}{k}, \frac{2}{k}, \ldots, \frac{k-1}{k}, 1\right\}$ - jest zmienną sterującą,

$k \in \mathbb{N}$ - liczba stopni pracy układu sterowania, $l \in \{0, 1, 2, \ldots, k\}$,

$n \in \mathbb{N} \cup \{0\}$.

3^{o} sterowanie impulsowe symetryczne

$$u_2(t) = \begin{cases} U_{max} \sin(\omega_1 t) & \text{dla} \quad t \in (t'_n - t_o,\ t'_n + t_o) \cup (t''_n - t_o,\ t''_n + t_o) \\ 0 & \text{dla} \quad t \in (nT_1,\ t'_n - t_o) \cup (t'_n + t_o,\ t''_n - t_o) \cup \\ & \qquad \cup (t''_n + t_o,\ (n+1)T_1) \end{cases}$$

gdzie: $t'_n = \frac{4n+1}{4} T_1$, $t''_n = \frac{4n+3}{4} T_1$, $t_o \in \left[0, \frac{T_1}{4}\right]$ - jest zmienną sterującą, $n \in \mathbb{N} \cup \{0\}$.

4^{o} sterowanie impulsowe z dowolną pulsacją impulsowania

$$u_2(t) = \begin{cases} U_{max} \sin(\omega_1 t) & \text{dla} \quad t \in (nT_i,\ (n+\delta)T_i) \\ 0 & \text{dla} \quad t \in ((n+\delta)T_i,\ (n+1)T_i) \end{cases} \tag{4}$$

gdzie: $\delta = \frac{t_{zał}}{T_i} \in [0, 1]$ - jest zmienną sterującą, $T_i \in \mathbb{R}$, $T_i/T_1 \in Q$, $n \in \mathbb{N} \cup \{0\}$.

We wszystkich przypadkach sterowania impulsowego przebiegi czasowe napięć wyjściowych u_2 są funkcjami okresowymi o okresie T, przy czym zachodzi:

- dla sterowań: fazowego i symetrycznego: $T = T_1$,
- dla sterowania całookresowego: $T = T_i = kT_1$, $k \in \mathbb{N}$,
- dla sterowania z dowolną pulsacją impulsowania: $T = NWW(T_1, T_i)$,

gdzie NWW oznacza najmniejszą wspólną wielokrotność liczb.

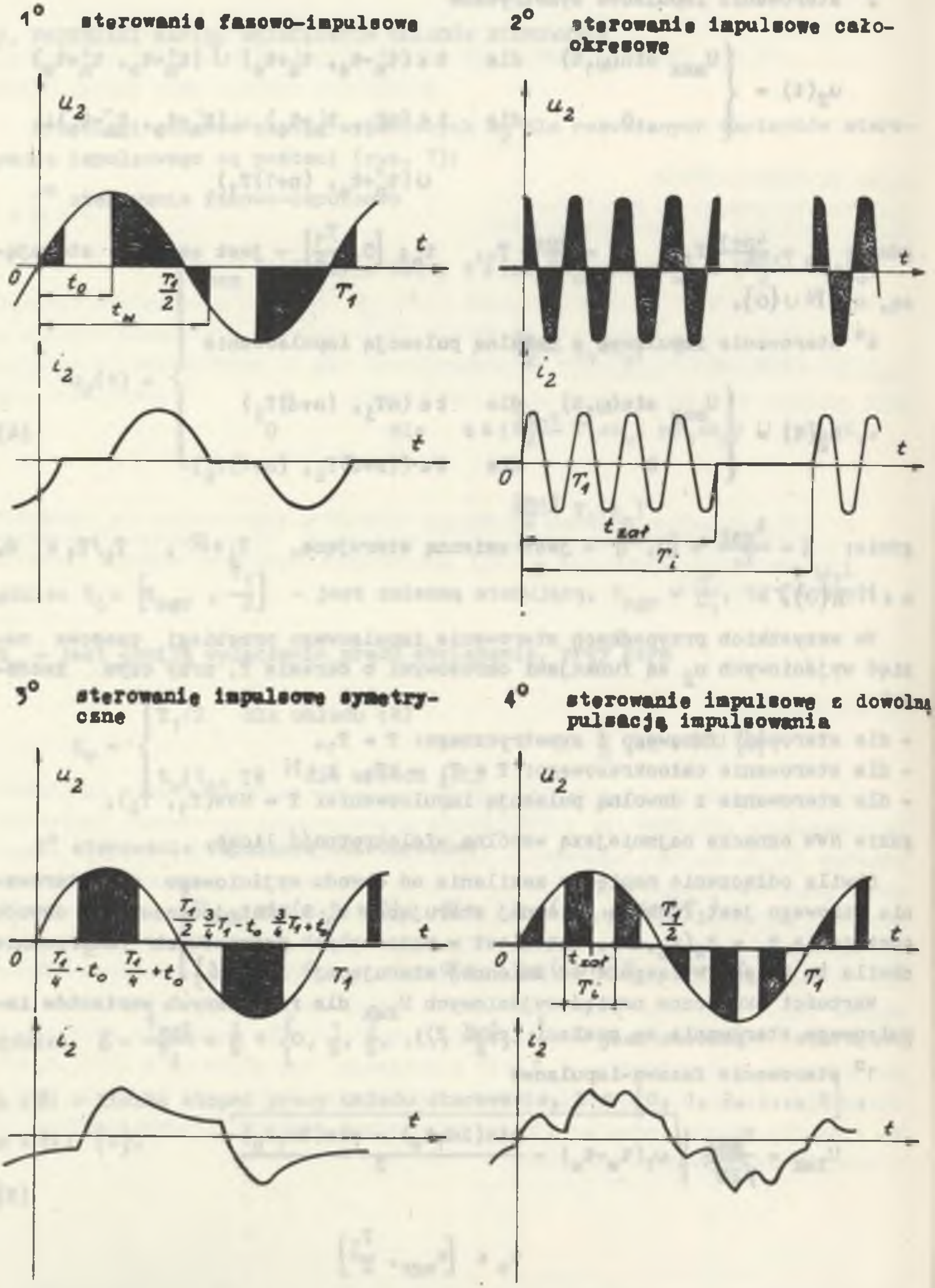
Chwila odłączenia napięcia zasilania od obwodu wyjściowego dla sterowania fazowego jest funkcją zmiennej sterującej t_o i stałej czasowej τ obwodu obciążenia $t_w = t_w(t_o, \tau)$, natomiast w pozostałych przypadkach sterowania chwila ta zależy wyłącznie od zmiennej sterującej: $\{t_o, \delta\}$.

Wartości skuteczne napięć wyjściowych U_{2sk} dla rozważanych wariantów impulsowego sterowania są postaci (rys. 2):

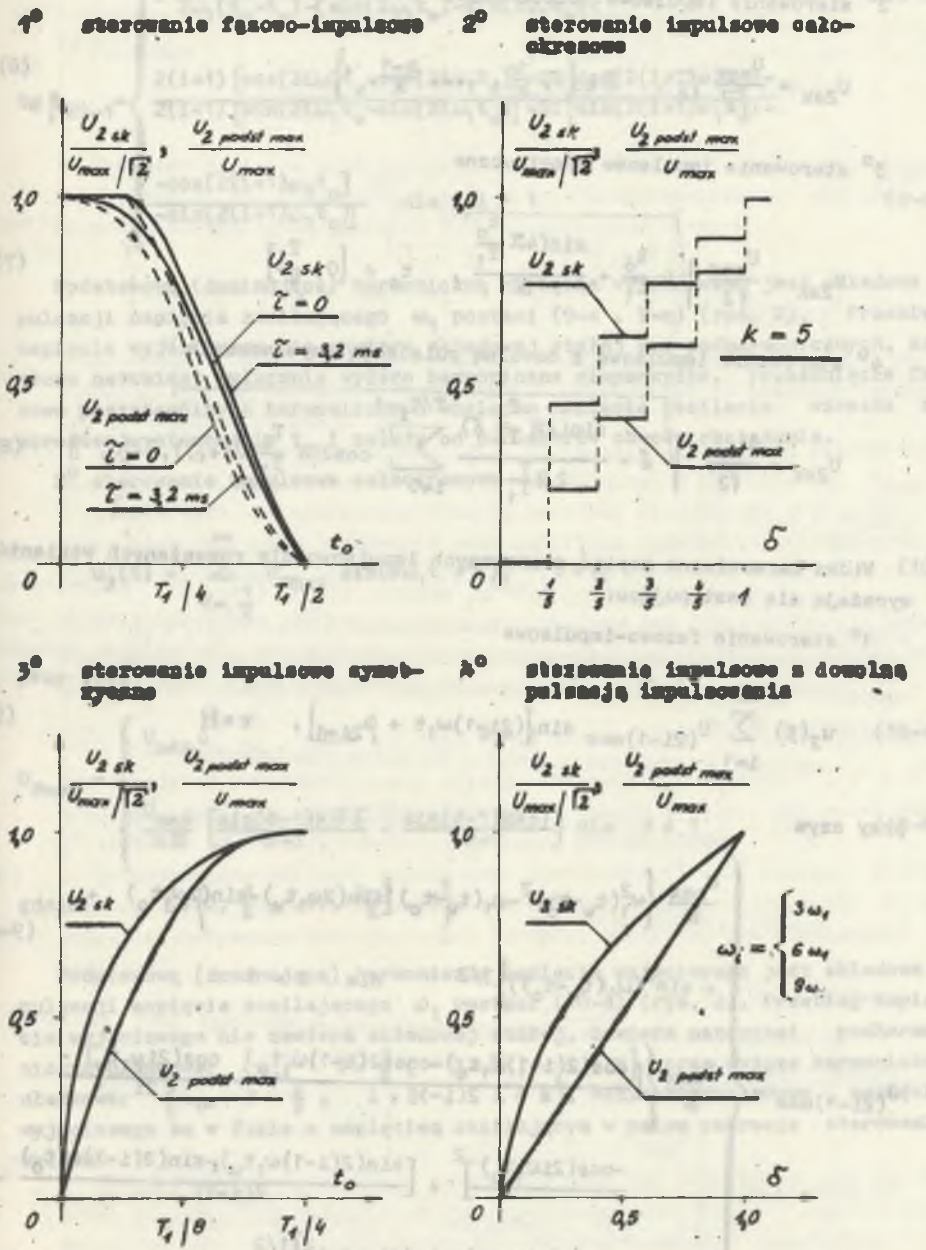
1^{o} sterowanie fazowo-impulsowe

$$U_{2sk} = \frac{U_{max}}{\sqrt{2\pi}} \sqrt{\omega_1(t_w - t_o) - \frac{\sin(2\omega_1 t_w) - \sin(2\omega_1 t_o)}{2}} \tag{5}$$

$$t_o \in \left[t_{ogr}, \frac{T_1}{2}\right]$$



Rys. 1. Przebiegi czasowe napięć wyjściowych układów impulsowych dla różnych wariantów sterowania



Rys. 2. Przebiegi wartości skutecznej oraz amplitudy podstawowej harmonicznej napięć wyjściowych dla różnych wariantów sterowania impulsowego

2° sterowanie impulsowe całookresowe

$$U_{2sk} = \frac{U_{max}}{\sqrt{2}}\sqrt{\delta}, \quad \delta \in \left\{0, \frac{1}{k}, \ldots, \frac{k-1}{k}, 1\right\} \tag{6}$$

3° sterowanie impulsowe symetryczne

$$U_{2sk} = \frac{U_{max}}{\sqrt{2}}\sqrt{4\frac{t_o}{T_1} + \frac{\sin(4\pi\frac{t_o}{T_1})}{\pi}}, \quad t_o \in \left[0, \frac{T_1}{4}\right] \tag{7}$$

4° sterowanie impulsowe z dowolną pulscacją impulsowania

$$U_{2sk} = \frac{U_{max}}{\sqrt{2}}\sqrt{\delta - \frac{\sin(2\pi\frac{T_i}{T_1}\delta)}{2\pi\frac{T}{T_1}}\sum_{i=0}^{T/T_i-1}\cos 2(\pi\frac{T_i}{T_1}(2i+\delta))}, \delta \in [0, 1] \tag{8}$$

Widma harmoniczne napięć sterowanych impulsowo dla rozważanych wariantów wyrażają się następująco:

1° sterowanie fazowo-impulsowe

$$u_2(t) \sum_{i=1}^{\infty} U_{(2i-1)max}\sin\left[(2i-1)\omega_1 t + \beta_{2i-1}\right], \quad t \in R \tag{9}$$

przy czym

$$U_{(2i-1)max} = \begin{cases} \frac{U_{max}}{\pi}\left\{\omega_1^2(t_w-t_o)^2 - \omega_1(t_w-t_o)\left[\sin(2\omega_1 t_w) - \sin(2\omega_1 t_o) + \right.\right. \\ \left.\left. + \sin^2(\omega_1(t_w-t_o))\right\}^{1/2} \qquad \text{dla} \quad i = 1 & \text{(9-a)} \\ \frac{U_{max}}{\pi}\left\{\left[\frac{\cos(2(i-1)\omega_1 t_w) - \cos(2(i-1)\omega_1 t_o}{2(i-1)} - \frac{\cos(2i\omega_1 t_w) -}{2i}\right.\right. \\ \left.\frac{-\cos(2i\omega_1 t_o)}{}\right]^2 + \left[\frac{\sin(2(i-1)\omega_1 t_w) - \sin(2(i-1)\omega_1 t_o)}{2(i-1)} - \right. \\ \left.\left. - \frac{\sin(2i\omega_1 t_w) - \sin(2i\omega_1 t_o)}{2i}\right]^2\right\}^{1/2} \qquad \text{dla } i > 1 & \text{(9-b)} \end{cases}$$

$$\operatorname{tg}\beta_{2i-1} = \begin{cases} -\dfrac{\cos(2\omega_1 t_w)-\cos(2\omega_1 t_o)}{2\omega_1(t_w-t_o)-(\sin(2\omega_1 t_w)-\sin(2\omega_1 t_o))} & \text{dla} \quad i = 1 \qquad (9\text{-c}) \\[2ex] \dfrac{2(i+1)\left[\cos(2i\omega_1 t_w-\cos(2i\omega_1 t_o)\right]-2i\left[\cos(2(i+1)\omega_1 t_w)-\right.}{2(i+1)\left[\sin(2i\omega_1 t_w-\sin(2i\omega_1 t_o)\right]-2i\left[\sin(2(i+1)\omega_1 t_w)-\right.} & \\[2ex] \dfrac{\left.-\cos(2(i+1)\omega_1 t_o\right]}{\left.-\sin(2(i+1)\omega_1 t_o)\right]} & \text{dla} \quad i > 1 \qquad (9\text{-d}) \end{cases}$$

Podstawową (dominującą) harmoniczną napięcia wyjściowego jest składowa o pulsacji napięcia zasilającego ω_1 postaci (9-a , 9-c) (rys. 2). Przebieg napięcia wyjściowego nie zawiera składowej stałej ani podharmonicznych, zawiera natomiast wyłącznie wyższe harmoniczne nieparzyste. Przesunięcie fazowe poszczególnych harmonicznych względem napięcia zasilania wzrasta ze wzrostem wysterowania t_o i zależy od parametrów obwodu obciążenia.

2^o sterowanie impulsowe całookresowe

$$u_2(t) = \sum_{\vartheta=\frac{1}{k}}^{\infty} U_{\vartheta max} \sin(\vartheta\omega_1 t + \varphi), \quad t \in R \qquad (10)$$

przy czym

$$U_{\vartheta max} = \begin{cases} U_{max}\,\delta & \text{dla} \quad \vartheta = 1 \qquad (10\text{-a}) \\[2ex] \dfrac{U_{max}}{k\pi}\left[\dfrac{\sin(\vartheta-1)k\pi\delta}{\vartheta-1} - \dfrac{\sin(\vartheta+1)k\pi\delta)}{\vartheta+1}\right] & \text{dla} \quad \vartheta \neq 1 \qquad (10\text{-b}) \end{cases}$$

gdzie: $\delta \in \left\{0, \frac{1}{k}, \ldots, \frac{k-1}{k}, 1\right\}$.

Podstawową (dominującą) harmoniczną napięcia wyjściowego jest składowa o pulsacji napięcia zasilającego ω_1 postaci (10-a) (rys. 2). Przebieg napięcia wyjściowego nie zawiera składowej stałej, zawiera natomiast podharmoniczne ułamkowe: $\left\{u_\vartheta, \ \vartheta = \frac{l}{k}, \ l \in N, \ l < k\right\}$ oraz wyższe harmoniczne ułamkowe: $\left\{u_\vartheta, \ \vartheta = \frac{l}{k}, \ l \in N, \ l > k\right\}$. Wszystkie składowe napięcia wyjściowego są w fazie z napięciem zasilającym w całym zakresie sterowania układu.

3^{o} sterowanie impulsowe symetryczne

$$u_2(t) = \sum_{i=1}^{\infty} U_{(2i-1)max} \sin((2i-1)\omega_1 t), \quad t \in R \tag{11}$$

przy czym

$$U_{(2i-1)max} = \begin{cases} U_{max}\left[4\frac{t_o}{T_1} + \frac{\sin(4\pi \frac{t_o}{T_1})}{\pi}\right] & \text{dla} \quad i = 1 \quad (11\text{-a}) \\ \frac{U_{max}}{\pi}(-1)^i\left[\frac{\sin(4\pi i \frac{t_o}{T_1})}{i} + \frac{\sin(4\pi(i-1)\frac{t_o}{T_1})}{i-1}\right] & (11\text{-b}) \\ & \text{dla } i > 1 \quad (11\text{-c}) \end{cases}$$

gdzie: $t_o \in \left[0, \frac{T_1}{4}\right]$.

Podstawową (dominującą) harmoniczną napięcia wyjściowego jest składowa o pulsacji napięcia zasilającego ω_1 postaci (11-a) (rys. 2). Przebieg napięcia wyjściowego nie zawiera składowej stałej ani podharmonicznych, zawiera natomiast wyłącznie wyższe harmoniczne nieparzyste. Wszystkie składowe napięcia wyjściowego są w fazie z napięciem zasilającym w całym zakresie sterowania układu.

4^{o} sterowanie impulsowe z dowolną pulsacją impulsowania

$$u_2(t) = U_{max}\left\{\delta\sin(\omega_1 t) + \frac{1}{\pi}\sum_{i=1}^{\infty}\frac{\sin(\pi i\delta)}{i}\left[\sin((\omega_1 + i\omega_i)t - \pi i\delta) + \right.\right.$$
$$\left.\left. + \sin((\omega_1 - i\omega_i)t + \pi i\delta)\right]\right\} \tag{12}$$

gdzie: $\delta \in [0, 1]$.

Podstawową (dominującą) harmoniczną napięcia wyjściowego jest składowa o pulsacji napięcia zasilającego ω_1 postaci (rys. 2):

$$U_{2\ podst\ max} = \begin{cases} U_{max}\,\delta & \text{dla} \quad \omega_i \notin \left\{\frac{2\omega_1}{n}, n \in N\right\} \\ U_{max}\sqrt{\delta^2 + \left[\frac{\sin(n\pi\delta)}{n\pi}\right]^2 - 2\delta\frac{\sin(n\pi\delta)}{n\pi}\cos(n\pi\delta)} & \\ & \text{dla} \quad \omega_i \in \left\{\frac{2\omega_1}{n}, n \in N\right\} \end{cases} \tag{12-a}$$

$$\operatorname{tg}\beta_{2\,\text{podst}} = \begin{cases} 0 & \text{dla } \omega_i \notin \left\{\dfrac{2\omega_1}{n},\ n\in N\right\} \\ -\dfrac{\sin^2(n\pi\delta)}{n\pi\delta - \sin(n\pi\delta)\cos(n\pi\delta)} & \text{dla } \omega_i \in \left\{\dfrac{2\omega_1}{n},\ n\in N\right\} \end{cases} \qquad (12\text{-b})$$

Przebieg napięcia wyjściowego nie zawiera składowej stałej dla pulsacji impulsowania $\left\{\omega_i : \omega_i \notin \left\{\frac{\omega_1}{n},\ n\in N\right\}\right\}$ oraz podharmonicznych względem podstawowej harmonicznej napięcia dla pulsacji impulsowania

$$\left\{\omega_i : \omega_i \in \{\omega_1\} \cup \{\omega_i : \omega_i > 2\omega_1\}\right\}.$$

Przesunięcie fazowe poszczególnych harmonicznych względem napięcia zasilającego zależy od poziomu wysterowania δ układu oraz od pulsacji impulsowania ω_i względem pulsacji ω_1.

Zmieniając zmienną sterującą $\{t_0, \delta\}$ w całym przedziale zmienności steruje się wartością skuteczną napięcia wyjściowego w zakresie $[0,\ U_{max}/\sqrt{2}]$, przy czym jest ona nieliniową funkcją zmiennej sterującej (5) - (8) dla wszystkich wariantów sterowania oraz amplitudą podstawowej harmonicznej napięcia wyjściowego w zakresie $[0,\ U_{max}]$, przy czy jedynie dla 2^o oraz 4^o (dla $\omega_i \notin \left\{\frac{2\omega_1}{n},\ n\in N\right\}$) wariantu sterowania jest ona liniową funkcją zmiennej sterującej i nie zależy od częstotliwości pracy układu. Faza początkowa podstawowej harmonicznej napięcia wyjściowego dla wariantów sterowania: 2^o - 4^o (dla $\omega_i \notin \left\{\frac{2\omega_1}{n},\ n\in N\right\}$) jest równa zeru w całym zakresie sterowania i nie zależy od parametrów pracy układu. Warianty sterowania: 1^o, 3^o i 4^o zapewniają regulację napięcia wyjściowego w sposób ciągły, natomiast wariant 2^o zapewnia sterowanie stopniowe napięcia przemiennego.

Przedstawione warianty impulsowego sterowania 1^o - 4^o napięcia przemiennego wykazują podobne odkształcenie przebiegów napięć wyjściowych w całym zakresie sterowania dla ustalonych wartości amplitudy ich podstawowej harmonicznej.

3. PRZEBIEGI PRĄDÓW: OBCIĄŻENIA I ŹRÓDŁA ZASILANIA STEROWANYCH UKŁADÓW

Dla układów z odbiornikami rezystancyjnymi (R) prąd obciążenia i_2, a tym samym prąd źródła zasilającego i_1, jest proporcjonalny do odpowiadających mu przebiegów napięć wyjściowych u_2 impulsowych układów sterowania (por. (1) - (4)).

Dla układów z odbiornikami rezystancyjno-indukcyjnymi (RL) przebiegi czasowe prądów, obciążenia i_2 oraz źródła zasilającego i_1 w stanie ustalonym dla rozważanych wariantów sterowania są postaci (rys. 1):

1^o sterowanie fazowo-impulsowe

$$i_1(t) = i_2(t) = \begin{cases} I_{max}\left[\sin(\omega_1 t-\varphi) - e^{-\frac{t-t_o}{\tau}}\sin(\omega_1 t_o-\varphi)\right] & \text{dla } t\in(t_o, t_w] \\ -i_2(t_o, t_w] & \text{dla } t\in(\frac{T_1}{2}+t_o, \frac{T_1}{2}+t_w] \\ 0 & \text{dla } t\in(t_w, \frac{T_1}{2}+t_o] \cup (\frac{T_1}{2}+t_w, T_1+t_o] \end{cases} \tag{13}$$

przy czym chwilę wyłączenia t_w prądu obciążenia określa relacja:

$$\sin(\omega_1 t_w-\varphi) - e^{-\frac{t_w-t_o}{\tau}} \cdot \sin(\omega_1 t_o-\varphi) = 0, \tag{13-a}$$

gdzie $t_o \in [t_{ogr}, T_1/2]$.

2^o sterowanie impulsowe całookresowe

$$i_1(t) = i_2(t) = \begin{cases} I_{max}\sin(\omega_1 t) & \text{dla } t\in(nT_1, (n+\delta)T_1] \\ 0 & \text{dla } t\in((n+\delta)T_1, (n+1)T_1] \end{cases} \tag{14}$$

gdzie $\delta \in \left\{0, \frac{1}{k}, \ldots, \frac{k-1}{k}, 1\right\}$.

3^o sterowanie impulsowe symetryczne

$$i_2(t) = \begin{cases} I_{max}\sin(\omega_1 t-\varphi) + \left[i_2(\frac{T_1}{4}-t_o) - I_{max}\cos(\omega_1 t_o+\varphi)\right] e^{-\frac{t-(\frac{T_1}{4}-t_o)}{\tau}} & \text{dla } t\in(\frac{T_1}{4}-t_o, \frac{T_1}{4}+t_o] \\ i_2(\frac{T_1}{4}+t_o) e^{-\frac{t-(\frac{T_1}{4}+t_o)}{\tau}} & \text{dla } t\in(\frac{T_1}{4}+t_o, \frac{3}{4}T_1-t_o] \\ -i_2(\frac{T_1}{4}-t_o, \frac{T_1}{4}+t_o] & \text{dla } t\in(\frac{3}{4}T_1-t_o, \frac{3}{4}T_1+t_o] \\ -i_2(\frac{T_1}{4}+t_o, \frac{3}{4}T_1-t_o] & \text{dla } t\in(\frac{3}{4}T_1+t_o, \frac{5}{4}T_1-t_o] \end{cases} \tag{15}$$

oraz

$$i_1(t) = \begin{cases} i_2(\frac{T_1}{4} - t_o, \frac{T_1}{4} + t_o) & \text{dla} \quad t \in (\frac{T_1}{4} - t_o, \frac{T_1}{4} + t_o) \\ 0 & \text{dla} \quad t \in (\frac{T_1}{4} + t_o, \frac{3}{4}T_1 - t_o) \cup (\frac{3}{4}T_1 + t_o, \frac{5}{4}T_1 - t_o) \\ -i_2(\frac{T_1}{4} - t_o, \frac{T_1}{4} + t_o) & \text{dla} \quad t \in (\frac{3}{4}T_1 - t_o, \frac{3}{4}T_1 + t_o) \end{cases}$$

przy czym

$$i_2(\frac{T_1}{4} - t_o) = I_{max} \frac{\cos(\omega_1 t_o + \varphi) - e^{-\frac{2t_o}{\tau}} \cos(\omega_1 t_o - \varphi)}{1 + e^{\frac{T_1}{2\tau}}} \tag{16}$$

gdzie $t_o \in \left[0, \frac{T_1}{4}\right]$

4^o sterowanie impulsowe z dowolną pulsacją impulsowania

$$i_2(t) = \begin{cases} I_{max}\left[\sin(\omega_1 t - \varphi) + M_1(\delta, T_1, \tau) e^{-\frac{t - lT_1}{\tau}}\right. & \text{dla} \quad t \in (lT_1, (l+\delta)T_1] \\ I_{max} N_1(\delta, T_1, \tau) e^{-\frac{t-(l+\delta)T_1}{\tau}} & \text{dla} \quad t \in ((l+\delta)T_1, (l+1)T_1] \end{cases} \tag{17}$$

oraz

$$i_1(t) = \begin{cases} i_2(lT_1, (l+\delta)T_1) & \text{dla} \quad t \in (lT_1, (l+\delta)T_1) \\ 0 & \text{dla} \quad t \in ((l+\delta)T_1, (l+1)T_1) \end{cases} \tag{18}$$

przy czym

$$M_1(\delta, T_1, \tau) = \frac{1}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \sum_{i=0}^{\frac{T}{T_1} - 1} \left[\sin(2\pi \frac{T_1}{T_1}(l+i+\delta) - \varphi) e^{\frac{\delta T_1}{\tau}} - \right.$$

$$\left. - \sin(2\pi \frac{T_1}{T_1}(l+i) - \varphi)\right] e^{-\frac{T - lT_1}{\tau}} - \sin(2\pi \frac{T_1}{T_1} l - \varphi)$$

$$N_1(\delta,T_1,\tau) = \sin(2\pi \frac{T_1}{T_1}(1+\delta) - \varphi) + M_1(\delta,T_1,\tau)e^{-\frac{\delta T_1}{\tau}}$$

gdzie:

$$I_{max} = \frac{U_{max}}{\sqrt{R^2+(\omega_1 L)^2}}, \quad l \in \left\{0,\ 1,\ \ldots,\ \frac{T}{T_1} - 1\right\}, \quad \delta \in [0,1]$$

Przesunięcie fazowe $\varphi_{1,2\ podst.}$ podstawowej harmonicznej prądów: obciążenia i_2 oraz źródła zasilania i_1 względem napięcia zasilającego u_1 dla rozważanych wariantów sterowania, wynosi:

1° sterowanie fazowo-impulsowe

$$\varphi_{1,2\ podst} = \begin{cases} \text{arc tg}\left[\dfrac{1-\cos(2\omega_1 t_o)}{T_1 - 2\omega_1 t_o + \sin(2\omega_1 t_o)}\right] & \text{dla układu obciążenia (R)} \\ \varphi + \text{arc tg}\left[\dfrac{\cos(2\omega_1 t_w) - \cos(2\omega_1 t_o)}{2\omega_1(t_w - t_o) - (\sin(2\omega_1 t_w) - \sin(2\omega_1 t_o))}\right] & \text{dla układu obciążenia (RL) w stanie ustalonym} \end{cases} \tag{19}$$

dla $t_o \in \left[t_{ogr},\ \frac{T_1}{2}\right)$.

2° sterowanie impulsowe całookresowe

$$\varphi_{1,2\ podst} = \begin{cases} 0 & \text{dla układu obciążenia (R)} \\ \varphi & \text{dla układu obciążenia (RL) w stanie ustalonym} \end{cases}$$

$$\text{dla} \quad \delta \in \left\{\frac{1}{k},\ \frac{2}{k},\ \ldots,\ \frac{k-1}{k},\ 1\right\}. \tag{20}$$

3° sterowanie impulsowe symetryczne

$$\varphi_{1,2\ podst} = \begin{cases} 0 & \text{dla układu obciążenia (R)} \\ \varphi & \text{dla układu obciążenia (RL) w stanie ustalonym} \end{cases}$$

$$\text{dla} \quad t_o \in \left(0,\ \frac{T_1}{4}\right] \tag{21}$$

4^{o} sterowanie impulsowe z dowolną pulsacją impulsowania

$$
\varphi_{1,2\,\text{podst}} = \begin{cases} \begin{cases} 0 & \text{dla} \quad \omega_1 \notin \left\{\frac{2\omega_1}{n},\ n \in N\right\} \\ \gamma(\delta, T_1) & \text{dla} \quad \omega_1 \in \left\{\frac{2\omega_1}{n},\ n \in N\right\} \end{cases} & \text{dla układu obciążenia (R)} \\ \begin{cases} \varphi & \text{dla} \quad \omega_1 \notin \left\{\frac{2\omega_1}{n},\ n \in N\right\} \\ \varphi + \gamma(\delta, T_1) & \text{dla} \quad \omega_1 \in \left\{\frac{2\omega_1}{n},\ n \in N\right\} \end{cases} & \text{dla układu obciążenia (RL) w stanie ustalonym} \end{cases} \tag{22}
$$

przy czym

$$
\operatorname{tg}\gamma(\delta, T_1) = - \frac{\sin\left(2\pi \frac{T}{T_1}\delta\right) \sum_{l=0}^{\frac{T}{T_1}-1} \sin\left(2\pi \frac{T}{T_1}(2l+\delta)\right)}{\delta - \frac{\sin\left(2\pi \frac{T}{T_1}\delta\right)}{2\pi \frac{T}{T_1}} \sum_{l=0}^{\frac{T}{T_1}-1} \cos\left(2\pi \frac{T}{T_1}(2l+\delta)\right)}
$$

dla $\delta \in (0, 1]$

4. MOC UKŁADÓW OBCIĄŻENIA: (R) I (RL) STEROWANYCH IMPULSOWO

Wartości mocy czynnej P_2 odbiorników: (R) i (RL) dla rozważanych wariantów impulsowego sterowania są postaci (rys. 3):

1^{o} sterowanie fazowo-impulsowe

$$
P_2 = \begin{cases} \frac{U_{max} I_{max}}{2}\left[1 - 2\frac{t_o}{t_1} + \frac{\sin(2\omega_1 t_o)}{2\pi}\right] & \text{dla układu obciążenia (R)} \\ \frac{U_{max} I_{max}}{2}\left\{2\frac{t_w - t_o}{T_1} - \frac{\sin 2(\omega_1 t_w - \varphi) - \sin 2(\omega_1 t_o - \varphi)}{2\pi} - \frac{4}{\pi}\frac{\omega_1 \tau}{1 + (\omega_1 \tau)^2}\cdot\right. \end{cases}
$$

$$\left.\begin{array}{l} \cdot \sin(\omega_1 t_o-\varphi)\left[\sin(\omega_1 t_o-\varphi)+\omega_1\tau\cos(\omega_1 t_o-\varphi)-(\sin(\omega_1 t_w-\varphi)\ +\right. \\ \left.+\ \omega_1\tau\cos(\omega_1 t_w-\varphi)e^{-\frac{t_w-t_o}{\tau}}\right] + \dfrac{2\tau\sin^2(\omega_1 t_o-\varphi)}{T_1}\left(1-e^{-\frac{2(t_w-t_o)}{\tau}}\right)\Big\} \\ \cdot \cos\varphi \qquad \text{dla układu obciążenia (RL) w stanie ustalonym} \end{array}\right.$$

gdzie $t_o \in \left[t_{ogr}, \frac{T_1}{2}\right]$. (23)

2° sterowanie impulsowe całookresowe

$$P_2 = \begin{cases} \dfrac{U_{max}I_{max}}{2}\,\delta & \text{dla układu obciążenia (R)} \\ \dfrac{U_{max}I_{max}}{2}\,\delta\cos\varphi & \text{dla układu obciążenia (RL) w stanie ustalonym} \end{cases}$$

gdzie $\delta \in \left\{0, \frac{1}{k}, \ldots, \frac{k-1}{k}, 1\right\}$. (24)

3° sterowanie impulsowe symetryczne

$$P_2 = \begin{cases} \dfrac{U_{max}I_{max}}{2}\left[4\dfrac{t_o}{T_1} - \dfrac{\sin(2\omega_1 t_o)}{\pi}\right] & \text{dla układu obciążenia (R)} \\ \dfrac{U_{max}I_{max}}{2}\left\{4\dfrac{t_o}{T_1} + \dfrac{\sin(2\omega_1 t_o)}{\pi}\cos\varphi + A(t_o,\tau)\left[\left(1-e^{-\frac{2t_o}{\tau}}\right)\cos(\omega_1 t_o) + \right.\right. \\ \left.\left. +\ \omega_1\tau\left(1+e^{-\frac{2t_o}{\tau}}\right)\sin(\omega_1 t_o)\right]\right\} & \text{dla układu obciążenia (RL) w stanie ustalonym} \end{cases}$$

$$\text{przy czym} \quad A(t_o,\tau) = 4\frac{\tau}{T_1}\cdot\frac{\dfrac{i_2(\frac{T_1}{4}-t_o)}{I_{max}} - \cos(\omega_1 t_o+\varphi)}{1+(\omega_1\tau)^2} \tag{25}$$

gdzie $t_o \in \left[0, \frac{T_1}{4}\right]$.

4^{o} sterowanie impulsowe z dowolną pulsacją impulsowania

$$P_2 = \begin{cases} \dfrac{U_{max}I_{max}}{2}\left[\delta - \dfrac{\sin(2\pi \frac{T_1}{T_1}\delta)}{2\pi\frac{T}{T_1}} \sum_{l=0}^{\frac{T}{T_1}-1} \cos 2(\pi \frac{T_1}{T_1}(2l+\delta))\right] & \text{dla układu obciążenia (R)} \\ \dfrac{U_{max}I_{max}}{2}\Bigg\{\delta\cos\varphi - \dfrac{\sin(2\pi\frac{T_1}{T_1}\delta)}{2\pi\frac{T}{T_1}} \sum_{l=0}^{\frac{T}{T_1}-1} \cos(2\pi\frac{T_1}{T_1}(2l+\delta)-\varphi) - \dfrac{2\tau e^{-\frac{\delta T_1}{\tau}}}{T(1+\omega_1^2\tau^2)} \cdot \\ \sum_{l=0}^{\frac{T}{T_1}-1} M_l(\delta,T_1,\tau)\left[\sin(2\pi\frac{T_1}{T_1}(l+\delta))+\omega_1\tau\cos(2\pi\frac{T_1}{T_1}(l+\delta))\right] + \\ + \dfrac{2\tau}{T(1+\omega_1^2\tau^2)} \sum_{l=0}^{\frac{T}{T_1}-1} M_l(\delta,T_1,\tau) \cdot \\ \cdot \left[\sin(2\pi\frac{T_1}{T_1}l)+\omega_1\tau\cos(2\pi\frac{T_1}{T_1}l)\right]\Bigg\} & \text{dla układu obciążenia (RL) w stanie ustalonym} \end{cases}$$

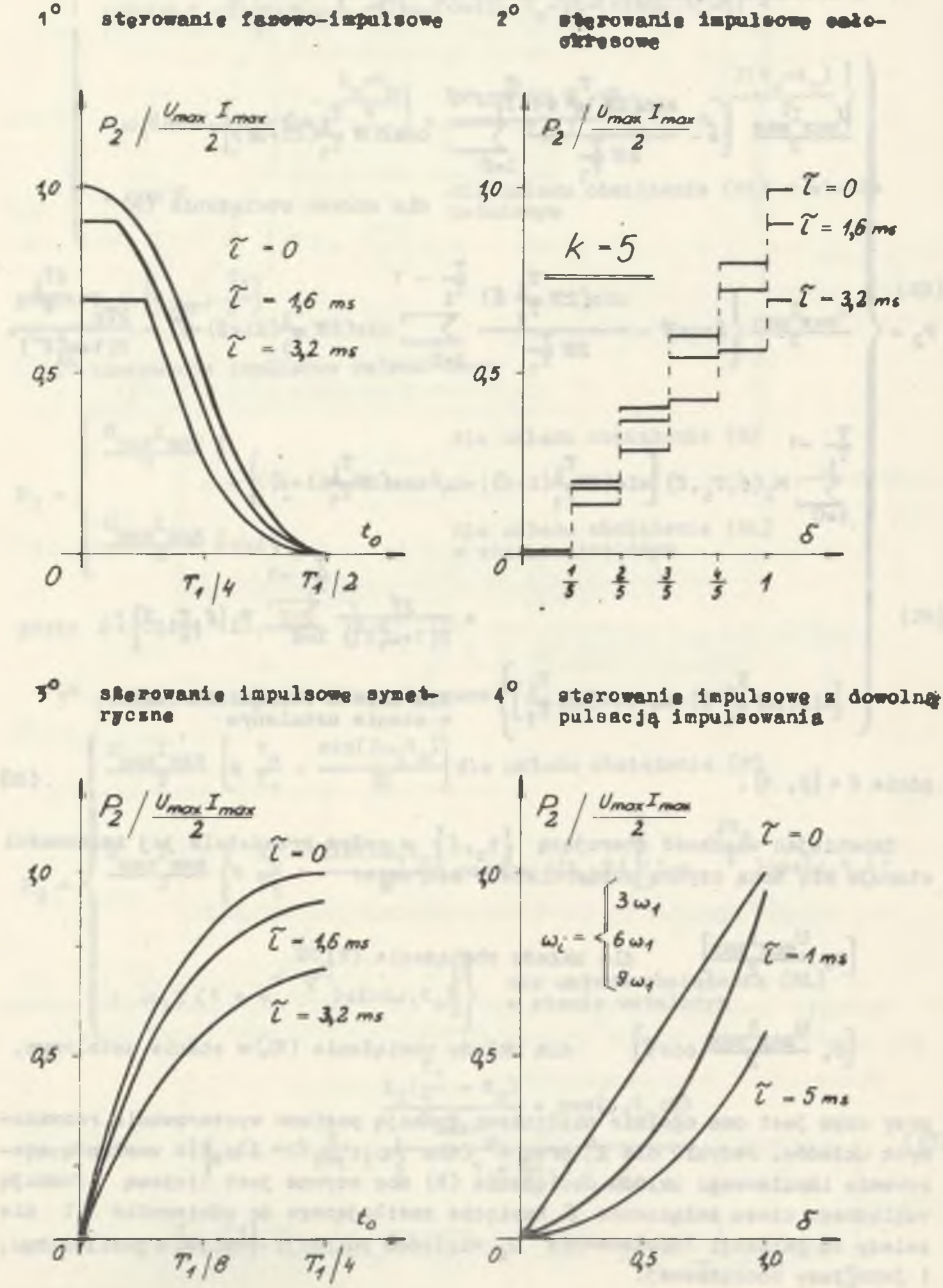
gdzie $\delta \in [0,\ 1]$. (26)

Zmieniając wielkość sterującą $\{t_o, \delta\}$ w całym przedziale jej zmienności steruje się mocą czynną odbiorników w zakresie:

$\left[0,\ \dfrac{U_{max}I_{max}}{2}\right]$ dla układu obciążenia (R)

$\left[0,\ \dfrac{U_{max}I_{max}}{2}\cos\varphi\right]$ dla układu obciążenia (RL) w stanie ustalonym,

przy czym jest ona ogólnie nieliniową funkcją poziomu wysterowania rozważanych układów. Jedynie dla 2^{o} oraz 4^{o} (dla $\{\omega_1 : \omega_1 > 2\omega_1\}$) wariantu sterowania impulsowego układu obciążenia (R) moc czynna jest liniową funkcją względnego czasu załączenia δ napięcia zasilającego do odbiornika i nie zależy od pulsacji impulsowania ω_1 względem pulsacji napięcia zasilania ω_1 i jego fazy początkowej.



Rys. 3. Przebiegi mocy czynnej układów: (R) i (RL) dla różnych wariantów sterowania impulsowego

Wraz ze zmniejszaniem poziomu wysterowania $\{t_o, \delta\}$ maleje udział mocy czynnej dla podstawowych harmonicznych napięć i prądów, związany z wzrastającym odkształceniem przebiegów napięć i prądów wyjściowych sterowanych obiektów. Udział ten wzrasta wraz ze wzrostem indukcyjności obwodu obciążenia. Dla 4^o wariantu impulsowego sterowania udział mocy czynnej dla podstawowych harmonicznych napięć i prądów wzrasta ponadto ze wzrostem pulsacji impulsowania ω_i względem pulsacji napięcia zasilającego ω_1, uzyskując wyższe wartości w porównaniu z innymi wariantami impulsowego sterowania układów prądu zmiennego.

Wartości mocy biernej Q_1($Q_1 \stackrel{df}{=} \frac{1}{T}\int_0^T \left[u_1 \cdot H(i_1)\right](t)\,dt$, gdzie $H(i)$ oznacza transformatę Hilberta funkcji prądu) w punkcie zasilania układów: (R) i (RL) dla rozważanych wariantów sterowania określają relacje (rys. 4):

$$Q_1 = \begin{cases} \dfrac{U_{max} I_{max}}{2} \cdot \dfrac{\sin^2(\omega_1 t_o)}{\pi} & \text{dla układu obciążenia (R)} \\[2ex] \dfrac{U_{max} I_{max}}{2} \Bigg\{ 2\,\dfrac{t_w - t_o}{T_1} \sin\varphi + \dfrac{\cos(2\omega_1 t_w - \varphi) - \cos(2\omega_1 t_o - \varphi)}{2\pi} + \dfrac{\omega_1 \tau}{\pi(1+\omega_1^2 \tau^2)} \\ \quad \cdot \Big[\sin(2\omega_1 t_o - \varphi) - \sin\varphi + \omega_1\tau(\cos(2\omega_1 t_o - \varphi) - \cos\varphi) + \\ \quad + \Big[\sin(\omega_1(t_w - t_o) + \varphi) - \sin(\omega_1(t_w + t_o) - \varphi) + \omega_1\tau(\cos(\omega_1(t_w - t_o) + \varphi) - \\ \quad - \cos(\omega_1(t_w + t_o) - \varphi)\Big]\, e^{-\frac{t_w - t_o}{\tau}}\Big]\Bigg\} & \text{dla układu obciążenia (RL) w stanie ustalonym} \end{cases}$$

gdzie: $t_o \in \left[t_{ogr}, \frac{T_1}{2}\right]$. (27)

2^o sterowanie impulsowe całookresowe

$$Q_1 = \begin{cases} 0 & \text{dla układu obciążenia (R)} \\[2ex] \dfrac{U_{max} I_{max}}{2}\, \delta \cos\varphi & \text{dla układu obciążenia (RL) w stanie ustalonym} \end{cases}$$

gdzie: $\delta \in \left\{0, \frac{1}{K}, \ldots, \frac{K-1}{K}, 1\right\}$ (28)

- Dla kąta załączania tyrystora α_z = 180° prąd obciążenia w stanie ustalonym jest prądem biegu jałowego regulatora i jest określony równaniem:

$$i(t) = I_{m2} \sin(\omega t - \varphi_2)$$

gdzie:

$$I_{m2} = \frac{U_m}{\sqrt{(R_o + R_r)^2 + \omega^2(L_o + L_r + L_1)^2}},$$

$$\varphi_2 = \operatorname{arctg} \frac{\omega(L_o + L_r + L_1)}{R_o + R_r}.$$

- Użyteczna wartość kąta α_z wyzwalania tyrystora przy obciążeniu rezystancyjnym zawiera się w przedziale od zera do 180°. Wraz ze wzrostem indukcyjności obciążenia przedział ten zmniejsza się.
- Kąt α_{z1} wejścia rdzenia w nasycenie jest większy od kąta $\alpha_{z_o} + \pi$. Z przeprowadzonych obliczeń wynika, że różnica ta nie przekracza 13° i zależy głównie od wielkości α_z i rodzaju obciążenia.
- Wielkość indukcyjności głównej transformatora ma wpływ głównie na wartość prądu biegu jałowego regulatora. Jej zmniejszenie powoduje wzrost prądu biegu jałowego, poza tym zmniejszenie kąta α_{w1}, zwiększenie wartości kąta α_{z1}.
- Impedancja wzdłużna regulatora ma niewielki wpływ na kształt obliczanych przebiegów prądu, dlatego też w niektórych przypadkach można ją pominąć, co znacznie upraszcza obliczenia. Praca regulatora tyrystorowo-magnetycznego o małym prądzie biegu jałowego i małej impedancji wzdłużnej jest zbliżona do pracy tyrystorowego regulatora napięcia przemiennego.

LITERATURA

[1] Kuczewski Z., Rodacki T.: Układ tyrystorowo-magnetycznego sterowania napięcia. Patent PRL 78019.

[2] Rodacki T., Duda A.: Tyrystorowo-magnetyczny regulator napięcia. Zeszyty Naukowe Politechniki Śl. Elektryka z. 75, 1981 r.

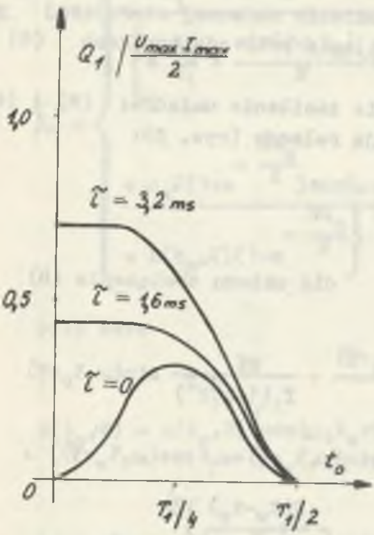
[3] Rodacki T.: Tyrystorowo-magnetyczne regulatory napięcia i ich zastosowanie. Gliwice, marzec 1983 r. (opracowanie niepublikowane).

[4] Rozenblat M.A.: Magnitnyje elementy awtomatiki i wyczislitelnoj techniki. Nauka, Moskwa 1974 r.

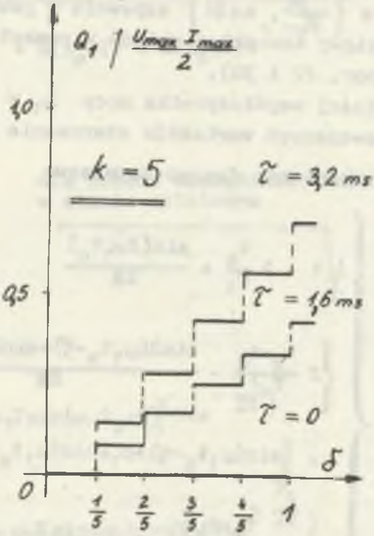
Rencenzent: doc. dr inż. Józef Dancewicz

Wpłynęło do redakcji dn. 15 kwietnia 1984 r.

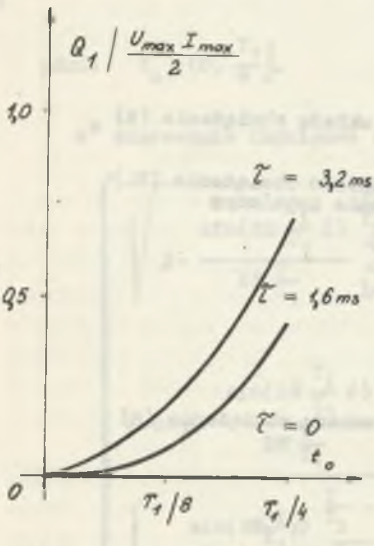
1° **sterowanie fazowo-impulsowe**



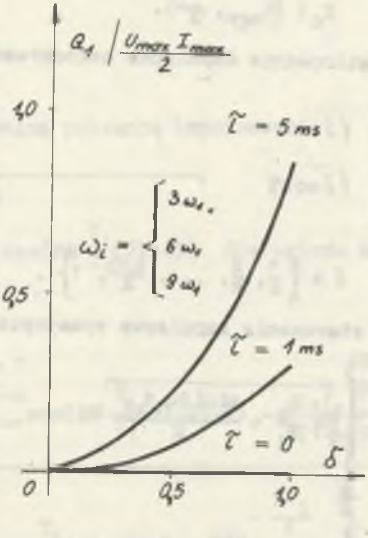
2° **sterowanie impulsowe całookresowe**



3° **sterowanie impulsowe symetryczne**



4° **sterowanie impulsowe z dowolną pulsacją impulsowania**



Rys. 4. Przebiegi mocy biernej w pukcie zasilania układów: (R) i (RL) dla różnych wariantów sterowania impulsowego

Dla wariantów sterowania: 2^o, 3^o i 4^o (dla $\omega_1 \notin \left\{\frac{2\omega_1}{n},\ n \in N\right\}$, względny udział mocy biernej w punkcie zasilania jest stały niezależnie od poziomu wysterowania układów (por. 20-22). Ponadto 4^o sposób impulsowego sterowania dla $\omega_1 \in \left\{\frac{2\omega_1}{n},\ n \in N\right\}$ zapewnia w pewnym zakresie zmiennej sterującej pojemnościowy charakter układu w punkcie zasilania przy odbiornikach (R) i (RL) (por. 22 i 30).

Wartości współczynnika mocy λ_1 w punkcie zasilania układów: (R) i (RL) dla rozważanych wariantów sterowania opisują relacje (rys. 5):

1^o sterowanie fazowo-impulsowe

$$\lambda_1 = \begin{cases} \sqrt{1 - 2\frac{t_o}{T_1} + \frac{\sin(2\omega_1 t_o)}{2\pi}} & \text{dla układu obciążenia (R)} \\ \Bigg\{2\frac{t_w - t_o}{T_1} - \frac{\sin 2(\omega_1 t_w - \varphi) - \sin 2(\omega_1 t_o - \varphi)}{2\pi} - \frac{8\tau}{T_1(1+\omega_1^2\tau^2)}\sin(\omega_1 t_o - \varphi) \\ \cdot \Big[\sin(\omega_1 t_o - \varphi) + \omega_1\tau\cos(\omega_1 t_o - \varphi) - (\sin(\omega_1 t_w - \varphi) + \omega_1\tau\cos(\omega_1 t_w - \varphi)) \cdot \\ \cdot e^{-\frac{t_w - t_o}{\tau}}\Big] + 2\frac{\tau}{T_1}\sin^2(\omega_1 t_o - \varphi)\Big(1 - e^{-\frac{2(t_w - t_o)}{\tau}}\Big)\Bigg\}^{\frac{1}{2}}\cos\varphi & \begin{array}{l}\text{dla układu obciążenia (RL)} \\ \text{w stanie ustalonym}\end{array} \end{cases}$$

$$\text{gdzie:} \quad t_o \in \left[t_{ogr}, \frac{T_1}{2}\right). \tag{31}$$

2^o sterowanie impulsowe całookresowe

$$\lambda_1 = \begin{cases} \sqrt{\delta} & \text{dla układu obciążenia (R)} \\ \sqrt{\delta}\cos\varphi & \begin{array}{l}\text{dla układu obciążenia (RL)} \\ \text{w stanie ustalonym}\end{array} \end{cases}$$

$$\text{gdzie:} \quad \delta \in \left\{\frac{1}{k}, \frac{2}{k}, \ldots, \frac{k-1}{k}, 1\right\}. \tag{32}$$

3^o sterowanie impulsowe symetryczne

$$\lambda_1 = \begin{cases} \sqrt{4\frac{t_o}{T_1} + \frac{\sin(2\omega_1 t_o)}{\pi}} & \text{dla układu obciążenia (R)} \end{cases}$$

$$\lambda_1 = \begin{cases} \dfrac{\left(4\dfrac{t_o}{T_1} + \dfrac{\sin(2\omega_1 t_o)}{\pi}\right)\cos\varphi + A(t_o,\tau)\left[\left(1-e^{-\frac{2t_o}{\tau}}\right)\cos(\omega_1 t_o) + \right.}{\left\{4\dfrac{t_o}{T_1} + \dfrac{\sin(2\omega_1 t_o)}{\pi}\cos(2\varphi) + B(t_o,\tau) + C(t_o,\tau)e^{-\frac{2t_o}{\tau}} + \right.} \cdots \\ \cdots \dfrac{\left. + \omega_1\tau\left(1+e^{-\frac{2t_o}{\tau}}\right)\sin(\omega_1 t_o)\right]}{\left. + D(t_o,\tau)\left(1-e^{-\frac{4t_o}{\tau}}\right)\right\}^{1/2}} \quad \text{dla układu obciążenia (RL) w stanie ustalonym} \end{cases}$$

przy czym (33)

$$B(t_o,\tau) = A(t_o,\tau)\left[\cos(\omega_1 t_o+\varphi) + \omega_1\tau\sin(\omega_1 t_o+\varphi)\right]\left(1-e^{-\frac{T_1}{2\tau}}\right)$$

$$C(t_o,\tau) = -A(t_o,\tau)\left[\cos(\omega_1 t_o-\varphi) - \omega_1\tau\sin(\omega_1 t_o-\varphi)\right]\left(1-e^{-\frac{T_1}{2\tau}}\right)$$

$$D(t_o,\tau) = A^2(t_o,\tau)\,\frac{T_1}{\tau}\left(\frac{1+\omega_1^2\tau^2}{4}\right)^2\left(1-e^{-\frac{T_1}{\tau}}\right)$$

gdzie $t_o \in \left(0, \frac{T_1}{4}\right]$.

4^o sterowanie impulsowe z dowolną pulsacją impulsowania

$$\lambda_1 = \begin{cases} \sqrt{\delta - \dfrac{\sin\left(2\pi\frac{T_i}{T_1}\delta\right)}{2\pi\frac{T}{T_1}}\displaystyle\sum_{l=0}^{\frac{T}{T_i}-1}\cos\left(2\pi\frac{T_i}{T_1}(2l+\delta)\right)} \quad \text{dla układu obciążenia (R)} \\ \dfrac{\delta\cos\varphi - \dfrac{\sin\left(2\pi\frac{T_i}{T_1}\delta\right)}{2\pi\frac{T}{T_1}}\displaystyle\sum_{l=0}^{\frac{T}{T_i}-1}\cos\left(2\pi\frac{T_i}{T_1}(2l+\delta)-\varphi\right) - \dfrac{2\tau e^{-\frac{\delta T_i}{\tau}}}{T(1+\omega_1^2\tau^2)}\displaystyle\sum_{l=0}^{\frac{T}{T_i}-1}M_l}{\left\{\delta - \dfrac{\sin\left(2\pi\frac{T_i}{T_1}\delta\right)}{2\pi\frac{T}{T_1}}\displaystyle\sum_{l=0}^{\frac{T}{T_i}-1}\cos 2\pi\frac{T_i}{T_1}(2l+\delta)-\varphi) - \dfrac{4\tau e^{-\frac{\delta T_i}{\tau}}}{T(1+\omega_1^2\tau^2)}\displaystyle\sum_{l=0}^{\frac{T}{T_i}-1}M_l(\delta,T_i,\tau)\right.} \\ \vdots \end{cases}$$

$$\frac{(\delta,\ T_i,\tau)\left[\sin(2\pi\frac{T_i}{T_1}(l+\delta))+\omega_1\tau\cos(2\pi\frac{T_i}{T_1}(l+\delta))\right]+\frac{2\tau}{T(1+\omega_1^2\tau^2)}}{\left[\sin(2\pi\frac{T_i}{T_1}(l+\delta)-\varphi)+\omega_1\tau\cos(2\pi\frac{T_i}{T_1}(l+\delta)-\varphi)\right]+\frac{4\tau}{T(1+\omega_1^2\tau^2)}\sum\limits_{l=0}^{\frac{T}{T_i}-1}M_l}$$

$$\left.\frac{\sum\limits_{l=0}^{\frac{T}{T_i}-1}M_l(\delta,T_i,\tau)\left[\sin(2\pi\frac{T_i}{T_1}l)+\omega_1\tau\cos(2\pi\frac{T_i}{T_1}l)\right]}{(\delta,T_i,\tau)\left[\sin(2\pi\frac{T_i}{T_1}l-\varphi)+\omega_1\tau\cos(2\pi\frac{T_i}{T_1}l-\varphi)\right]+\frac{\tau}{T}(1-e^{-\frac{2\delta T_i}{\tau}})\sum\limits_{l=0}^{\frac{T}{T_i}-1}M_l^2(\delta,T_i\tau)}\right\}^{\frac{1}{2}}$$

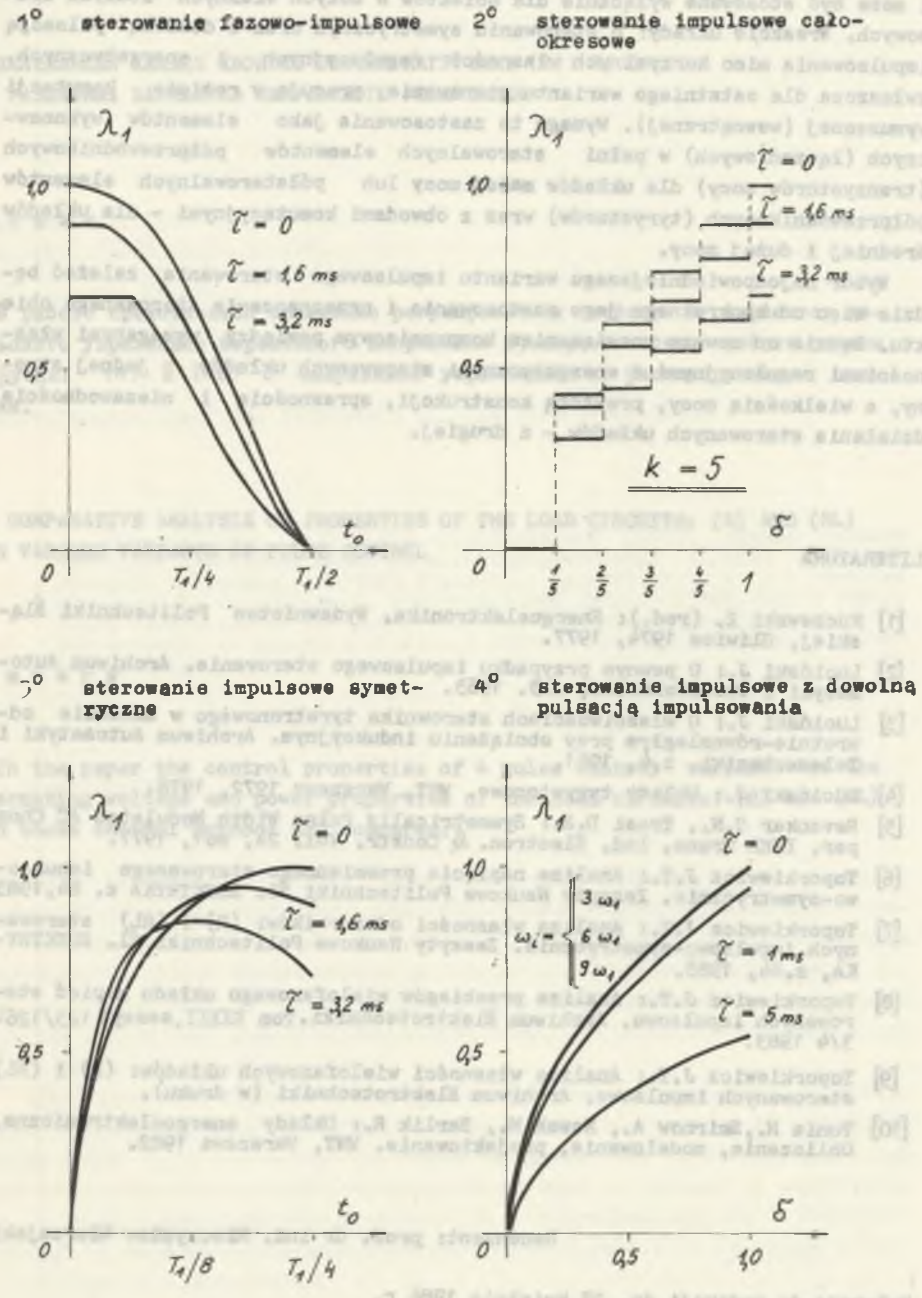
gdzie $\delta\in(0,\ 1]$. (34)

Z porównania przebiegów współczynnika mocy w punkcie zasilania układów: (R) i (RL) dla ustalonych wartości amplitudy podstawowej harmonicznej napięcia wyjściowego wynika, że najniższe wartości osiąga on dla sterowania fazowo-impulsowego (wariant 1^o). Dla wariantów sterowania: 2^o, 3^o oraz 4^o (dla $\omega_i \notin \left\{\frac{2\omega_1}{n},\ n\in\mathbb{N}\right\}$) współczynnik mocy w punkcie zasilania układów osiąga podobne wartości.

5. ZAKOŃCZENIE

Z przeprowadzonej w pracy analizy porównawczej własności regulacyjnych i energetycznych układów: (R) i (RL) prądu przemiennego dla 4 wariantów sterowania: 1^o - sterowania fazowo-impulsowego, 2^o - sterowania impulsowego całookresowego, 3^o - sterowania impulsowego symetrycznego oraz 4^o - sterowania impulsowego z dowolną pulsacją impulsowania względem pulsacji napięcia zasilania wynika, iż stosunkowo najmniej korzystnym (w sensie powyższych własności) jest sterowanie fazowo-impulsowe (wariant 1^o sterowania), najkorzystniejszym zaś - 4^o wariant sterowania przy właściwie dobranej pulsacji impulsowania ω_i względem pulsacji napięcia zasilającego ω_1 [8, 9].

Z drugiej strony - układy ze sterowaniem fazowym pracują w reżimie komutacji naturalnej (sieciowej), stąd ich prostota konstrukcji, wysoka sprawność (powyżej 95%) i niezawodność działania. Sterowanie całookresowe posiada stosunkowo korzystne własności energetyczne, wymaga jednak bardzo dokładnej synchronizacji względem prądu obciążenia, jest sterowaniem stopniowym



Rys. 5. Przebiegi współczynnika mocy w punkcie zasilania układów: (R) i (RL) dla różnych wariantów sterowania impulsowego

i może być stosowane wyłącznie dla obiektów o dużych własnych stałych czasowych. Wreszcie układy: o sterowaniu symetrycznym oraz z dowolną pulsacją impulsowania mimo korzystnych własności regulacyjnych i energetycznych, zwłaszcza dla ostatniego wariantu sterowania, pracują w reżimie komutacji wymuszonej (wewnętrznej). Wymaga to zastosowania jako elementów wykonawczych (łączeniowych) w pełni sterowalnych elementów półprzewodnikowych (tranzystorów mocy) dla układów małej mocy lub półsterowalnych elementów półprzewodnikowych (tyrystorów) wraz z obwodami komutacyjnymi - dla układów średniej i dużej mocy.

Wybór najodpowiedniejszego wariantu impulsowego sterowania zależeć będzie więc od konkretnego jego zastosowania i przeznaczenia sterowanego obiektu. Będzie on zawsze rozwiązaniem kompromisowym pomiędzy wymaganymi własnościami regulacyjnymi i energetycznymi sterowanych układów z jednej strony, a wielkością mocy, prostotą konstrukcji, sprawnością i niezawodnością działania sterowanych układów - z drugiej.

LITERATURA

[1] Kuczewski Z. (red.): Energoelektronika. Wydawnictwa Politechniki Śląskiej, Gliwice 1974, 1977.

[2] Luciński J.: O pewnym przypadku impulsowego sterowania. Archiwum Automatyki i Telemechaniki, z.3. 1963.

[3] Luciński J.: O właściwościach sterownika tyratronowego w układzie odwrotnie-równoległym przy obciążeniu indukcyjnym. Archiwum Automatyki i Telemechaniki, z.4, 1961.

[4] Luciński J.: Układy tyrystorowe. WNT, Warszawa 1972, 1978.

[5] Revankar G.N., Trasi D.S.: Symmetrically Pulse Width Modulated AC Chopper. IEEE Trans. Ind. Electron. & Constr. Vol. 24, No1, 1977.

[6] Toporkiewicz J.T.: Analiza napięcia przemiennego sterowanego impulsowo-symetrycznie. Zeszyty Naukowe Politechniki Sl. ELEKTRYKA z. 84,1983.

[7] Toporkiewicz J.T.: Analiza własności odbiorników: (R) i (RL) sterowanych impulsowo-symetrycznie. Zeszyty Naukowe Politechniki Sl. ELEKTRYKA, z.84, 1983.

[8] Toporkiewicz J.T.: Analiza przebiegów wielofazowego układu napięć sterowanych impulsowo. Archiwum Elektrotechniki. Tom XXXII, zeszyt 125/126-3/4 1983.

[9] Toporkiewicz J.T.: Analiza własności wielofazowych układów: (R) i (RL) sterowanych impulsowo. Archiwum Elektrotechniki (w druku).

[10] Tunia H., Smirnow A., Nowak M., Barlik R.: Układy energoelektroniczne. Obliczanie, modelowanie, projektowanie. WNT, Warszawa 1982.

Recenzent: prof. dr inż. Mieczysław Wierzejski

Wpłynęło do redakcji dn. 25 kwietnia 1984 r.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СВОЙСТВ СИСТЕМ НАГРУЗКИ: (R) И (RL)
ДЛЯ РАЗЛИЧНЫХ ВАРИАНТОВ ИМПУЛЬСНОГО УПРАВЛЕНИЯ

Р е з ю м е

В работе представлено сравнение регулировочных свойств 4 вариантов импульсного управления переменного напряжения и энергетических свойств систем нагрузки: (R) и (RL) с импульсным управлением по рассматриваемым методам.

THE COMPARATIVE ANALYSIS OF PROPERTIES OF THE LOAD CIRCUITS: (R) AND (RL)
WITH VARIOUS VARIANTS OF PULSE CONTROL

S u m m a r y

In the paper the control properties of 4 pulse control variants of the alternating voltage and power properties of the load circuits: (R) and (RL) with these control methods are compared.