

WYDZIAŁ ELEKTROTECHNIKI, INFORMATYKI I TELEKOMUNIKACJI
UNIWERSYTETU ZIELONOGÓRSKIEGO

**ANALIZA WPLYWU ALGORYTMÓW STEROWANIA
NA WYBRANE WŁAŚCIWOŚCI IMPULSOWYCH
STEROWNIKÓW PRĄDU PRZEMIENNEGO**

ROZPRAWA DOKTORSKA

Opracował:

mgr inż. Radosław Kasperek

Promotor:

prof. dr hab. inż. Igor Korotyeyev

Zielona Góra 2004

SPIS TREŚCI

Wykaz oznaczeń, symboli i skrótów	3
WSTĘP	6
1. PRZEDMIOT, CEL, TEZA i ZAKRES PRACY	8
2. WŁAŚCIWOŚCI STEROWNIKÓW PRĄDU PRZEMIENNEGO	9
2.1. Charakterystyka ogólna sterowników prądu przemiennego	10
2.2. Analiza właściwości modeli idealnych	10
2.3. Podsumowanie	20
3. WPLYW CZASU MARTWEGO NA WŁAŚCIWOŚCI ISPP	21
3.1. ISPP o topologii <i>Ćuk</i> z algorytmem sterowania bez czasu martwego	26
3.2. ISPP o topologii <i>Zeta</i> z algorytmem sterowania bez czasu martwego	33
3.3. Układ ISPP z $2m$ łącznikami typu tranzystor-dioda	36
Wnioski	40
4. SYMETRYZACJA UKŁADÓW Z IMPULSOWYMI SPP	41
4.1. Metoda amplitudowa	45
4.1.1. Sterowanie ISPP przy niesymetrii napięć linii zasilającej	47
4.1.2. Sterowanie ISPP przy niesymetrii obciążenia	50
4.2. Pełna symetryzacja	52
4.2.1. Metoda składowych symetrycznych	52
4.2.2. Metoda obserwacji mocy chwilowej	58
4.2.2.a) Model matematyczny ISPP.	61
4.2.2.b) Stabilność układu	69
4.3. Prądy źródła	70
4.3.1. Prądy źródła przy niesymetrii napięć	71
4.3.2. Prądy źródła przy niesymetrii obciążenia	72
Wnioski	74
5. NIEKORZYSTNE ODDZIAŁYWANIE ISPP NA LINIĘ ZASILAJĄCĄ	75
5.1. Modulacja deterministyczna PWM	77
5.2. Modulacje pseudolosowe szerokości impulsów	81
Wnioski	88
6. BADANIA MODELU LABORATORYJNEGO	89
6.1. Stanowisko, aparatura, metodyka badań	89
6.2. Wpływ rodzaju modulacji na współczynnik deformacji prądu wejściowego	91
6.2.1. Przebiegi czasowe i analiza widmowa	91
6.2.2. Współczynnik deformacji prądu	92
6.3. Statyczne charakterystyki przekształcania modelu laboratoryjnego ISPP	96
6.3.1. Wartość skuteczna prądu sieci	97
6.3.2. Moc czynna i pozorna na zaciskach źródła	97
6.3.3. Wartość skuteczna napięcia i prądu odbiornika	98
6.3.4. Współczynniki jakości przekształcania	99
Wnioski	101
WNIOSKI	102
Literatura	103
Załącznik 5_1	109
Załącznik 6_1	111

Wykaz oznaczeń, symboli i skrótów

Symbole:

a	- operator obrotu
$\cos\varphi_I$	- współczynnik przesunięcia harmonicznej podstawowej
C	- pojemność
D	- współczynnik transformacji napięcia w stanie ustalonym
E	- siła elektromotoryczna
f	- częstotliwość napięcia przemiennego źródła
f_s	- częstotliwość komutacyjna
h_D	- współczynnik deformacji
\underline{H}	- transmitancja, macierz parametrów hybrydowych
i	- wartość chwilowa prądu
I	- wartość skuteczna prądu przemiennego
I_L	- wartość skuteczna prądu obciążenia
I_{max}	- wartość maksymalna, amplituda prądu przemiennego
K	- współczynnik sprzężenia magnetycznego
L	- indukcyjność
L_F, L_L, L_S	- indukcyjność filtru, odbiornika, źródła
M	- indukcyjność wzajemna
n	- liczba naturalna, numer harmonicznej
N	- zbiór liczb naturalnych
p	- moc chwilowa
P	- moc czynna
q	- moc chwilowa
R	- rezystancja
R_L, R_S	- rezystancja obciążenia, źródła
$s(t)$	- funkcja stanu łącznika
S	- moc pozorna
S_L, S_S	- moc pozorna obciążenia, źródła
t	- czas
t_d	- czas opóźnienia
t_{on}, t_{off}	- czas włączenia, wyłączenia łącznika
T	- okres napięcia przemiennego źródła
T_S	- okres komutacji

u	- wartość chwilowa napięcia zmiennego
u_S, u_C, u_L	- wartość chwilowa napięcia źródła, kondensatora, obciążenia
U	- napięcie stałe, wartość skuteczna napięcia przemiennego
\underline{U}	- napięcie przemiennego w postaci zespolonej
U_{max}	- wartość maksymalna (amplituda) napięcia przemiennego
U_I, U_{II}	- wartość skuteczna składowej kolejności zgodnej, przeciwnej faz
x	- zmienna stanu
X	- reaktancja
X_C, X_L	- reaktancja pojemnościowa, indukcyjna
Z	- impedancja, moduł impedancji
Z_L, Z_S	- impedancja odbiornika, źródła
α, β	- koordynaty w układzie współrzędnych ortogonalnym 0- α - β
δ	- współczynnik wypełnienia impulsu
λ	- współczynnik mocy
τ	- zmienna, stała czasowa
φ	- faza początkowa przebiegu sinusoidalnie zmiennego
ω	- pulsacja napięcia zasilania
ω_S	- pulsacja przełączania
ξ	- współczynnik tłumienia
ψ	- funkcja korelacyjna

Oznaczenia:

A, B, C	- fazy systemu trójfazowego
D	- dioda
F	- filtr
L ₁ , L ₂ , L ₃	- oznaczenia przewodów sieci trójfazowej
N	- zacisk neutralny
N _L , N _S	- zacisk neutralny odbiornika, źródła
S	- łącznik sterowany idealny
T	- tranzystor
TR	- transformator

Skróty:

AC	- (ang. <i>Alternating Current</i>) prąd przemienny
APWM	- (ang. <i>Asynchronous Pulse Width Modulation</i>) asynchroniczna modulacja szerokości impulsu
DC	- (ang. <i>Direct Current</i>) prąd stały
FACTS	- (ang. <i>Flexible AC Transmissions System</i>) system elastycznego przesyłu mocy prądu przemiennego
GTO	- (ang. <i>Gate Turn – Off</i>) wyłącznik prądem bramki, tyrystor wyłączalny prądem bramki
IGBT	- (ang. <i>Isolated Gate Bipolar Transistor</i>) tranzystor bipolarny z izolowaną bramką
MOSFET	- (ang. <i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>) tranzystor polowy
PWM	- (ang. <i>Pulse Width Modulation</i>) modulacja szerokości impulsu
RPPM	- (ang. <i>Random Pulse Position Modulation</i>) losowa modulacja położenia impulsu
RPWM	- (ang. <i>Random Pulse Width Modulation</i>) losowa modulacja szerokości impulsu
SAPWM	- (ang. <i>Simplified Asynchronous Pulse Width Modulation</i>) uproszczona asynchroniczna modulacja szerokości impulsu
SCR	- (ang. <i>Silicon Controlled Rectifier</i>) prostownik sterowany
ST	- sterownik tyrystorowy
STATCOM	- (ang. <i>STATic synchronous Compensator</i>) statyczny kompensator synchroniczny
SVC	- (ang. <i>Static VAr Compensator</i>) statyczny kompensator mocy biernej

WSTĘP

Bezpośrednie transformowanie napięć przemiennych, polegające na zmianie wartości skutecznej harmonicznnej podstawowej napięcia, a co za tym idzie prądu i mocy dostarczanej do odbiornika, w praktyce realizowane jest przez transformatory konwencjonalne (o stałej albo regulowanej przekładni) oraz przez układy energoelektroniczne. Ta druga grupa układów, będąca przedmiotem niniejszej pracy, występuje w literaturze pod nazwą sterowniki prądu przemiennego - SPP, lub rzadziej czopery albo kondycjonery prądu przemiennego, transformatory energoelektroniczne. Obszar ich zastosowań to m. in. regulacja natężenia oświetlenia, elektrotermia, napęd elektryczny (zwłaszcza układy *soft start*), układy FACTS, szeregowe lub równoległe kompensatory mocy biernej oraz stabilizatory i symetryzatory napięć przemiennych. Powszechnie stosowane od lat sześćdziesiątych sterowniki z komutacją sieciową [22, 53, 79, 80] charakteryzuje wiele wad, głównie obciążenie sieci mocą bierną a także mocą odkształcenia, pochodzącą od wyższych harmonicznnych prądu źródła Ze względu na występowanie silnej zależności między współczynnikiem zawartości wyższych harmonicznnych w prądzie źródła a sygnałem sterującym, sumowanie się prądów fazowych w przewodzie neutralnym, a także generację harmonicznnych o częstotliwościach mniejszych od częstotliwości sieci zasilającej, konieczne jest stosowanie układów kompensatorów lub filtrów w celu poprawy jakości przekształcania. Inną, intensywnie rozwijającą się dziedziną, służącą poprawie współpracy z siecią zasilającą urządzeń o nieliniowych charakterystykach prądowo-napięciowych jest stosowanie układów energoelektronicznnych filtrów aktywnych. Urządzenia takie są jednak kosztowne, zwłaszcza jeśli mają za zadanie wytłumienie podharmonicznnych i harmonicznnych ułamkowych[53]. Zastąpienie tyrystorów konwencjonalnnych elementami w pełni sterowalnymi (GTO, IGBT, MOSFET) umożliwia konstruowanie sterowników impulsowych o zlinearyzowanej charakterystyce prądowo-napięciowej, pozbawionych powyższych wad. Wynika to z częstotliwości komutacyjnej wielokrotnie większej od częstotliwości źródła zasilania i zastosowania metod sterowania zwanych ogólnie modulacją szerokości impulsów [17, 24, 69, 70, 82, 87]. Znane są także układy ze sterowaniem przesunięciem fazowym impulsów o stałym współczynniku wypełnienia $\delta = 0,5$ impulsów sterujących tranzystory po stronie pierwotnej i wtórnej transformatora[29, 43, 44, 45]. Z punktu widzenia jakości przekształcania układy impulsowe transformacji napięć przemiennych charakteryzuje: liniowa zależność amplitudy harmonicznnych podstawowych napięcia i prądu odbiornika od sygnału sterującego, niezmienność kąta przesunięcia fazowego podstawowej harmonicznnej prądu odbiornika względem napięcia zasilania w funkcji wejściowego sygnału sterującego a także przesunięcie wyższych harmonicznnych prądów źródła i odbiornika w stronę

wyższych częstotliwości [15, 19, 22, 41, 71]. Umożliwia to stosowanie transformatorów separujących oraz filtrów o znacznie mniejszych gabarytach, poprawę właściwości dynamicznych układów z takimi sterownikami, a także poprawę ich kompatybilności elektromagnetycznej przez zastosowanie ekranowania i filtrów wielkich częstotliwości[28].

Jednym z kierunków rozwoju energoelektroniki jest poszukiwanie rozwiązań technicznych umożliwiających poprawę jakości energii dostarczanej przez sieć energetyczną przy jednoczesnej redukcji strat towarzyszących jej przesyłaniu. Dążenie do poprawy jakości przekształcania oznacza bardziej efektywne wykorzystywanie dostępnych nośników energetycznych – z jednej strony przez redukcję strat występujących w procesach wytwarzania, przesyłu i dystrybucji, z drugiej przez poprawny dobór rodzaju przekształtnika i sposobu jego sterowania u konkretnego odbiorcy energii. Postępowanie takie prowadzi do redukcji obciążenia urządzeń elektroenergetycznych nieaktywnymi składowymi takimi jak prądy bierne, wyższe harmoniczne, asymetria obciążenia itp. Trójfazowe sieci elektroenergetyczne mogą być traktowane jak symetryczne, trójfazowe źródło napięcia sinusoidalnego, którego impedancja wewnętrzna ma charakter indukcyjny. Obciążenia nieliniowe czy pobierające różne prądy w poszczególnych fazach powodują deformacje oraz niesymetrie napięć dostarczanych odbiorcom. Zaburzenia te mogą być również powodowane czynnościami łączeniowymi w sieciach energetycznych, zwarciami w innym węźle sieci, rozruchem maszyn elektrycznych lub załączaniem odbiorników o znacznej mocy. Kiedy parametry jakościowe energii nie odpowiadają wartościom normatywnym mamy do czynienia zarówno z nadmiernymi stratami mocy na rezystancjach sieci zasilającej, jak i nieprawidłową pracą odbiorników wrażliwych. Układy ISPP, jako przekształtniki bezpośrednie, tj. nie wyposażone w elementy gromadzące energię, nie umożliwiają aktywnej kompensacji składowych nieaktywnych prądu pobieranego ze źródła. Możliwe jest jednakże dynamiczne korygowanie współczynników transformacji poszczególnych faz ISPP tak, by napięcia (lub prądy) odbiornika cechowały lepsze parametry jakościowe.

W niniejszej pracy przedstawiono analizę właściwości impulsowych SPP ze szczególnym uwzględnieniem możliwości poprawy parametrów jakościowych przekształcania na drodze modyfikacji algorytmów sterowania pracą łączników. Przedstawione są m. in. opracowane przez autora algorytmy sterowania eliminujące czas martwy, równoważące system napięć odbiornika, oraz analiza celowości stosowania algorytmów niedeterministycznych[61, 72] w impulsowych sterownikach prądu przemiennego. Zaprezentowane są także wyniki badań modelu laboratoryjnego ISPP.

1. PRZEDMIOT, CEL, TEZA i ZAKRES PRACY

Dynamiczny rozwój elementów półprzewodnikowych w pełni sterowalnych umożliwia zastąpienie powszechnie stosowanych układów tyrystorowych impulsowymi sterownikami prądu przemiennego, które charakteryzują się wieloma korzystniejszymi właściwościami. Przedmiotem niniejszej rozprawy jest analiza i badania algorytmów sterowania impulsowych sterowników prądu przemiennego. Układy takie stosowane są do regulacji mocy dostarczanej do przemysłowych trójfazowych odbiorników prądu przemiennego. Stosowane obecnie kryteria jakości przekształcania energii elektrycznej obejmują szeroki zakres zagadnień. Głównie rozpatruje się je w aspekcie fizycznym, technicznym i ekonomicznym.

Celem rozprawy jest analiza metod poprawy wskaźników jakości przekształcania charakteryzujących układy bezpośredniej transformacji napięć przemiennych z impulsowymi sterownikami prądu przemiennego.

Teza rozprawy: **poprawę jakości przekształcania w układach z impulsowymi sterownikami prądu przemiennego można uzyskać przez stosowanie algorytmów sterowania typu PWM:**

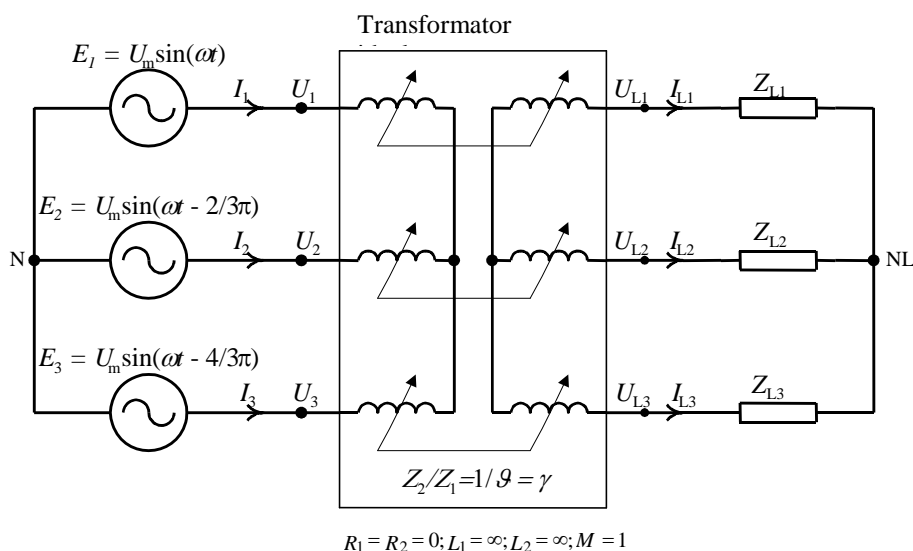
- **bez czasu martwego;**
- **na podstawie przekształceń Clarka i Clarka – Parka;**
- **pseudolosowych.**

Zakres pracy obejmuje:

- analizę stanu aktualnego oraz opis właściwości impulsowych SPP;
- opracowanie metod poprawy wskaźników jakości przekształcania przez eliminację czasu martwego;
- implementację metod eliminacji składowych nieaktywnych napięcia (prądu) obciążenia – głównie składowej przeciwnej kolejności faz;
- analizę zaburzeń elektromagnetycznych o charakterze przewodzonego oddziałujących na linię zasilającą generowanych przez ISPP;
- zastosowanie algorytmów niedeterministycznych w sterowaniu ISPP;
- badania eksperymentalne modelu laboratoryjnego trójfazowego impulsowego sterownika prądu przemiennego.

2. WŁAŚCIWOŚCI STEROWNIKÓW PRĄDU PRZEMIENNEGO

Sterownik prądu przemiennego jest urządzeniem energoelektronicznym pośredniczącym w dostarczaniu energii elektrycznej ze źródła do odbiornika. Od strony zacisków źródła układ przekształcania ze sterownikiem prądu przemiennego może być więc rozpatrywany jako odbiornik zasilany za pośrednictwem transformatora o regulowanej przekładni, jak to przedstawiono na rys. 2.1[22, 69, 70]. Obecnie najbardziej rozpowszechnione są tyrystorowe SPP z komutacją sieciową, ze sterowaniem fazowym lub integracyjnym. Od czasu ich pojawienia się pod koniec lat 60, zarówno metody sterowania, jak i topologie nie ulegały większym zmianom.



Rys. 2.1. Trójfazowy SPP z transformatorem idealnym w układzie przekształcania prądu przemiennego

Obszar zastosowań SPP obejmuje: urządzenia wykonawcze w elektrotermii – w układach automatycznej regulacji temperatury; stabilizatory lub regulatory napięcia przemiennego, układy kompensatorów z niezależnym źródłem mocy biernej, regulatory natężenia oświetlenia oraz układy napędowe stosowane do łagodnego rozruchu i regulacji prędkości kątowej maszyn elektrycznych. Niezależnie od topologii toru prądowego sterownika, funkcja podstawowa, czyli regulacja napięcia dostarczanego do odbiornika polega zawsze na okresowym dołączaniu go do źródła napięcia przemiennego [15, 17, 22, 69, 70].

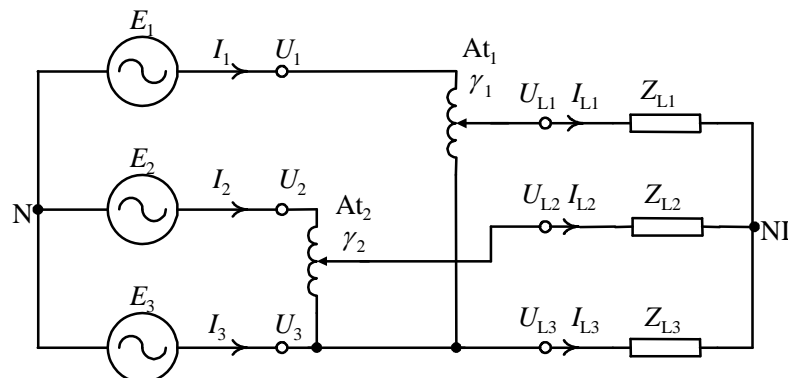
2.1. Charakterystyka ogólna sterowników prądu przemiennego

Właściwości sterowników tyrystorowych są dobrze poznane, przy czym głównym problemem towarzyszącym ich stosowaniu jest niekorzystne oddziaływanie na sieć zasilającą[53, 80]. Aktualnie znane i rozwijane są dwie metody eliminacji ich niekorzystnych właściwości. Pierwsza to stosowanie układów filtrów (biernych lub aktywnych)[65, 66, 67], jednakże koszty takiego rozwiązania są znaczne, zwłaszcza jeśli mają one za zadanie eliminację interharmonicznych. Drugą metodą jest stosowanie sterowników o zlinearyzowanej charakterystyce prądowo- napięciowej, czyli układów impulsowych z wykorzystaniem elementów w pełni sterowalnych (GTO, IGBT, MOSFET).

Z punktu widzenia jakości przekształcania korzystnymi właściwościami impulsowych sterowników prądu przemiennego są: odsunięcie wyższych harmoniczných prądów źródła i odbiornika w stronę wyższych częstotliwości oraz praktycznie niezauważalne zmiany kąta przesunięcia fazowego harmoniczných podstawowej prądów odbiornika i źródła względem fazowych napięć zasilających przy zmianach wejściowego sygnału sterującego[69, 71]. Dość szeroko znane są opisy teoretyczne właściwości impulsowych SPP [70, 82, 87], szczegółowa analiza przy zastosowaniu prostego sterowania PWM z uwzględnieniem zawartości wyższych harmoniczných prądu źródła i odbiornika przedstawiona jest w pracy [71].

2.2. Analiza właściwości modeli idealnych

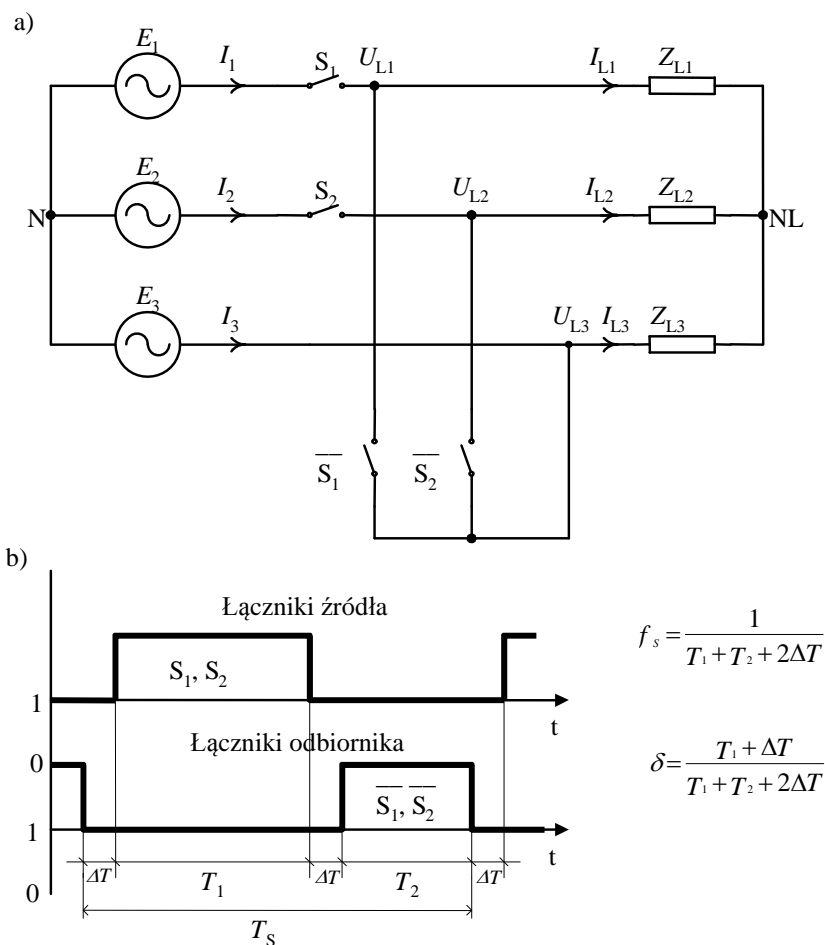
Schemat zastępczy trójfazowego, zlinearyzowanego układu przekształcania prądu przemiennego przedstawia rysunek 2.2. W układzie obniżającym napięcie współczynniki transformacji napięcia odpowiadające przekładniom napięciowym transformatorów γ_1, γ_2 równe są współczynnikom wypełnienia impulsów sterujących pracą łączników.



Rys. 2.2. Schemat zastępczy ISPP w układzie oszczędnościowym

Do analizy przyjęto idealne łączniki o zerowym czasie przełączania, zerowej rezystancji w stanie przewodzenia i nieskończonej w stanie zaporowym. Założono także zerową impedancję wewnętrzną źródła zasilania, symetrię napięć źródła i impedancji odbiornika. Układ ten jest adaptacją przekształtnika impulsowego obniżającego napięcie (typu *Buck*), powszechnie stosowanego w układach przetwornic DC/DC[53, 79, 80], do pracy w układzie trójfazowym napięcia przemiennego. W przekształtniku zastosowana jest metoda sterowania, polegająca na modulacji szerokości impulsów PWM (*Pulse Width Modulation*). Cykliczne, ze stałą częstotliwością, zwieranie i rozwieranie łączników *S* umożliwia regulację wartości średniej napięcia wyjściowego.

W rzeczywistym układzie trójfazowy odbiornik bez przewodu neutralnego zasilany jest napięciem impulsowym - punkt wspólny odbiornika może być na innym potencjale w stosunku do przewodu neutralnego źródła. Możliwe jest zatem uproszczenie topologii toru prądowego przekształtnika przez zastosowanie "oszczędnościowego", dwufazowego układu łączników[22, 81], jak przedstawiono na rys. 2.3.



Rys. 2.3. Model idealny impulsowego SPP: a) schemat ideowy; b) impulsy sterujące pracą łączników

Funkcje stanu łączników opisują zależności:

$$\left. \begin{aligned} S_1(t) &= \mathbf{I}\left(t - kT_s + \frac{T_z}{2}\right) - \mathbf{I}\left(t - kT_s - \frac{T_z}{2}\right) \\ \bar{S}_1(t) &= \mathbf{I}\left(t - kT_s - \frac{T_z}{2}\right) - \mathbf{I}\left[t - (k+1)T_s - \frac{T_z}{2}\right] \\ \bar{S}(t) + S(t) &= 1 \end{aligned} \right\} \quad (2.1)$$

gdzie: T_s – okres komutacji, T_z – czas włączenia łącznika, $k = \dots -1, 0, 1, \dots$, stany "1" i "0" oznaczają odpowiednio włączenie i wyłączenie łączników.

W układzie rozróżniane są trzy stany pracy. W pierwszym włączone są łączniki źródła (S_1 i S_2) umożliwiając przepływ energii między źródłem zasilającym a odbiornikiem. W drugim stanie pracy odbiornik jest zwarty przez łączniki \bar{S}_1, \bar{S}_2 , co zapewnia ciągłość prądu odbiornika dzięki rozładowywaniu energii zgromadzonej w polu magnetycznym dławików filtru wyjściowego lub, w przypadku obciążenia RL, samego odbiornika. W występujących dwukrotnie w ciągu cyklu łączeniowego przedziałach czasowych ΔT , zwanych czasem martwym, wszystkie łączniki są rozwarte. Ze względu na dużą częstotliwość komutacyjną ISPP istotne ze względu na wartość współczynnika sprawności energetycznej jest stosowanie algorytmów sterowania eliminujących czas martwy. Równie ważny jest dobór elementów toru prądowego oraz ich rozmieszczenie, umożliwiające minimalizację strat komutacyjnych[52].

Właściwości podstawowe ISPP

Napięcie wyjściowe

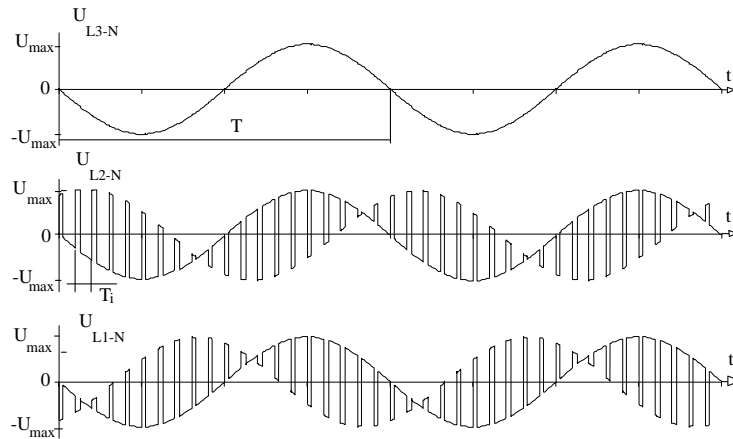
W układzie przedstawionym na rys. 2.3 odbiornik zasilany jest napięciem impulsowym, którego przebiegi czasowe opisane są zależnością:

$$u_{mN} = \begin{cases} U_{\max} \sin[\omega t - 2\pi(m-1)/3] & \text{dla } t \in [nT_s, (n+\delta)T_s] \\ 0 & \text{dla } t \in [(n+\delta)T_s, (n+1)T_s] \end{cases} \quad (2.2)$$

gdzie: u_{mN} - napięcie fazowe zasilające odbiornik, m - numer fazy, N - węzeł wspólny źródła zasilającego, $\omega = 2\pi/T$ - pulsacja napięcia zasilania, $\omega_s = 2\pi/T_s$ - pulsacja komutacyjna, $n \in N \cup \{0\}$, $\delta \in [0, 1]$ - współczynnik wypełnienia impulsów.

Rysunek 2.4 przedstawia przykładowe przebiegi czasowe napięć fazowych odbiornika względem punktu wspólnego źródła[19]. W układzie tym napięcie w punkcie wspólnym

odbiornika połączonego w gwiazdę w stanie wyłączenia zasilania jest równe wartości napięcia zasilającego w fazie bez łącznika.



Rys. 2.4. Napięcia wyjściowe względem punktu neutralnego źródła trójfazowego układu przekształcania prądu przemiennego z impulsowym SPP dla $\delta = 0,23$ i $f_s = 1\text{kHz}$

Prądy odbiornika i prądy źródła

Równania Kirchhoffa dla odbiornika połączonego w gwiazdę zasilanego trójfazowym napięciem impulsowym umożliwiają wyznaczenie wektora prądów odbiornika przedstawionych w postaci równania(2.3)[24]. Typowe przebiegi czasowe prądów odbiornika, uzyskane w wyniku badań symulacyjnych, dla dwóch różnych wartości współczynnika wypełnienia δ ilustruje rysunek 2.5.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ I_{L3} \end{bmatrix} &= \frac{1}{\|Z_L(\omega)\|} \begin{bmatrix} U_{L1} \\ U_{L2} \\ U_{L3} \end{bmatrix} = \mathbf{I}_{Lm,\max}^{(\omega)} \cos[\omega - \varphi_L(\omega) - 2\pi(\mathbf{m}-1)/3] + \\ &+ \sum_{n=1}^{\infty} \mathbf{I}_{Lm,\max}^{(n\omega_s \pm \omega)} \cos[(n\omega_s \pm \omega)t - \varphi_L(n\omega_s \pm \omega) - 2\pi(\mathbf{m}-1)/3] \end{aligned} \quad (2.3)$$

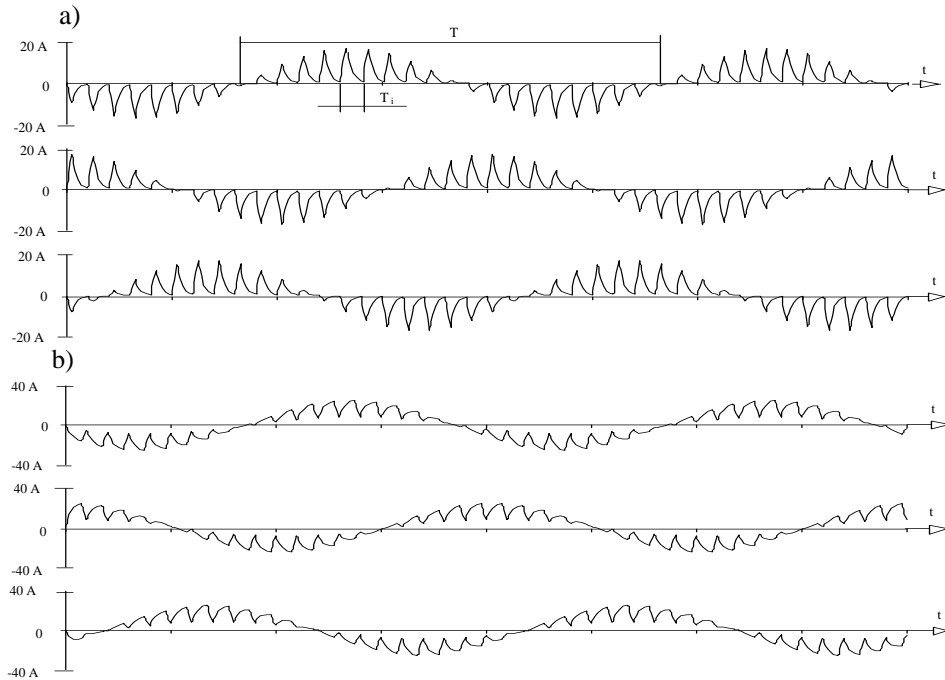
gdzie: $Z_L(\omega) = \|Z_L(\omega)\| e^{j \arg[Z_L(\omega)]}$ - impedancja odbiornika, $\varphi_L(\omega) = \arg[Z_L(\omega)]$ - przesunięcie fazowe pomiędzy harmonicznymi napięcia i prądu odbiornika

$I_{Lm,\max}^{(\omega)} = \frac{U_{\max}}{\|Z_L(\omega)\|}$ - wartość maksymalna harmoniczej podstawowej fazy m,

$I_{Lm,\max}^{(n\omega_s \pm \omega)} = \frac{U_{\max} \sin(n\pi\delta)}{n\pi} \frac{1}{\|Z_L(n\omega_s \pm \omega)\|}$ - wartość maksymalna wyższych harmonicznymi fazy m.

Z powyższej zależności wynika, że amplituda podstawowej harmoniczej prądu odbiornika jest wprost proporcjonalna do wartości współczynnika wypełnienia δ , zaś kolejne

harmoniczne występują przy pulsacjach ($n\omega_s \pm \omega$), analogicznie jak w przypadku napięć zasilających odbiornik.

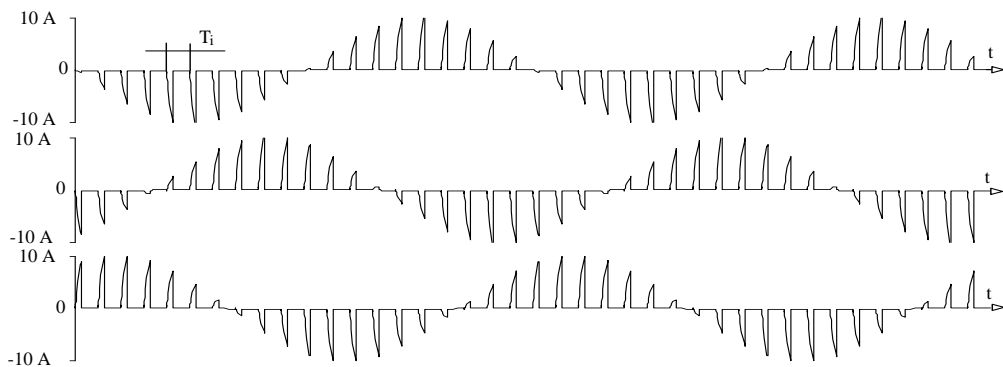


Rys.2.5. Prądy odbiornika przy $U_{max}=320$ V, $L_L=5$ mH, $R_L=22$ Ω
 $f_s=1$ kHz, a) dla $\delta=0,25$, b) dla $\delta=0,75$

Od przebiegów prądów $\mathbf{i} \in [i_u, i_v, i_w]$ bezpośrednio zależą również przebiegi prądów zasilania i prądów łączników zwierających, które można opisać układem równań (2.4).

$$\mathbf{i}(t) = \begin{cases} i_L(t) & \text{dla } t \in [nT_s, (n + \delta)T_s] \\ 0 & \text{dla } t \in [(n + \delta)T_s, (n + 1)T_s] \end{cases} \quad (2.4)$$

Ich przebiegi czasowe w układzie o parametrach jak na rys.2.5 pokazano na rys. 2.6.



Rys. 2.6. przykładowe przebiegi czasowe prądów źródła dla obwodu o parametrach jak na rys. 2.4, przy $\delta=0,25$

Do opisu właściwości SMPP dogodna jest również forma przedstawienia prądów fazowych w postaci szeregu Fouriera [82, 87]:

$$i_s = \delta \times I_{L0} + \sum_{n=1}^{\infty} I_{S,n} \cos[(n \omega_s \pm \omega)t - \beta_n] \quad (2.5)$$

gdzie: $i_s = [i_A, i_B, i_C]$ - prądy fazowe źródła, δ - współczynnik wypełnienia impulsów, $I_{L0} = [I_{U0}, I_{V0}, I_{W0}]$ - harmoniczne podstawowe prądów fazowych odbiornika, $I_{S,n}$ - amplituda harmonicznego prądu źródła, $\omega_s = 2\pi/T_s$ - pulsacja impulsów sterujących, $\omega = 2\pi/T$ - pulsacja napięcia zasilania, β_n - przesunięcie fazowe.

Charakterystyczną cechą ISPP jest generowanie harmonicznym dyskretnych o pulsacjach $n\omega_s \pm \omega$. Mogą one być przyczyną efektów akustycznych oraz drgań odbiornika prowadzących do skrócenia jego żywotności [18, 60, 74]. Ponadto należy liczyć się z możliwością nakładania się dyskretnych harmonicznym generowanych przez sterowniki podłączone do wspólnej linii zasilającej. Podobnie sumować mogą się emisje zaburzeń przewodzonych oraz promieniowanych [75]. W celu poprawy kompatybilności elektromagnetycznej ISPP, jeszcze na etapie projektowania urządzenia należy wykorzystać wszystkie znane bierne metody ograniczania poziomu emisji. Metody bierne to: uziemianie, szczelne ekranowanie oraz filtracja harmonicznym dyskretnych [6, 39]. Ograniczenie poziomu EMI metodami aktywnymi polega na minimalizacji wartości napięcia zaburzeń wspólnych odbiornika, najczęściej związane jest to z modyfikacją topologii toru prądowego przekształtnika [54]. Skuteczne jest także zastąpienie deterministycznej modulacji szerokości impulsu jedną z metod pseudolosowych [40, 49, 62]. Istnieje szereg publikacji opisujących wpływ modulacji niedeterministycznej na rozkład rozmytego widma w odniesieniu do przetwornic prądu stałego [32, 76, 78], przekształtników AC/DC [50, 61], oraz w sterowaniu układów falowników [4, 41, 42, 48, 72].

Wartości skuteczne i moc czynna

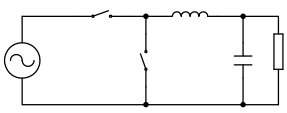
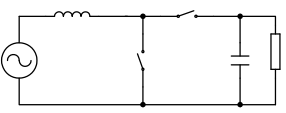
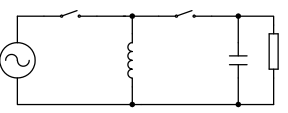
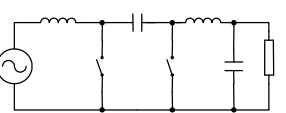
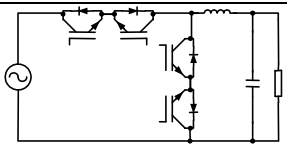
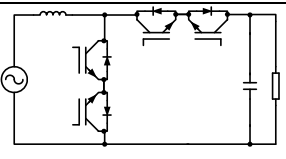
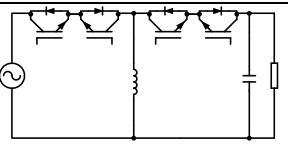
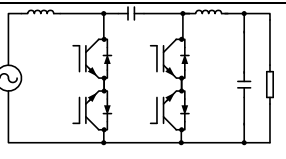
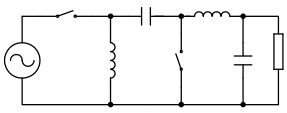
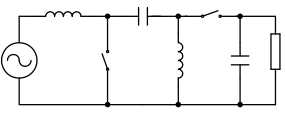
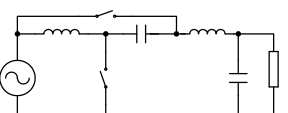
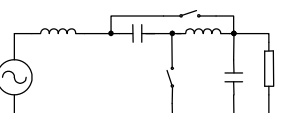
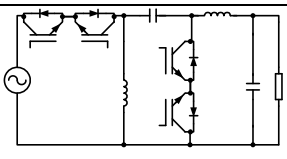
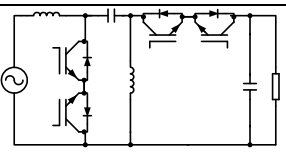
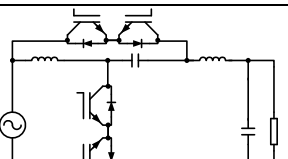
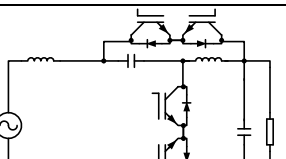
Współczynniki określające statyczne charakterystyki przekształcania układu ISPP obniżającego napięcie (typu *Buck*, przedstawionego na rys. 2.4) zestawiono w tabeli 1. Zależność wartości skutecznej harmonicznym podstawowej napięcia odbiornika od współczynnika wypełnienia δ jest jego liniową funkcją, analogicznie jak w przypadku przekształtnika wzorcowego z transformatorem, gdzie napięcie wyjściowe jest wprost proporcjonalne do przekładni transformatora γ .

Tabela 2.1.

Lp	Parametr	Przebieg czasowy		Harmoniczna podstawowa	
		Odbiornik R	Odbiornik RL	Odbiornik R	Odbiornik RL
1	Wartość skuteczna napięcia fazowego odbiornika.	$U_L = \frac{U_{\max}}{\sqrt{2}} \sqrt{\delta}$ $= U \sqrt{\delta}$	$U_L = \frac{U_{\max}}{\sqrt{2}} \sqrt{\delta}$ $= U \sqrt{\delta}$	$U_{L1} = \frac{U_{\max}}{\sqrt{2}} \delta$ $= U \delta$	$U_{L1} = \frac{U_{\max}}{\sqrt{2}} \delta$ $= U \delta$
2	Wartość skuteczna prądu fazowego odbiornika.	$I_L^{(R)} = \frac{U_{\max}}{R\sqrt{2}} \sqrt{\delta}$ $= \sqrt{\delta} I_{L\max}$	$I_L^{(RL)} \cong \frac{U_{\max}}{ Z_L \sqrt{2}} \delta$ $= \delta I_{L\max}$	$I_{L1}^{(R)} = \frac{U_{\max}}{R\sqrt{2}} \sqrt{\delta}$ $= \sqrt{\delta} I_{L\max}$	$I_{L1}^{(RL)} = \frac{U_{\max}}{ Z_L \sqrt{2}} \delta$ $= \delta I_{L\max}$
3	Wartość skuteczna prądu fazowego źródła.	$I_S^{(R)} = \frac{U_{\max}}{R\sqrt{2}} \sqrt{\delta}$ $= \sqrt{\delta} I_{L\max}$	$I_S^{(RL)} \cong I_{L1}^{(RL)} \sqrt{\delta}$ $= \delta \sqrt{\delta} I_{L\max}$	$I_{S1}^{(R)} = \frac{U_{\max}}{R\sqrt{2}} \delta$ $= \delta I_{L\max}$	$I_{S1}^{(RL)} = \frac{U_{\max}}{ Z_L \sqrt{2}} \delta^2$ $= \delta^2 I_{L\max}$
4	Moc czynna fazowa odbiornika	$P_L^{(R)} = \frac{U_{\max}^2}{2R} \delta$ $= \delta U I_{L\max}$	$P_L^{(RL)} \cong \delta^2 \frac{U_{\max}^2}{2 Z_L } \cos \varphi_{L1}$ $= \delta^2 U I_{L\max} \cos \varphi_{L1}$	$P_{L1}^{(R)} = \frac{U_{\max}^2}{2R} \delta^2$ $= \delta^2 U I_{L\max}$	$P_{S1}^{(RL)} \cong \delta^2 \frac{U_{\max}^2}{2 Z_L } \cos \varphi_{L1}$ $= \delta^2 U I_{L\max} \cos \varphi_{L1}$
5	Moc czynna fazowa źródła	$P_S^{(R)} = \frac{U_{\max}^2}{2R} \delta$ $= \delta U I_{L\max}$	$P_S^{(RL)} \cong \delta^2 \frac{U_{\max}^2}{2 Z_L } \cos \varphi_{L1}$ $= \delta^2 U I_{L\max} \cos \varphi_{L1}$	$P_{S1}^{(R)} = U I_{S1}^{(R)}$ $= \delta U I_{L\max}$	$P_{S1}^{(RL)} \cong \delta^2 \frac{U_{\max}^2}{2 Z_L } \cos \varphi_{L1}$ $= \delta^2 U I_{L\max} \cos \varphi_{L1}$

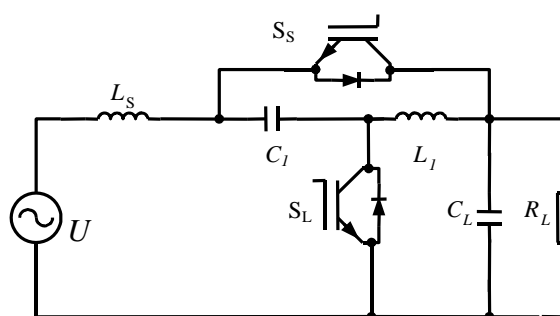
2.3. Topologie impulsowych SPP

Podstawowe topologie jednofazowych układów ISPP, ich realizacje układowe oraz funkcję transformacji napięcia $H_U(D)$, prezentuje rys. 2.7 [20]. Praktycznie wszystkie topologie przetwornic napięcia stałego można zaadaptować do pracy przy napięciu przemiennym dzięki zastąpieniu łączników jednokierunkowych dwukierunkowymi w pełni sterowanymi. Otrzymane w ten sposób układy impulsowych sterowników prądu przemiennego, analogicznie jak przetwornice DC/DC, dzieli się na układy odwracające (*Buck-boost*, *Ćuk*) i nieodwracające napięcie wyjściowe (*Boost*, *Zeta*, *Sepic*) oraz obniżające (*Buck*), podwyższające (*Boost*) i podwyższająco – obniżające napięcie (*Buck-Boost*, *Ćuk*, *Sepic*, *Zeta*).

<i>Buck</i>	<i>Boost</i>	<i>Buck-Boost</i>	<i>Ćuk</i>
 $H_U(D) = D$	 $H_U(D) = 1/(1-D)$	 $H_U(D) = -D/(1-D)$	 $H_U(D) = -D/(1-D)$
			
<i>Zeta</i>	<i>Sepic</i>	<i>Ćuk – wersja 2</i>	<i>Ćuk – wersja 3</i>
 $H_U(D) = D/(1-D)$	 $H_U(D) = D/(1-D)$	 $H_U(D) = (1-2D)/(1-D)$	 $H_U(D) = (1-D)/(1-2D)$
			

Rys. 2.7. Podstawowe topologie ISPP oraz ich realizacje układowe

Poza typowymi zastosowaniami ISPP do transformacji napięcia przemiennego pojawiają się także aplikacje, w których sterownik jest integralną częścią przekształtnika prądu przemiennego na prąd stały[14]. Przykładem może być układ prezentowany na rys. 2.8. Jest to przekształtnik o topologii *Ćuk*–wersja3, w którym funkcję prostownika pełnią diody równoległe struktur łączników jednokierunkowych IGBT[34].



Rys. 2.8. Bezpośredni przekształtnik AC/DC bez wejściowego prostownika diodowego

Znane są także aplikacje układów prostowników wielopulsowych [55, 79] z transformatorami powielającymi liczbę faz napięcia wyjściowego, w których dla zmniejszenia gabarytów urządzenia zastosowano transformatory wielkiej częstotliwości. ISPP z transformatorami w.cz. stosowane są także w układach stabilizatorów napięcia przemiennego[47]. Sterownik prądu przemiennego z transformatorem stanowi integralną część tych urządzeń i wykorzystywany jest zgodnie ze swoją funkcją podstawową do regulacji napięcia wyjściowego.

Kryteria oceny jakości przekształcania AC/AC

Obecnie obowiązującym w Polsce aktem normatywnym odnośnie jakości energii elektrycznej jest Rozporządzenie Ministra Gospodarki w sprawie szczegółowych warunków przyłączenia podmiotów do sieci elektroenergetycznych, obrotu energią elektryczną, świadczenia usług przesyłowych, ruchu sieciowego i eksploatacji sieci oraz standardów jakościowych obsługi z 25. 09. 2000. Przygotowana jest, zgodna ze standardami UE, norma PN-EN 50160. Podstawowe ilościowe wskaźniki oceny jakości przekształcania parametrów energii elektrycznej przedstawiono poniżej.

1) Wskaźniki efektywności energetycznej:

- współczynnik sprawności energetycznej:

$$\eta = \frac{P_L}{P_S} \quad (2.6)$$

gdzie: P_L – moc czynna dostarczana do odbiornika, P_S – moc czynna na zaciskach źródła.

- współczynnik mocy;

$$\lambda_P = \frac{P}{S} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T u i dt}{\frac{1}{T} \sqrt{\int_0^T u^2 dt} \sqrt{\int_0^T i^2 dt}} \quad (2.7)$$

gdzie: P – moc czynna, S – moc pozorna.

- współczynnik przesunięcia:

$$\cos \varphi_1 = \cos(\varphi_U - \varphi_{L1}) = \frac{P_1}{S_1} \quad (2.8)$$

gdzie: $\varphi_I = \varphi_U - \varphi_{L1}$ – kąt przesunięcia fazowego między harmoniczną podstawową napięcia i prądu, φ_U – kąt przesunięcia fazowego napięcia zasilającego względem fazy odniesienia, φ_{L1} – harmonicznej podstawowej względem fazy odniesienia, P_I, S_I – odpowiednio moc czynna i pozorna harmonicznej podstawowej.

- współczynnik deformacji prądu:

$$h_D = \frac{\lambda_P}{\cos \varphi_1} = \frac{S_1}{S} = \frac{I_1}{I} \quad (2.9)$$

gdzie: I – wartość skuteczna, I_1 – wartość skuteczna harmonicznej podstawowej prądu.

2) Odkształcenia napięcia i prądu:

- współczynnik zawartości harmonicznym (*ang: Total Harmonic Distortion - THD*):

$$W_{hu} = \frac{\sqrt{U^2 - U_1^2}}{U_1}$$

$$W_{hi} = \frac{\sqrt{I^2 - I_1^2}}{I_1} = \sqrt{\frac{1 - h_D^2}{h_D^2}} \quad (2.10)$$

gdzie: W_{hu}, W_{hi} – współczynniki zawartości harmonicznym napięcia i prądu, U_1 – wartość skuteczna harmonicznej podstawowej napięcia;

- współczynnik kształtu:

$$k_u = \frac{U}{U_{AV}} \quad k_i = \frac{I}{I_{AV}} \quad (2.11)$$

gdzie: k_u, k_i – współczynniki kształtu napięcia i prądu, $U_{(AV)}, I_{(AV)}$ – wartości średnie napięcia i prądu;

- współczynnik szczytu:

$$s_u = \frac{|U_{\max}|}{U} \quad s_i = \frac{|I_{\max}|}{I} \quad (2.12)$$

gdzie: s_u, s_i – współczynniki szczytu napięcia i prądu, U_{\max}, I_{\max} – wartości maksymalne napięcia i prądu.

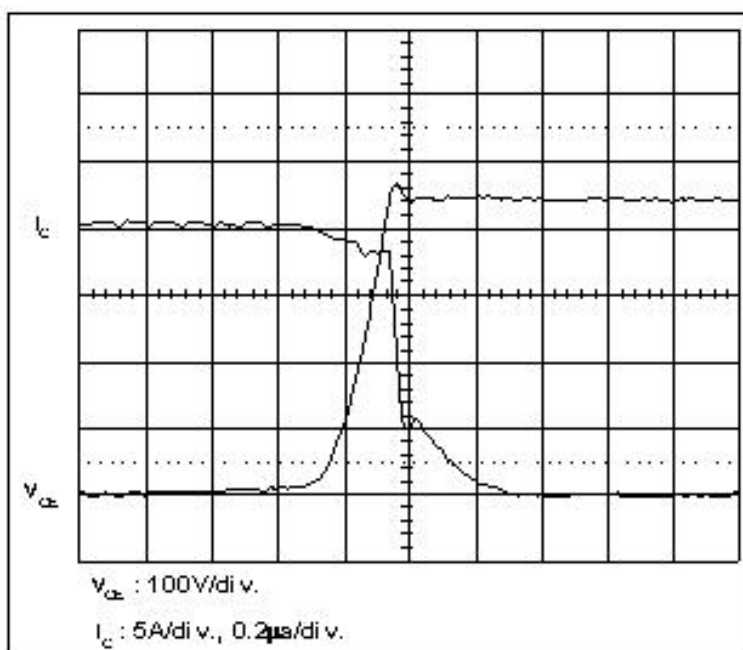
2.3. Podsumowanie

Analizy teoretyczne oraz badania symulacyjne impulsowych SPP z obciążeniem rezystancyjno-indukcyjnym potwierdzają, iż ich właściwości zbliżone są do układu wzorcowego z transformatorem idealnym. Oznacza to liniową zależność wartości skutecznej harmonicznej podstawowej napięcia i prądu odbiornika w funkcji wejściowego sygnału sterującego; niezauważalny wpływ wartości sygnału sterującego na współczynnik mocy na zaciskach źródła i odbiornika; niezmiennosc przesunięcia fazowego pomiędzy harmonicznymi podstawowymi napięcia zasilania i prądu odbiornika.

Układy przekształcania z ISPP charakteryzują się zlinearyzowanymi charakterystykami prądowo – napięciowymi. W porównaniu z klasycznymi sterownikami z komutacją sieciową zapewniają mniejsze obciążenie źródła harmonicznymi niższymi rzędami. Natomiast ze względu na większe częstotliwości komutacyjne oraz stromości narastania napięć wyjściowych pojawiają się problemy związane z generacją zaburzeń elektromagnetycznych.

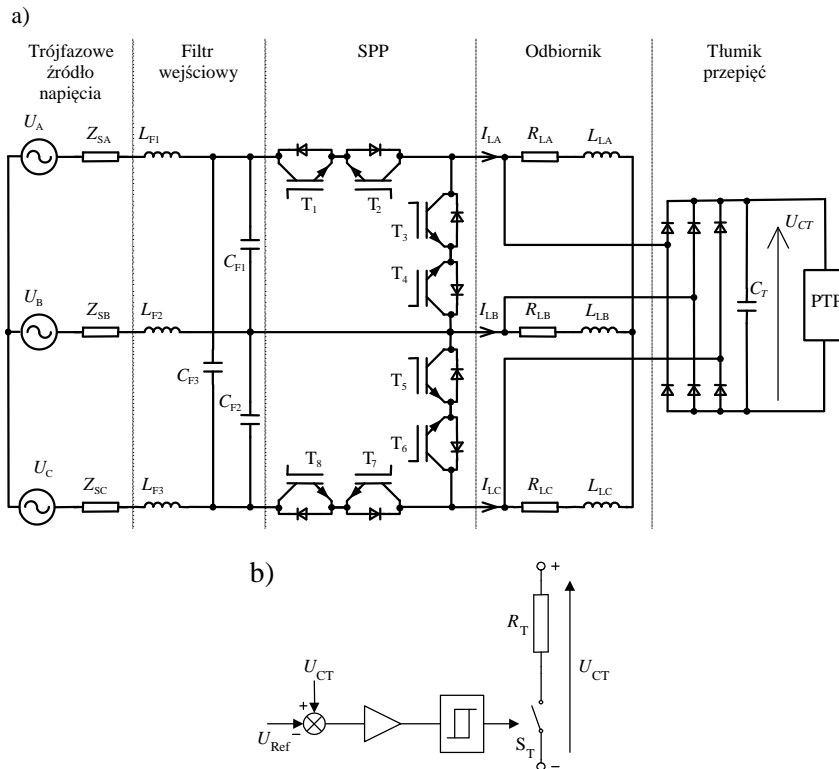
3. WPLYW CZASU MARTWEGO NA WŁAŚCIWOŚCI ISPP

W praktycznych rozwiązaniach ISPP stosowane są w pełni sterowalne łączniki dwukierunkowe typu tranzystor–diody, zawierające struktury IGBT lub tranzystory MOS. Najczęściej dostarczane są w postaci bloku wyposażonego w układ sterujący i nadzorujący parametry pracy łączników. Czas potrzebny na przejście elementów półprzewodnikowych ze stanu przewodzenia w stan zaporowy i odwrotnie w przypadku tranzystorów IGBT jest rzędu setek nanosekund (rys. 3.1)[33].



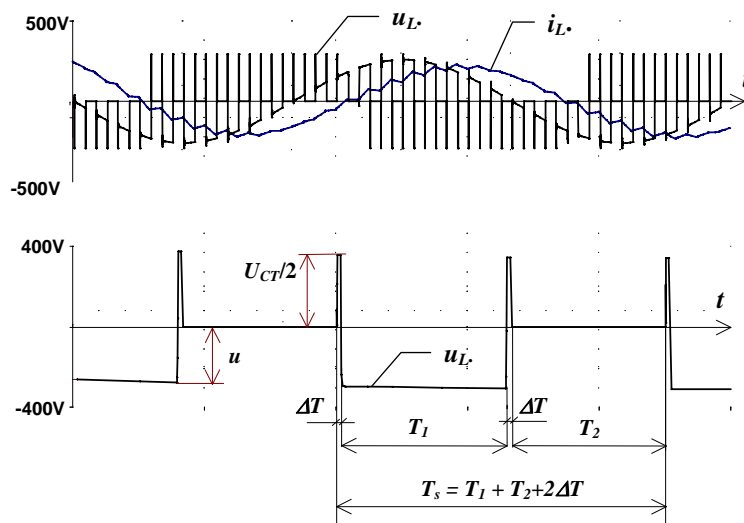
Rys 3.1. Typowe przebiegi czasowe prądu kolektora i napięcia kolektor – emiter w czasie wyłączenia tranzystora IGBT

Schemat ideowy typowego impulsowego sterownika prądu przemiennego wraz z układem tłumiącym przepięcia prezentuje rysunek 3.2. Uwzględniając właściwości rzeczywistych łączników, w celu uniknięcia zwarć w obwodzie źródło – łączniki źródła – łączniki odbiornika standardowo stosuje się dodatkowe przerwy czasowe ΔT , nazywane "czasem martwym". Efektem wyłączenia wszystkich tranzystorów układu są, pojawiające się dwukrotnie w ciągu cyklu łączeniowego ($\Delta T - t_1 - \Delta T - t_2$), widoczne na rys. 3.3, przepięcia ograniczane do wartości $\frac{1}{2} U_{CT}$. Aby uniknąć przepływu prądu od źródła napięcia do tłumika, napięcie U_{CT} musi być utrzymywane na wartości nie mniejszej od amplitudy napięcia przewodowego źródła: $U_{CT} \geq U_{max}$. W poniższych analizach przyjęto, najkorzystniejszy z punktu widzenia strat łączeniowych w tranzystorach, przypadek $U_{CT} = U_{max}$.



Rys. 3.2. Układ ISPP z progowym tłumikiem przebieg
 a) schemat toru prądowego, b) łącznik histerezy

Sterowanie z czasem martwym skutkuje pogorszeniem współczynników jakości przekształcania przez: wzrost strat łączeniowych tranzystorów, zwiększenie współczynnika deformacji prądu odbiornika (a więc także prądu źródła), oraz oddawanie energii zgromadzonej w indukcyjności odbiornika do układu tłumienia przebieg, traconej następnie w PTP.



Rys 3.3. Przebieg czasowy napięcia wyjściowego ISPP sterowanego z czasem martwym

Jeśli pominąć harmoniczne napięcia wyjściowego sterownika z progowym tłumikiem przebieg o częstotliwościach $n f_s$, model układu można przedstawić jak na rys. 3.4. Napięcie wyjściowe jest sumą dwóch składowych: napięcia sieci pomniejszonego o współczynnik transformacji $U' = \delta U$ oraz napięcia o przebiegu prostokątnym U'' . Ich przebiegi czasowe:

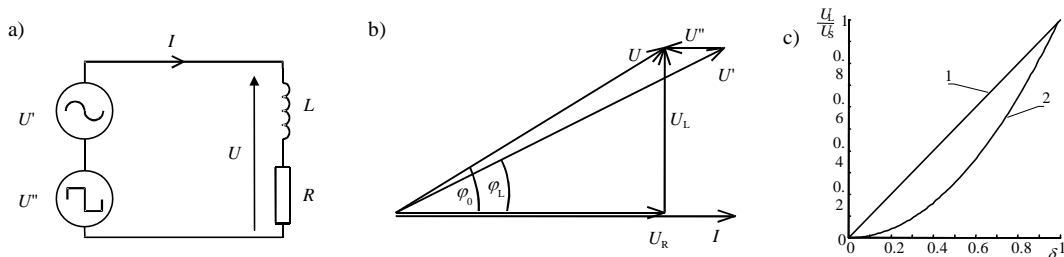
$$u' = \delta U_{\max} \sin \omega t \quad (3.1)$$

$$u'' = \begin{cases} -U_{CT} \frac{\Delta T}{T_S} & \text{dla } \omega t \in (\varphi_0; \varphi_0 + \pi) \\ U_{CT} \frac{\Delta T}{T_S} & \text{dla } \omega t \in (\varphi_0 + \pi; \varphi_0 + 2\pi) \end{cases} \quad (3.2)$$

gdzie: U_{CT} - napięcie kondensatora tłumika przebieg, φ_L kąt przesunięcia fazowego między napięciem źródła i prądem odbiornika; φ_0 - kąt przesunięcia fazowego harmonicznej podstawowej prądu względem napięcia odbiornika, T_S - okres impulsowania.

Harmoniczna podstawowa napięcia u'' :

$$u''_1 = U_{CT} \frac{\Delta T}{T_S} \sin(\omega t + \varphi_0 - \pi)$$



Rys. 3.4. Obwód wyjściowy SPP z uwzględnieniem wpływu tłumika przebieg: a) schemat zastępczy, b) wykres wskazowy c) charakterystyki statyczne transformacji napięcia: bez(1) i z uwzględnieniem czasu martwego(2)

Schemat zastępczy modelu obwodu wyjściowego z uwzględnieniem wpływu przebieg łączeniowych przedstawiono na rys. 3.4. Z wykresu wskazowego widać, że skutkiem pojawienia się napięcia przebieg U'' napięcie wyjściowe U_L ulega zmniejszeniu (straty w PTP), natomiast kąt przesunięcia fazowego φ_L prądu wyjściowego jest większy, co powoduje pogorszenie współczynnika mocy.

Po uwzględnieniu wpływu U'' , napięcie wyjściowe U_L ma wartość:

$$U_L = U \sqrt{\delta^2 + \frac{\Delta T^2}{T_S^2} - 2\delta \frac{\Delta T}{T_S} \cos \varphi_0} \quad (3.3)$$

Na rys. 3. 4. c) przedstawiono w formie wykresu porównanie statycznej charakterystyki transformacji napięcia układu typu *Buck* z uwzględnieniem wpływu napięcia U'' przy parametrach $f_s = 5 \text{ kHz}$, $\Delta T = 0,5 \text{ }\mu\text{s}$, $\cos\varphi_0 = 0,8$. Jak podano wyżej, napięcie $U_{CT} \geq U_{max}$, stąd w przypadku najmniejszej możliwej wartości $U_{CT} = U_{max}$ podstawowa harmoniczna napięcia u'' :

$$u_1'' = U_{max} \frac{2\Delta T}{T_s} \sin(\omega t + \varphi_0 - \pi),$$

natomiast współczynnik zawartości wyższych harmonicznych napięcia prostokątnego U'' jest równy

$$W_{hU''} = \frac{\sqrt{\pi^2 - 8}}{\pi} \approx 0,44.$$

Jeśli wartość skuteczną wyższych harmonicznych napięcia U'' odnieść do napięcia wyjściowego sterownika, otrzymamy następującą zależność:

$$W_{hU'} \approx 0,6 \frac{\frac{\Delta T}{T_s}}{\sqrt{\delta^2 + \frac{\Delta T^2}{T_s^2} - 2\delta \frac{\Delta T}{T_s} \cos\varphi_0}} \quad (3.4)$$

Dla $\varphi_0 \rightarrow 0$ zależność powyższa przyjmuje postać:

$$W_{hU'} \approx 0,6 \frac{\frac{\Delta T}{T_s}}{\delta^2 - \frac{\Delta T^2}{T_s^2}}$$

Poprawa właściwości przez eliminację czasu martwego polega także na obniżeniu strat komutacyjnych łączników dzięki zmniejszeniu wartości napięcia U_{CEoff} Straty mocy w tranzystorze IGBT[33]:

$$P_D = P_C + P_S = [I_C \cdot U_{CE}(I_C) \cdot \delta] + \left[E_{TS}(I_C) \cdot f_s \cdot \frac{U_{CEoff}}{U_{CE(meas)}} \right] \quad (3.5)$$

gdzie: P_C – straty przewodzenia, P_S – straty łączeniowe, I_C – prąd kolektora tranzystora, $U_{CE}(I_C)$ – spadek napięcia na przewodzącym tranzystorze, δ - współczynnik wypełnienia impulsu bramkowego tranzystora, $E_{TS}(I_C)$ – energia całkowita strat łączeniowych, U_{CEoff} – napięcie kolektor – emiter w stanie wyłączenia, $U_{CE(meas)}$ – napięcie U_{CEoff} stosowane podczas wyznaczania charakterystyk. Parametry: $U_{CE}(I_C)$, $E_{TS}(I_C)$, $U_{CE(meas)}$ stanowią dane katalogowe konkretnego typu tranzystora IGBT.

Jak widać z rys. 3.3, przy pominięciu wpływu indukcyjności wewnętrznej źródła (na przykład przez zastosowanie filtra wejściowego), napięcie łączników sterownika U_{CEoff} w przypadku pracy z czasem martwym zmienia się między $-U_T$ a 0 lub $-U_T$ i U , natomiast dzięki eliminacji

ΔT zawiera się ono między U a 0. Wartości napięć U_{CEoff} łączników sterownika typu *Buck* zestawiono w tabeli 3.1. Przyjęto najkorzystniejszy przypadek: $U_T = U_{max}$.

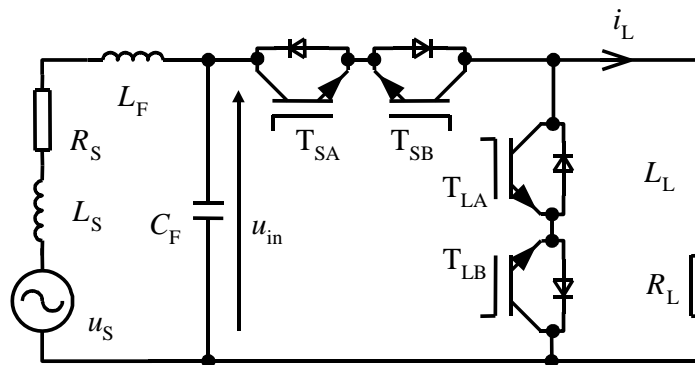
Tabela 3.1.

Lp.	ωt	Algorytm z ΔT		Algorytm bez ΔT	
		U_{SSoff}	U_{SLoff}	U_{SSoff}	U_{SLoff}
1	$(0, \varphi_L)$	$U_{(AV)} + U_T$	U_T	$U_{(AV)}$	$U_{(AV)}$
2	(φ_L, π)	U_T	$U_{(AV)} + U_T$	$U_{(AV)}$	$U_{(AV)}$

gdzie: $U_{(AV)}$ – wartość średnia napięcia wejściowego, U_T – napięcie tłumika przebiegów.

Niezależnie od wartości kąta przesunięcia fazowego prądu odbiornika φ_L eliminacja czasu martwego spowodowała w tym układzie obniżenie średniej, sumarycznej dla wszystkich łączników urządzenia, wartości napięć U_{CEoff} . Napięcie to w przypadku pracy z czasem martwym jest $\frac{2\pi + 2}{\pi} \approx 2,64$ -krotnie większe. Zgodnie z zależnością (3.5) straty komutacyjne łączników są wprost proporcjonalne do tego napięcia. Uwzględniając dwukrotne zmniejszenie liczby łączy układu można stwierdzić, że **eliminacja czasu martwego powoduje więcej niż pięciokrotne zmniejszenie strat komutacyjnych występujących w układzie ISPP typu *Buck***.

Przedstawiony w wersji jednofazowej na rys. 3.5. układ SPP jest typowym układem matrycowym typu *Buck*[26]. Redukcję strat mocy uzyskano przez eliminację przebiegów powodowanych indukcyjnościami źródła i odbiornika przez zastosowanie odpowiednio: filtru wejściowego typu Γ i algorytmu sterowania bez czasu martwego. Niemniej istotny wpływ na właściwości energetyczne ma także dwukrotne zmniejszenie liczby łączników komutujących w okresie T_S , tzn. jeden tranzystor przerywa prąd źródła, drugi jest załączony stale - cała gałąź zachowuje się jak dioda [64].



Rys. 3.5. ISPP z 2 + 2 łącznikami typu tranzystor - dioda

Algorytm sterowania pracą łączników można przedstawić w postaci następujących równań logicznych:

dla łącznika T_S :

$$T_{SA} = U I S_S + \bar{U} \bar{I} \quad T_{SB} = \bar{U} \bar{I} S_S + U \bar{I}$$

dla łącznika T_L :

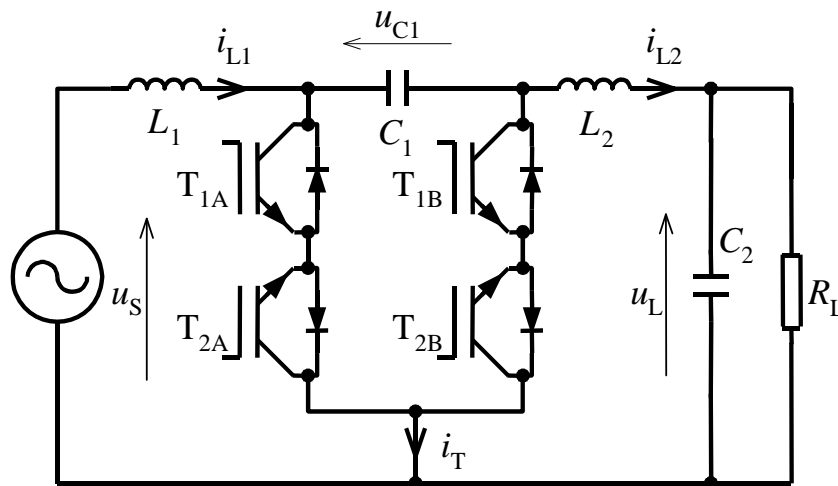
$$T_{LA} = \bar{U} \bar{I} + U \bar{I} \bar{S}_S \quad T_{LB} = U I + \bar{U} \bar{I} S_S$$

gdzie: S_S oznacza stan podłączenia odbiornika do źródła, $U = 1$, $I = 1$ gdy kierunki odpowiednio u_{in} i i_L są zgodne ze strzałkowaniem z rys. 3.5.

Ponieważ układ taki w wykonaniu jednofazowym jest czterotranzystorowy, do wysterowania jego łączników konieczne są dwie zmienne binarne U oraz I . Znany jest algorytm sterowania z kontrolą tylko prądu wyjściowego[24], jednakże wprowadza on dodatkowe deformacje prądu odbiornika.

3.1. ISPP o topologii $\acute{C}uk$ z algorytmem sterowania bez czasu martwego

Schemat toru prądowego ISPP o topologii $\acute{C}uk$ przedstawiono na rys. 3.6. Jest to zaadaptowany do pracy przy napięciu przemiennym układ podwyższająco – obniżający, odwracający napięcie. Właściwości układu oraz przykładowe aplikacje opisane są m. in. w pracach [20, 21, 23, 34]. Analizy procesów komutacyjnych w układzie umożliwiły syntezę algorytmu sterowania eliminującego czas martwy oraz niebezpieczeństwo zwarcie.



Rys. 3.6. Jednofazowy ISPP o topologii $\acute{C}uk$

Równania stanu układu:

$$\begin{bmatrix} L_1 \frac{d i_{L1}}{dt} \\ C_1 \frac{d u_{C1}}{dt} \\ L_2 \frac{d i_{L2}}{dt} \\ C_2 \frac{d u_{C2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -(1-\delta) & 0 & 0 \\ (1-\delta) & 0 & -\delta & 0 \\ 0 & \delta & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & -\frac{1}{R_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ u_{C1} \\ i_{L2} \\ u_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u_S \quad (3.6)$$

gdzie: δ - współczynnik wypełnienia impulsu sterującego pracą gałęzi T_{1A}, T_{2A}

Zgodnie z rys. 3.6., na którym oznaczony jest kierunek prądu i_T i napięcia u_{C1} , zmienne logiczne opisujące stany pracy układu zdefiniowano następująco:

$$I = 1 \text{ gdy } i_T > 0, \quad I = 0 \text{ gdy } i_T < 0;$$

$$U = 1 \text{ gdy } u_{c1} > 0, \quad U = 0 \text{ gdy } u_{c1} < 0;$$

$$S = 1 \text{ gdy załączona jest gałąź } T_{1A}, T_{2A}, \text{ gałąź } T_{1B}, T_{2B} \text{ jest rozwarta};$$

$$S = 0 \text{ gdy rozwarta jest gałąź } T_{1A}, T_{2A}, \text{ gałąź } T_{1B}, T_{2B} \text{ jest załączona}.$$

Celem zachowania ciągłości prądu $i_T = i_{L1} - i_{L2}$ oraz uniknięcia zwarć w obwodzie C_1 – gałąź A – gałąź B konieczna jest kontrola kierunku prądu i_T oraz napięcia u_{C1} . Analiza pracy układu umożliwiła opracowanie tablicy prawdy opisującej stany pracy łączników sterowanych układu, przy czym "1" oznacza iż dany tranzystor musi być w stanie włączenia, "0" – tranzystor musi być wyłączony, "0/1" – stan obojętny, tranzystor może, choć nie musi być włączony, tzn. jego stan nie ma wpływu na rozptyw prądów i rozkład napięć sterownika.

Tabela 3.2

Lp.	I	U	S	T_{1A}	T_{2A}	T_{1B}	T_{2B}
0	0	0	0	0	0	0	1
1	0	0	1	0	1	0	0/1
2	0	1	0	0	0/1	0	1
3	0	1	1	0	1	0	0
4	1	0	0	0/1	0	1	0
5	1	0	1	1	0	0	0
6	1	1	0	0	0	1	0
7	1	1	1	1	0	0/1	0

Na podstawie powyższej tabeli sporządzono siatki Carnaugh'a dla każdego tranzystora. Celem minimalizacji liczby przełączeń korzystniej jest przyjąć stany nieokreślone jako logiczne "1". Przykładowo, dla tranzystora T_{1A} siatka Carnaugh'a ma następującą postać:

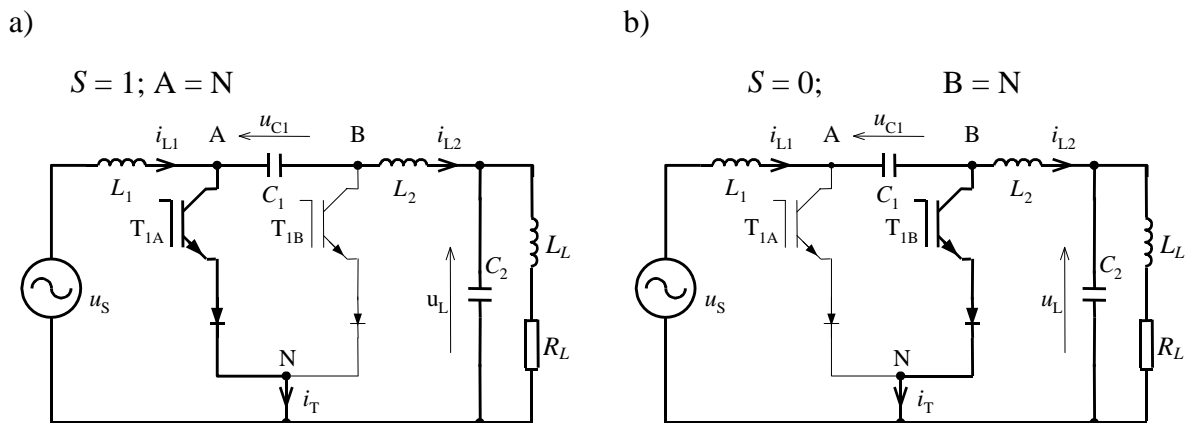
$S \setminus IU$	00	01	11	10
0	0	0	0	1
1	0	0	1	1

co umożliwia wyprowadzenie równania:

$$T_{1A} = I\bar{U} + SI$$

Ostatecznie, po przeprowadzeniu możliwych uproszczeń otrzymujemy następujący układ równań logicznych:

$$\begin{aligned} T_{1A} &= I(S + \bar{U}) \\ T_{2A} &= \bar{I}(S + U) \\ T_{1B} &= I(\bar{S} + U) \\ T_{2B} &= \bar{I}(\bar{S} + \bar{U}) \end{aligned} \quad (3.7)$$



Rys. 3.7. Konfiguracja układu dla $U = 1$ i $I = 1$ w stanach:

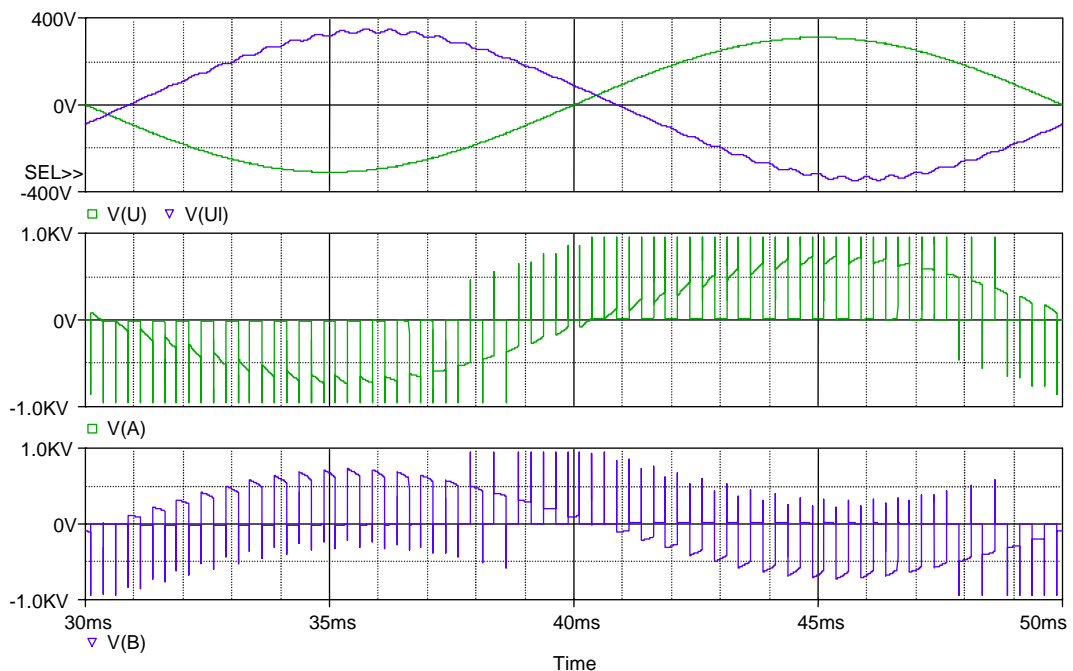
- a) włączenia tranzystorów źródła $S = 1$
- b) włączenia tranzystorów odbiornika

Przykładowo, dla $U = 1$ i $I = 1$ otrzymujemy $T_{1A} = S$, $T_{1B} = 1$, $T_{2A} = 0$, $T_{2B} = 0$, zatem komutuje tylko tranzystor T_{1A} , tranzystor T_{1B} jest stale załączony. Konfigurację układu dla stanu

załączenia źródła prezentuje rysunek 3.7.a). Punkty A i N zwiera tranzystor T_{1A} , przez który płynie suma prądów $i_{L1} + i_{L2} = i_T$, punkt B jest na potencjale $u_B = -u_C$ – gałąź B spolaryzowana zaporowo nie przewodzi prądu. Wyłączenie tranzystora T_{1A} powoduje, że przepływ prądu i_T przejmowany jest bezprzebiegiowo przez tranzystor T_{1B} (punkty B i N są zwarte, punkt A jest na potencjale u_C (rys. 3.8.b)). Parametry obwodu:

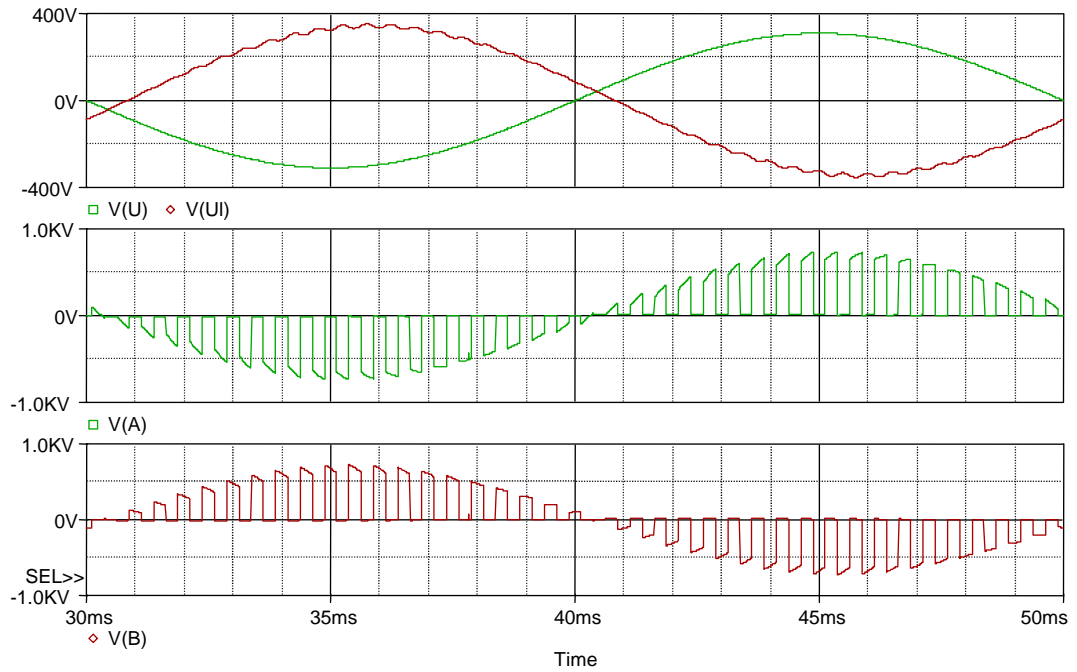
- częstotliwość komutacyjna $f_S = 5 \text{ kHz}$; czas martwy $\Delta T = 0,5 \mu\text{s}$;
- napięcie źródła 230 V; indukcyjność i rezystancja wewnętrzna $R_S = 100\text{m}\Omega$, $L_S = 50 \mu\text{H}$;
- elementy reaktancyjne $L_1 = L_2 = 30 \text{ mH}$; $C_1 = C_2 = 10 \mu\text{F}$;
- rezystancja odbiornika $R_L = 100 \Omega$;
- napięcie progowe tłumika przebieg $U_T = 950 \text{ V}$.

Otrzymane w wyniku badań symulacyjnych przebiegi czasowe napięć źródła i obciążenia oraz napięć w punktach A i B względem punktu wspólnego N układu przy sterowaniu z czasem martwym prezentuje rysunek 3.8.



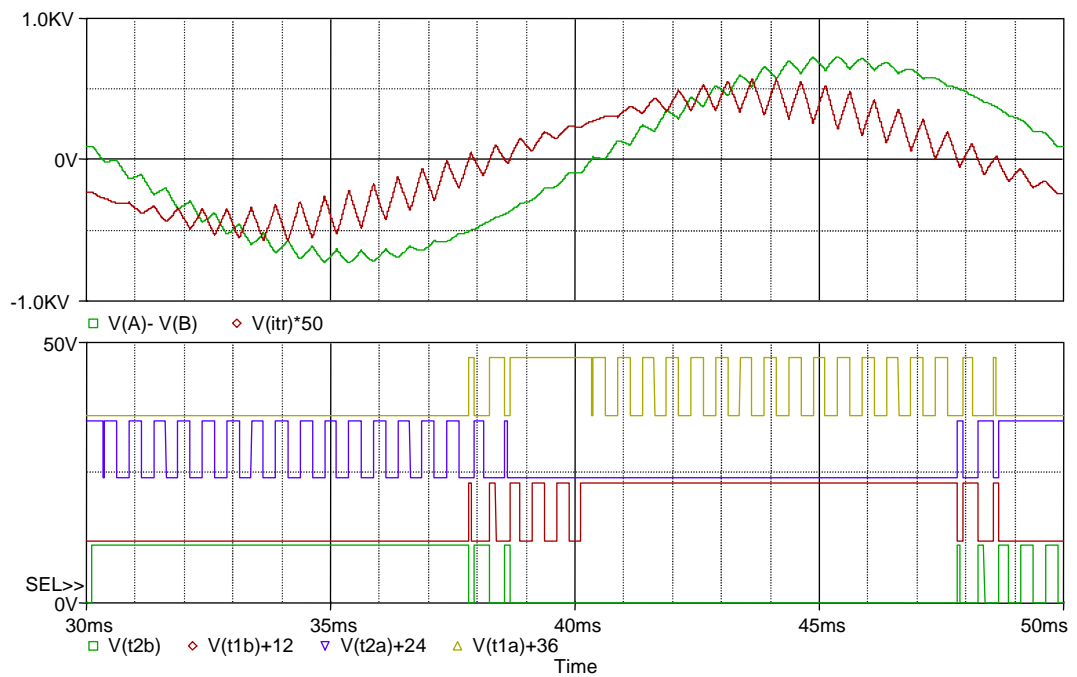
Rys. 3.8. Przebiegi czasowe ISPP o topologii $\hat{C}uk$ sterowanego z czasem martwym: napięcie źródła i odbiornika, napięcie w punktach A oraz B

Analogiczne przebiegi czasowe napięć układu sterowanego z przedstawionym algorytmem prezentuje rysunek 3.9.



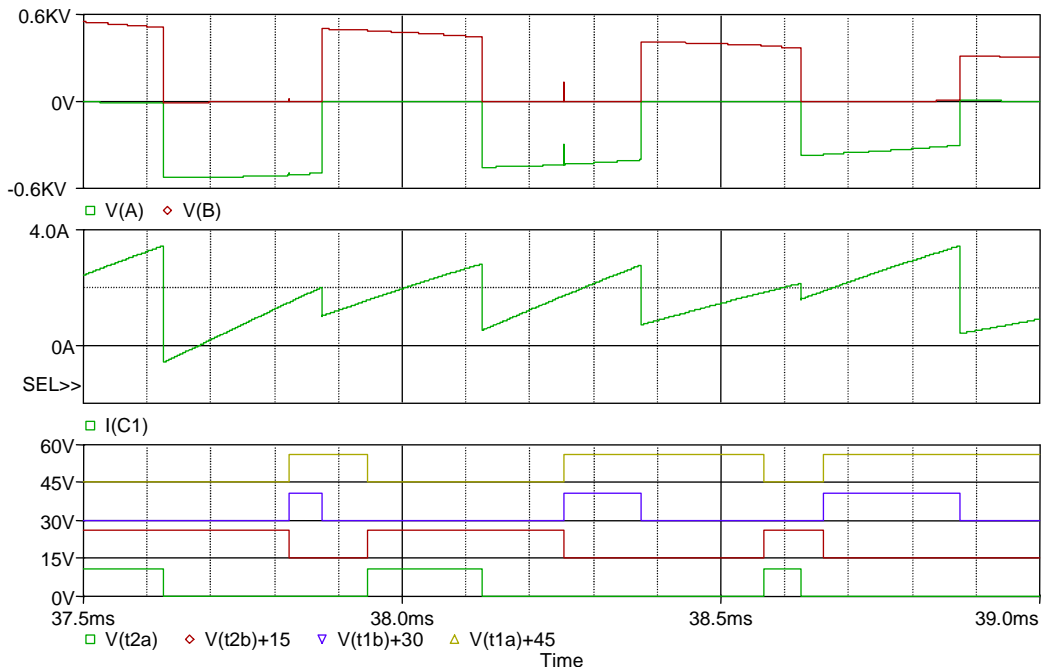
Rys. 3.9. Przebiegi czasowe ISPP o topologii $\acute{C}uk$ sterowanego bez czasu martwego: napięcie źródła i odbiornika, napięcie w punktach A oraz B

Napięcie u_{AB} i prąd i_T będące zmiennymi wejściowymi oraz sygnały sterujące pracą łączników w jednym okresie sieci zasilającej przedstawione są na rysunku 3.10.



Rys. 3.10. Przebiegi czasowe napięcia kondensatora i prądu i_T – okno górne oraz sygnały sterujące pracą łączników w okresie napięcia źródła

Przebiegi czasowe: sygnałów impulsów bramkowych, napięć w punktach A,B względem punktu wspólnego N układu oraz prądu kondensatora w przedziale, gdzie komutuje więcej niż jeden tranzystor prezentuje rysunek 3.11.



Rys. 3.11. Przebiegi czasowe, kolejno: napięć w punktach A i B prądu kondensatora C_1 oraz impulsów bramkowych tranzystorów przy zmianie znaku zmiennych wejściowych u_{C1} i i_T

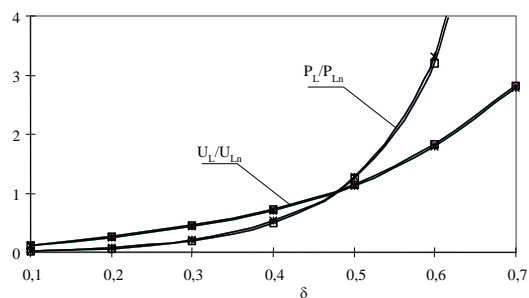
Brak przebiegów komutacyjnych na łącznikach oraz bezprzetężeniowe przełączanie prądu kondensatora C_1 świadczy o poprawności prezentowanego w niniejszym podrozdziale algorytmu sterowania impulsowego sterownika prądu przemiennego o topologii $\dot{C}uk$.

Statyczne charakterystyki przekształcania

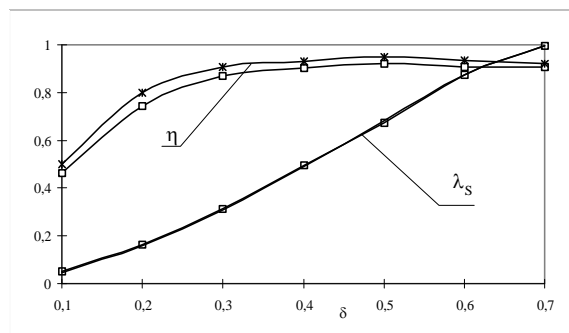
Na rysunku 3.12. przedstawiono porównanie statycznych charakterystyk przekształcania układu sterowanego z czasem martwym $\Delta T = 0,5 \mu s$ oraz z przedstawionym powyżej algorytmem eliminującym czas martwy. Charakterystyki wyznaczone na podstawie badań symulacyjnych modelu o parametrach podanych na s. 29 niniejszego rozdziału. Wielkości oznaczone indeksem „1” wyznaczone są dla sterowania z czasem martwym, „2” – dla algorytmu bez czasu martwego. Porównanie przebiegów charakterystyk statycznych sterownika potwierdza wzrost współczynnika sprawności energetycznej oraz współczynnika mocy na zaciskach źródła

Uwaga: dla przejrzystości rysunku charakterystykę współczynnika mocy λ wyznaczono odejmując wielkości dla algorytmu bez czasu martwego „2” od wielkości z czasem martwym „1”

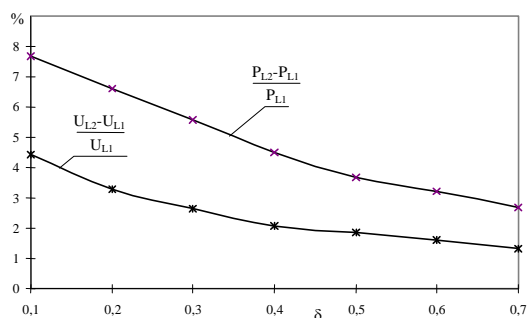
a)



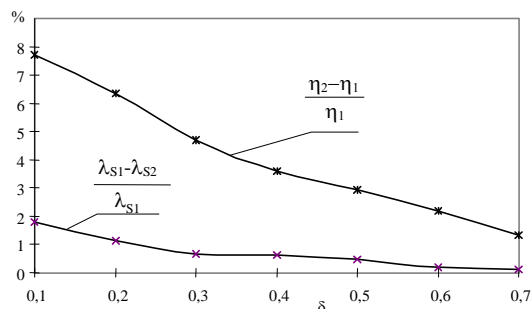
b)



c)



d)

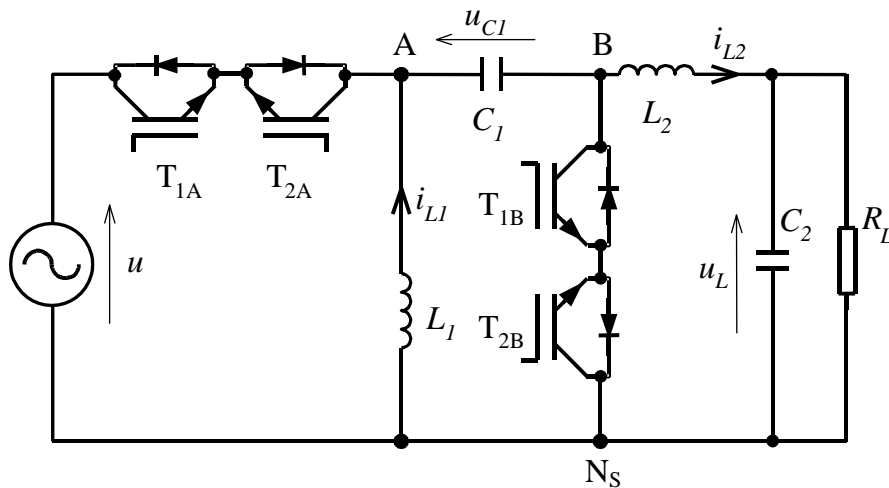


Rys. 3. 12. Charakterystyki statyczne przekształcania
 a) napięcie i moc obciążenia $U_L/U_{Ln} = f(\delta)$, $P_L/P_{Ln} = f(\delta)$
 b) współczynniki: mocy na zaciskach źródła i sprawności energetycznej $\eta = f(\delta)$, $\lambda_s = f(\delta)$
 c) i d) różnice względne

Jak należało oczekiwać, w wyniku eliminacji czasu martwego, dla tych samych wartości współczynnika wypełnienia także moc i napięcie obciążenia są większe.

3.2. ISPP o topologii Zeta z algorytmem sterowania bez czasu martwego

Układ jednofazowego sterownika o topologii Zeta prezentuje rysunek 3.13. Jest to układ ISPP nieodwracający, podwyższająco – obniżający napięcie, z nieciągląym prądem wejściowym.

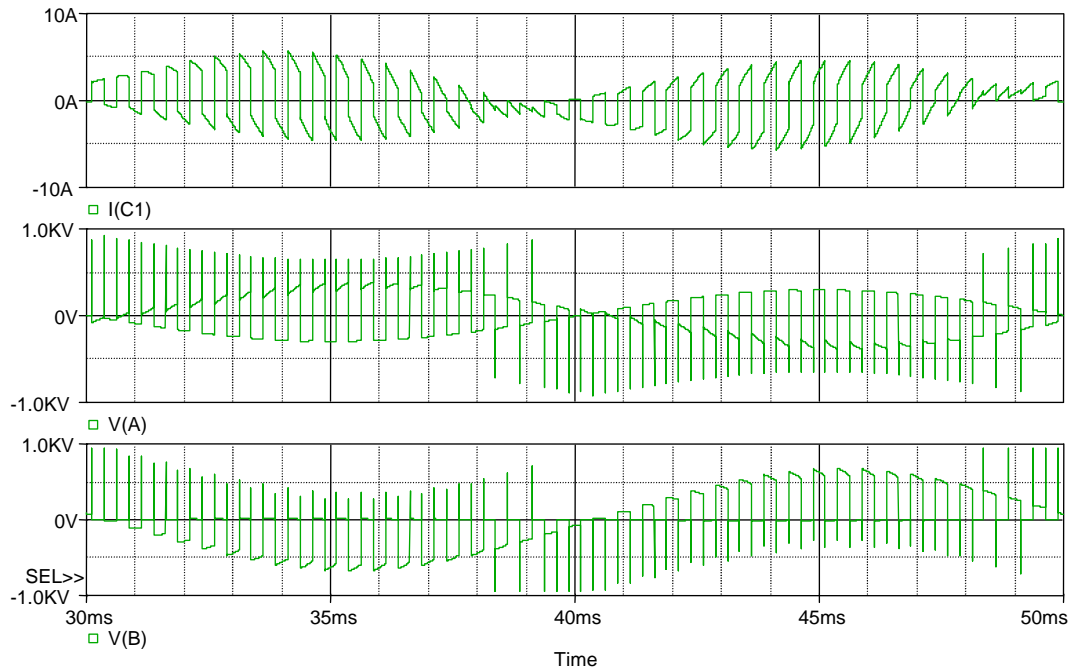


Rys. 3.13. ISPP o topologii Zeta

Przedstawione poniżej badania symulacyjne modelu przeprowadzono przy parametrach układu podobnych, jak w przedstawionym w poprzednim podrozdziale układzie o topologii *Ćuk*, tzn.:

- częstotliwość komutacyjna $f_s = 5 \text{ kHz}$; czas martwy $\Delta T = 0,5 \mu\text{s}$;
- napięcie źródła 230 V ; rezystancja wewnętrzna $R_s = 100\text{m}\Omega$, $L_s = 0$;
- elementy reaktancyjne $L_1 = L_2 = 30 \text{ mH}$; $C_1 = C_2 = 10 \mu\text{F}$;
- rezystancja odbiornika $R_L = 100 \Omega$;
- napięcie progowe tłumika przebieg $U_T = 950 \text{ V}$;
- współczynnik wypełnienia impulsów sterujących $\delta = 0,5$.

Przebiegi czasowe prądu kondensatora C_1 oraz napięć w punktach A,B układu sterowanego z czasem martwym $\Delta T = 0,5 \mu\text{s}$ przedstawia rysunek 3.14. Skutkiem wyłączenia wszystkich tranzystorów jest występowanie przebiegów komutacyjnych w punktach A i B. W stanie załączenia wszystkich tranzystorów powstałoby zwarcie w obwodzie źródło – łączniki A – kondensator C_1 – łączniki B.



Rys. 3. 14. Przebiegi czasowe prądu kondensatora i_{C1} oraz napięć w punktach A i B układu ISPP o topologii *Zeta* sterowanego z czasem martwym; $\delta = 0,5$

Opracowany algorytm sterowania bez czasu martwego, eliminujący zarówno przebiecia, jak i zwarcia w układzie wymaga kontroli polaryzacji napięcia źródła u oraz prądu zwieranego przez łączniki B układu. Prąd ten, zgodnie ze strzałkowaniem z rysunku 3.13 równy $i_{L2} - i_{L1}$, dalej oznaczany jest jako i_B . Analiza wszystkich stanów pracy układu doprowadziła do syntezy następujących równań logicznych:

$$\begin{aligned}
 T_{1A} &= I_B (US + \bar{U}) \\
 T_{2A} &= \bar{I}_B (\bar{U}S + U) \\
 T_{1B} &= \bar{I}_B (U\bar{S} + \bar{U}) \\
 T_{2B} &= I_B (\bar{U}\bar{S} + U)
 \end{aligned}
 \tag{3.8}$$

gdzie zmienne binarne:

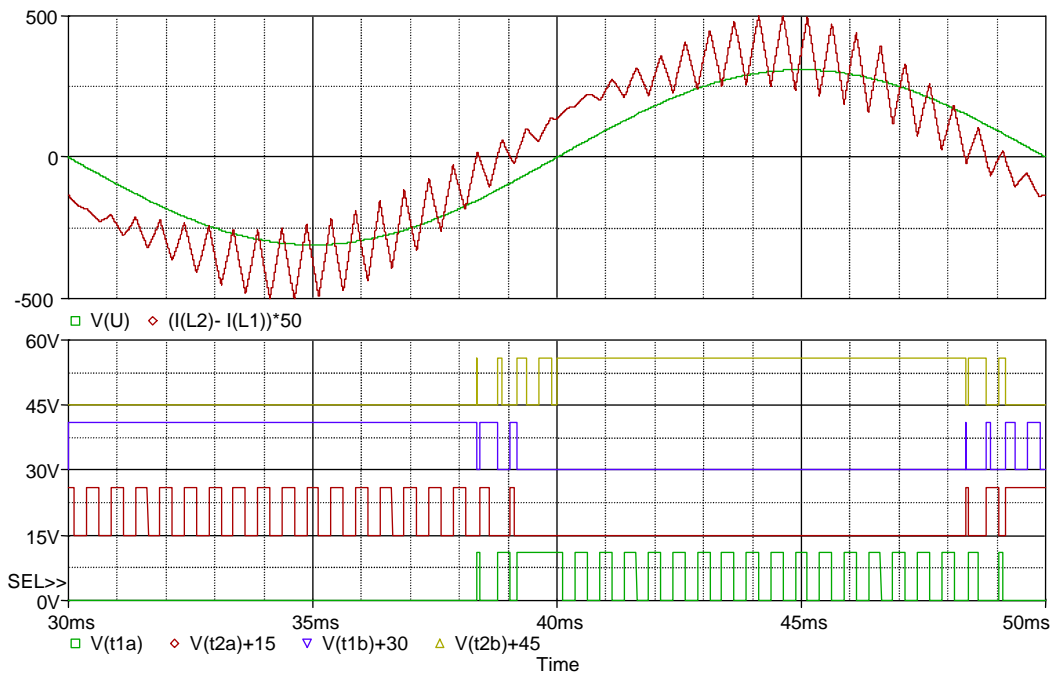
$$U = 1 \text{ gdy } u > 0;$$

$$I_B = 1 \text{ gdy } i_{L2} - i_{L1} > 0;$$

$$S = 1 \text{ gdy punkt A połączony jest ze źródłem,}$$

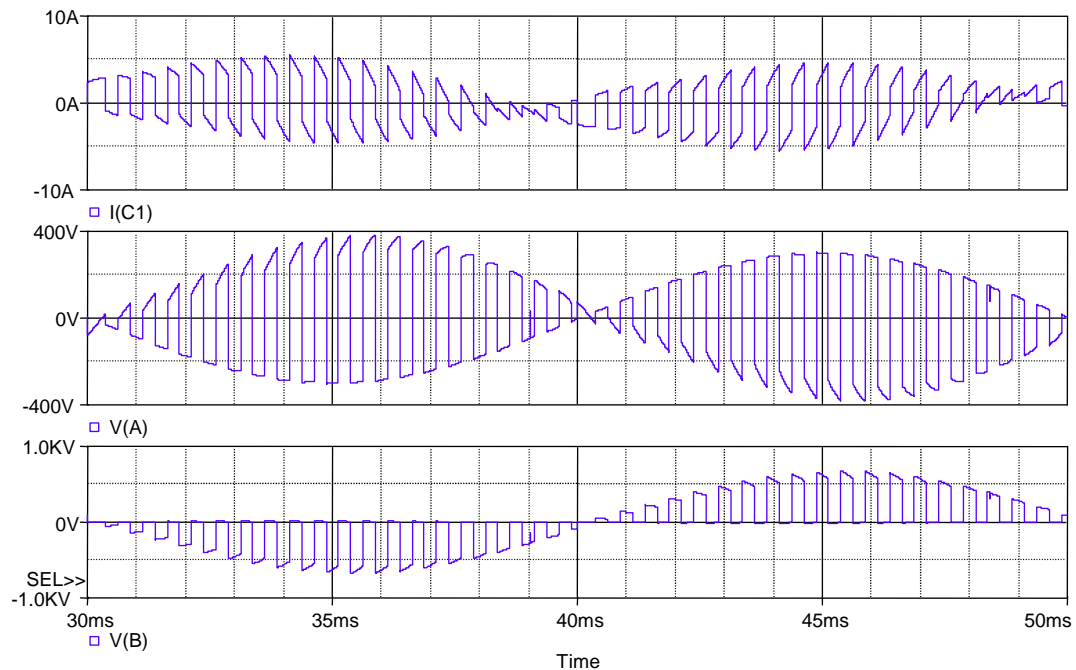
$$S = 0 \text{ gdy punkty B i } N_S \text{ są zwarte.}$$

Przebiegi czasowe zmiennych wejściowych oraz impulsów bramkowych tranzystorów otrzymane zgodnie z równaniami (3.8) w okresie napięcia źródła przedstawione są na rysunku 3.15.



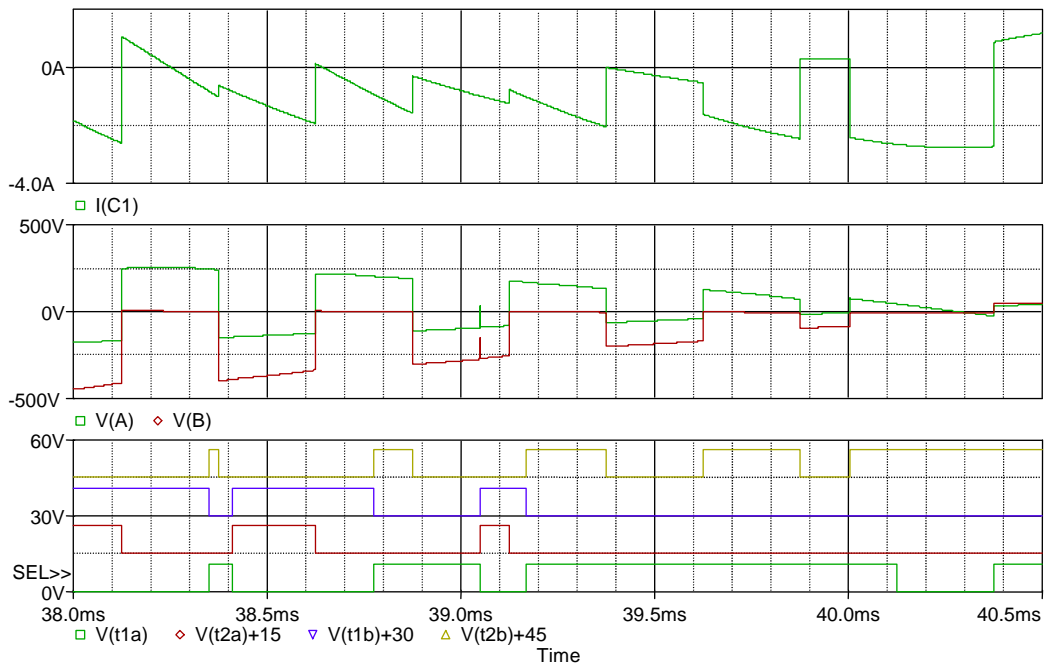
Rys. 3.15. Przebiegi czasowe zmiennych wejściowych u , i_B układu oraz impulsy sterujące pracą poszczególnych łączników

Otrzymane w wyniku badań symulacyjnych przebiegi czasowe prądu kondensatora i_{C1} oraz napięć w punktach A i B układu względem punktu neutralnego N_S w okresie napięcia źródła przedstawione są na rysunku 3.16.



Rys. 3.16. Przebiegi czasowe prądu kondensatora i_{C1} oraz napięć w punktach A i B układu ISPP o topologii Zeta sterowanego bez czasu martwego; $\delta = 0,5$

Rysunek 3.17. prezentuje te same przebiegi czasowe w przedziale czasu, w którym komutuje więcej niż jeden tranzystor, ponieważ wielkości wejściowe u oraz i_B zmieniają wartość.

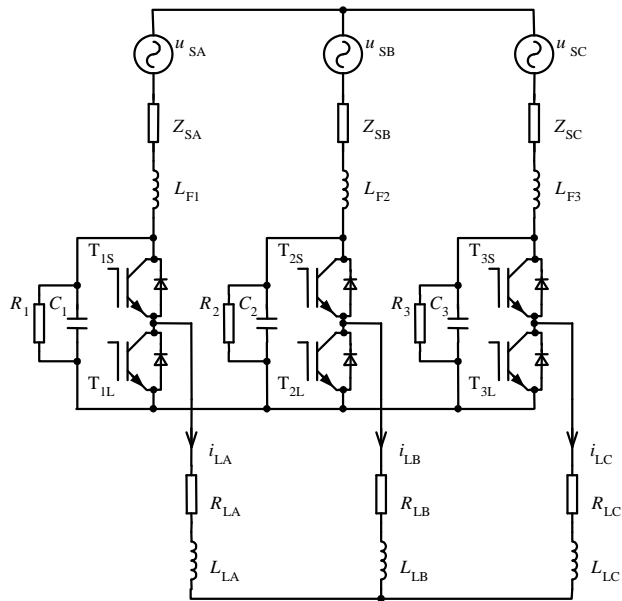


Rys. 3.17. Układ o topologii *Zeta* sterowany bez czasu martwego w przedziale czasu gdy komutuje więcej niż jeden tranzystor

Przedstawione powyżej wyniki badań symulacyjnych potwierdzają poprawność zaprezentowanego algorytmu sterowania bez czasu martwego ISPP o topologii *Zeta*. Algorytm ten eliminuje zarówno przebiegi komutacyjne w punktach A i B układu, jak i zwarcia w obwodzie łącznika A – kondensator C_1 - łączniki B.

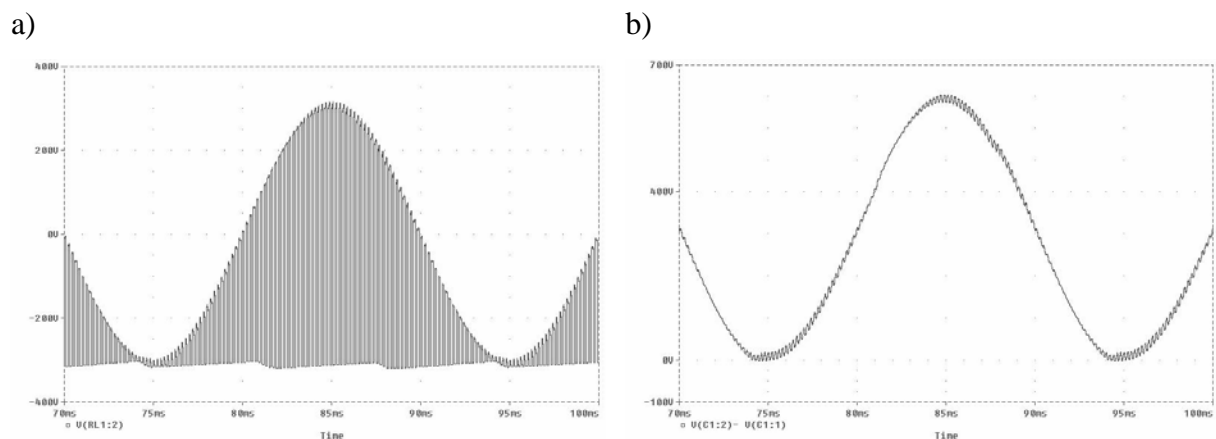
3.3. Układ ISPP z $2m$ łącznikami typu tranzystor-dioda

Układ przedstawiony na rys. 3.18. prezentowany był w pracy [82] jako przemysłowa implementacja ISPP o mocy znamionowej odbiornika 25 kVA. W podstawowej wersji stosowany jest algorytm z czasem martwym, energia przebiegów gromadzona w kondensatorach tłumiących C_{1-3} (stanowiących jednocześnie filtr wejściowy) rozpraszana jest w równoległych rezystorach R_{1-3} .



Rys. 3.18. Topologia podstawowa ISPP z 2m łącznikami typu tranzystor – dioda

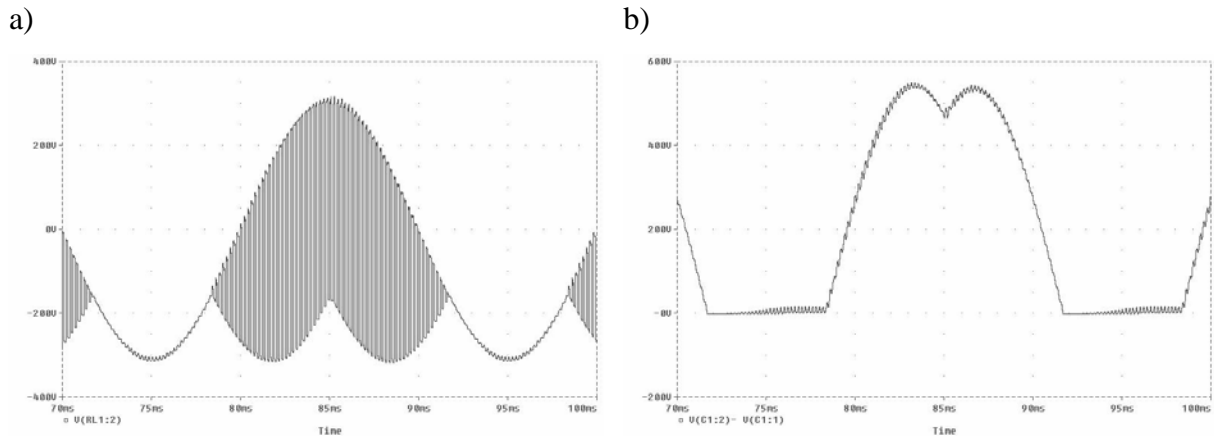
Taki sposób sterowania pogarsza współczynnik sprawności energetycznej. Typowe przebiegi czasowe napięcia wyjściowego jednej fazy sterownika względem punktu neutralnego źródła oraz napięcia na kondensatorze tłumiącym C_1 przedstawia rysunek 3.19. Jak widać kondensator ten ładuje się do napięcia o wartości większej od amplitudy napięcia międzyfazowego źródła.



Rys. 3. 19. Przebiegi czasowe a) napięcie wyjściowego, b) napięcia kondensatora tłumiącego C_1 układu ze sterowaniem z czasem martwym

Przedstawiony w [47] algorytm sterowania umożliwia regeneracyjny zwrot energii zgromadzonej w kondensatorach do odbiornika. Charakterystyczną jego cechą jest stałe

załączenie jednego z tranzystorów T_L , podczas gdy dwie pozostałe sekcje komutują – układ ten zatem jest równoważny topologii „oszczędnościowej” przedstawionej na rys. 2.3. Faza wspólna zmienia się co 1/3 okresu sieci, dzięki załączeniu tranzystora T_L ujemny prąd odbiornika powoduje rozładowanie kondensatora. Dla porównania przedstawiono na rysunku 3.12 przebiegi czasowe napięcia kondensatora C_1 dla tego algorytmu sterowania. Napięcie to zawiera się zawsze między 0 a wartością szczytową napięcia międzyfazowego źródła.



Rys. 3. 20. Przebiegi czasowe a) napięcie wyjściowego, b) napięcia kondensatora tłumiącego C_1 układu ze sterowaniem umożliwiającym zwrot energii

Alternatywnym rozwiązaniem jest algorytm sterowania bez czasu martwego. Jest on realizowany przez kontrolę kierunków prądu odbiornika w poszczególnych fazach. Na rys. 3.21. przedstawiono przebiegi czasowe napięć wyjściowego oraz kondensatora C_1 przy sterowaniu bez czasu martwego. Zgodnie ze strzałkowaniem prądów odbiornika z rysunku 3.18. równania opisujące pracę łączników fazy m mają postać:

$$T_{Sm} = I_m S$$

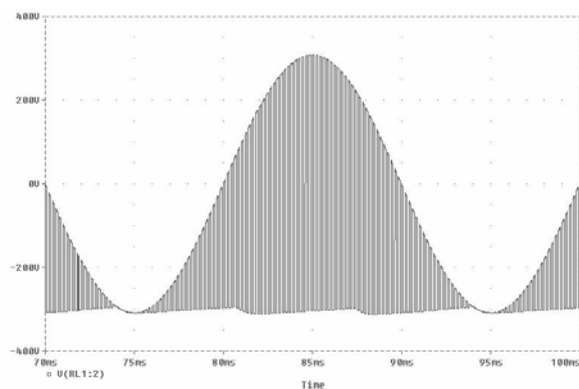
$$T_{Lm} = \bar{I}_m \bar{S}$$

gdzie: $S = 1$ gdy odbiornik dołączony jest do źródła, $S = 0$ gdy odbiornik jest zwarty,

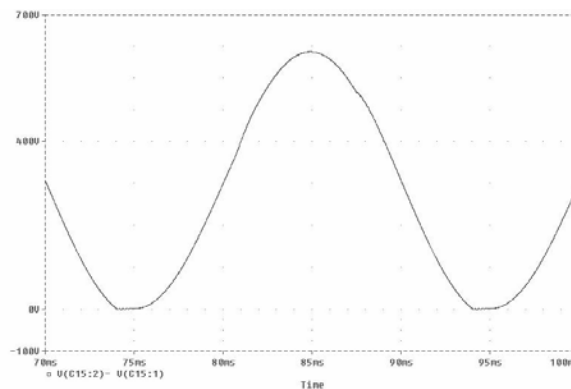
$I_m = 1$ gdy $i_{Lm} > 0$, $m = (1, 2, 3)$ – numer fazy.

Zależnie od kierunku prądu odbiornika komutuje zawsze tylko jeden tranzystor w każdej z gałęzi, dzięki czemu nie zachodzi ryzyko zwarc. Zaletą tego algorytmu jest to, że kondensatory C_{1-3} są obciążone tylko prądami harmonicznego podstawowej, zatem znacznie mniejszymi. W przypadku dwóch pozostałych rodzajów sterowania prądy odbiornika w czasie martwym zamykają się przez kondensatory.

a)



b)



Rys. 3. 21. Przebiegi czasowe a) napięcie wyjściowego b) napięcia kondensatora tłumiącego C_l układu ze sterowaniem bez czasu martwego

Parametry toru prądowego dla wszystkich powyższych algorytmów sterowania:
 $L_L = 50 \text{ mH}$, $R_L = 22 \text{ } \Omega$, kondensatory tłumiące $C_{l-3} = 10 \text{ } \mu\text{F}$, częstotliwość komutacyjna $f_S = 5 \text{ kHz}$, czas martwy $\Delta T = 0,5 \text{ } \mu\text{s}$, rezystory równoległe $R_{l-3} = 10 \text{ k}\Omega$ (stosowane tylko przy sterowaniu z czasem martwym).

Wnioski

W rozdziale przedstawione są znane z literatury algorytmy sterowania ISPP o topologiach:

- jednofazowej, z $2 + 2$ łącznikami typu tranzystor – dioda – eliminujący czas martwy;
- trójfazowej, z $2m$ łącznikami typu tranzystor – dioda – umożliwiający regeneracyjny zwrot energii traconej w tłumikach przebieg w czasie martwym do odbiornika.

Pozostałe prezentowane algorytmy sterowania ISPP o topologiach: *Ćuk*, *Zeta* oraz z $2m$ łącznikami typu tranzystor – dioda, eliminujące czas martwy, są opracowaniami własnymi autora. Kryteria doboru zmiennych wejściowych oraz metodę syntezy algorytmu sterowania zaprezentowano na przykładzie sterownika o topologii *Ćuk*. Poprawność prezentowanych algorytmów zweryfikowano za pomocą badań symulacyjnych.

Poprawa współczynnika sprawności energetycznej ISPP poprzez redukcję wewnętrznych strat mocy realizowana jest praktycznie na dwa sposoby – albo poprzez stosowanie algorytmów sterowania umożliwiających zwrot energii gromadzonej w tłumikach przebieg, albo eliminujących czas martwy. Rozwiązania eliminujące ΔT zapewniają uzyskanie lepszych wskaźników jakości przekształcania, ponieważ:

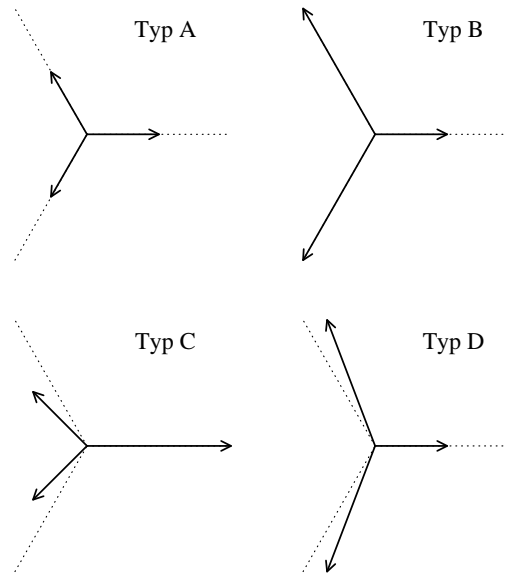
- mniejsze wartości napięć wewnątrz układu skutkują redukcją strat komutacyjnych w łącznikach;
- następuje istotna redukcja współczynnika zawartości wyższych harmoniczných napięcia (prądu) odbiornika;
- mniejsze są średnie wartości wyjściowych napięć wspólnych, generujących zaburzenia elektromagnetyczne.

4. SYMETRYZACJA UKŁADÓW Z IMPULSOWYMI SPP

Trójfazowe sieci elektroenergetyczne mogą być traktowane jak symetryczne, trójfazowe źródło napięcia sinusoidalnego, którego impedancja wewnętrzna ma charakter indukcyjny. Obciążenia nieliniowe czy pobierające różne prądy w poszczególnych fazach powodują deformacje oraz niesymetrie napięć dostarczanych odbiorcom. Zaburzenia te mogą być również powodowane czynnościami łączeniowymi w sieciach energetycznych, zwarciami w innym węzle sieci, rozruchem maszyn elektrycznych lub załączaniem odbiorników o znacznej mocy. Kiedy parametry jakościowe energii nie odpowiadają wartościom normatywnym mamy do czynienia zarówno z nadmiernymi stratami mocy na rezystancjach sieci zasilającej, jak i nieprawidłową pracą odbiorników wrażliwych. Odnośnie niesymetrii, zależnie od czasu trwania zaburzenia można mówić o trwałym niezrównoważeniu albo zapadzie napięcia. Układ napięć uznaje się za symetryczny, gdy współczynnik niesymetrii $\varepsilon_U \leq 2\%$. Zgodnie z definicją (IEC 61000-4-30) czas trwania zapadu zawiera się w przedziale od 10 ms do 1 minuty, zaś wartość względna amplitudy może osiągać od 10 do 90 % napięcia znamionowego. Jak wykazują statystyki, na ogół zapady napięcia są niesymetryczne, jednofazowe stanowią ok. 68% przypadków, dwufazowe 19 %, a trójfazowe 13% [8, 10]. Typowe rodzaje niesymetrycznych zapadów napięcia przedstawia rysunek 4.1. W [7, 9, 85] przedstawiono metody opisu niesymetrycznych układów napięć, przy czym bardziej złożone przypadki opisuje się jako superpozycję dwóch wariantów podstawowych, stąd wynika konieczność wprowadzenia w klasyfikacji podstawowej zapadu symetrycznego typu A. Metody kompensacji niesymetrycznych napięć w odniesieniu do filtrów aktywnych oraz sterowników matrycowych omówione są w [2, 3, 10, 11, 12, 13, 57]. Intensywnie rozwijane są także układy stabilizatorów napięcia przemiennego [1, 58]. Znane są układy przekształtników AC/DC z jednostkowym współczynnikiem mocy, których ISPPP jest integralną częścią [35, 55]. W celu eliminacji niepożądanych składowych prądu źródła stosuje się w nich transformatory ferorezonansowe, filtry pasywne, układy transformatorowe eliminujące harmoniczne dyskretne oraz metody sterowania formujące przebieg prądu wejściowego.

Układy ISPP, jako przekształtniki bezpośrednie, tj. nie wyposażone w elementy gromadzące energię, nie umożliwiają aktywnej kompensacji składowych nieaktywnych prądu pobieranego ze źródła. Możliwe jest jednakże dynamiczne korygowanie współczynników transformacji poszczególnych faz ISPP tak, by napięcia lub prądy odbiornika cechowały lepsze parametry jakościowe. Przedmiotem tego rozdziału są metody sterowania ISPP mające doprowadzić do wyeliminowania niepożądanych składowych napięć lub prądów odbiornika [81].

We wszystkich prezentowanych w tym rozdziale przebiegach czasowych otrzymanych w wyniku symulacji zastosowano redukcję sygnałów napięć źródła taką, iż poziom 10V napięcia odpowiada wartości szczytowej napięcia międzyfazowego sieci.



Rys. 4.1 Typowe przypadki zapadów napięć w sieciach trójfazowych

Dla analizy zawartości składowych symetrycznych w napięciu dogodne jest przedstawienie go w układzie współrzędnych ortogonalnych 0- α - β . Macierz przekształcająca napięcia (prądy) liniowe ze współrzędnych fazowych na ortogonalne, w przypadku układu trójfazowego trójprzewodowego, gdzie nie występuje składowa zerowa prądów:

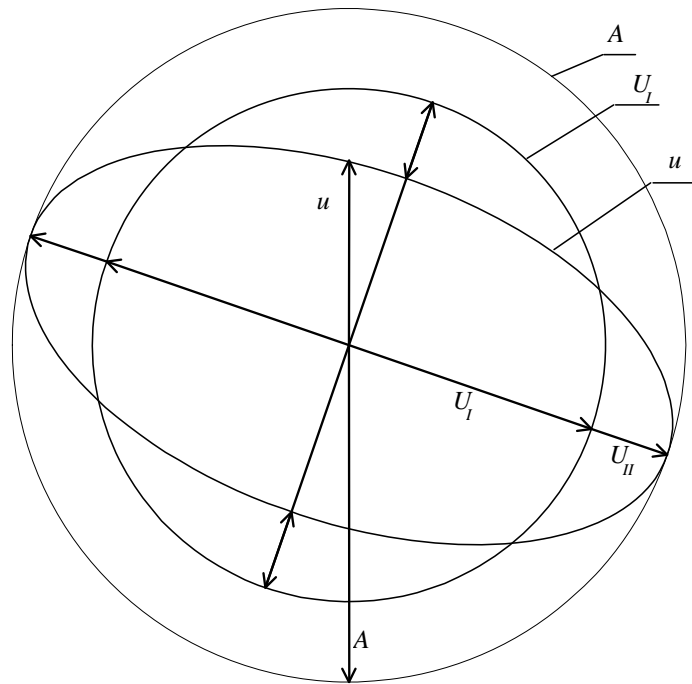
$$\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Stąd napięcia i prądy fazowe związane są z odpowiednimi składowymi α, β następującymi zależnościami:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \alpha \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \alpha \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Przy symetrycznym układzie napięć wejściowych moduł wektora U równy jest amplitudzie napięć fazowych A i zakreśla na płaszczyźnie α, β okrąg. Niesymetria napięć źródła

powoduje odkształcenie trajektorii wektora u od kształtu okręgu do elipsy, jak przedstawiono na rys. 4.2.



Rys. 4.2. Trajektoria wektora napięcia źródła \underline{u} przedstawiona jako suma składowej zgodnej i przeciwnej;
 A – amplituda znamionowa (w stanie niezakłóconym)

Ponieważ wektor składowej przeciwnej U_{II} napięcia ma kierunek wirowania przeciwny do składowej zgodnej U_I , wypadkowy wektor napięcia zasilającego ISPP charakteryzują zmiany zarówno amplitudy jak też prędkości kątowej ω . Prędkość kątowa jest największa, kiedy moduł wektora osiąga minimum i na odwrót. Zarówno amplitudy, jak i prędkości kątowe składowych kolejności zgodnej i przeciwnej faz sumują się, zatem wypadkowy moduł wektora przestrzennego można wyrazić jako:

$$|\underline{u}| = \sqrt{U_I^2 + U_{II}^2 + 2U_I U_{II} \cos 2\omega t} \quad (4.3)$$

Mierzyć możemy tylko wartość chwilową napięcia sieci: $u_m = U \sin(\omega t + \varphi)$, w którym wielkości U , ω są zmienne w czasie, zatem wyznaczenie aktualnych wielkości prędkości kątowej i modułu wektora napięcia na podstawie obserwacji napięć jest bardzo trudne. Moduł można wyznaczyć stosując przekształcenia α - β :

$$|\underline{u}| = \sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \quad (4.4)$$

W warunkach niesymetrii napięcie \underline{u} ma trajektorię elipsy o małym promieniu $u_{min} = A_I - A_{II}$ i dużym $u_{max} = A_I + A_{II}$, współczynnik niesymetrii napięcia można więc wyznaczyć jako:

$$\varepsilon_U = \frac{u_{max} - u_{min}}{u_{max} + u_{min}} = \frac{A_{II}}{A_I} \quad (4.5)$$

Napięcie zasilające odbiornik równe jest iloczynowi napięcia wejściowego i zadanego współczynnika transformacji:

$$u_L = S \times u \quad (4.6)$$

$$u = \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix}; S = \begin{bmatrix} D_1 & 0 & 0 \\ 0 & D_2 & 0 \\ 0 & 0 & D_3 \end{bmatrix}$$

W praktyce przemysłowej stosuje się praktycznie tylko układy trójprzewodowe, zatem niezależnie od topologii ISPP możliwe jest niezależne sterowanie tylko dwoma współczynnikami transformacji D_1 i D_2 . Wypadkowa wartość trzeciego współczynnika równa jest $D_3 = \frac{D_1 + D_2}{2}$. Ponadto wszystkie powyższe macierze można przeliczyć na płaszczyznę α - β ,

przy czym ze względu na trójprzewodowe zasilanie składowa zerowa nie ma wpływu na rozpyływ prądów odbiornika. Napięcie wejściowe ma więc przebieg elipsy, którą opisują równania w postaci parametrycznej:

$$\begin{aligned} u_\alpha &= A \sin(\omega t + \varphi_n) \\ u_\beta &= B \cos(\omega t + \varphi_n) \end{aligned} \quad (4.7)$$

gdzie: $A = |U_I| + |U_{II}|$ - wartość maksymalna modułu napięcia u , $B = |U_I| - |U_{II}|$ - minimum modułu napięcia u , φ_n - kąt pomiędzy osiami symetrii elipsy a odpowiednimi osiami układu współrzędnych α - β .

W przypadku ISPP obniżającego napięcie, współczynnik transformacji napięcia może być nie większy od 1. Z (4.7) wynika maksymalna możliwa do uzyskania wartość napięcia wyjściowego U_L :

$$U_L \leq (1 - \varepsilon_U)U \quad (4.8)$$

ponieważ jego amplitudę ogranicza minimum modułu napięcia źródła.

4.1. Metoda amplitudowa

Ogólny warunek symetrii napięć ma postać: $|U_\alpha| = |U_\beta|$, jednakże niesymetria napięcia zwykle wiąże się ze zmianą amplitudy składowej zgodnej, co należy uwzględnić korygując współczynnik transformacji D . Napięcie wyjściowe powinno wobec tego mieć trajektorię okręgu o zadanym promieniu:

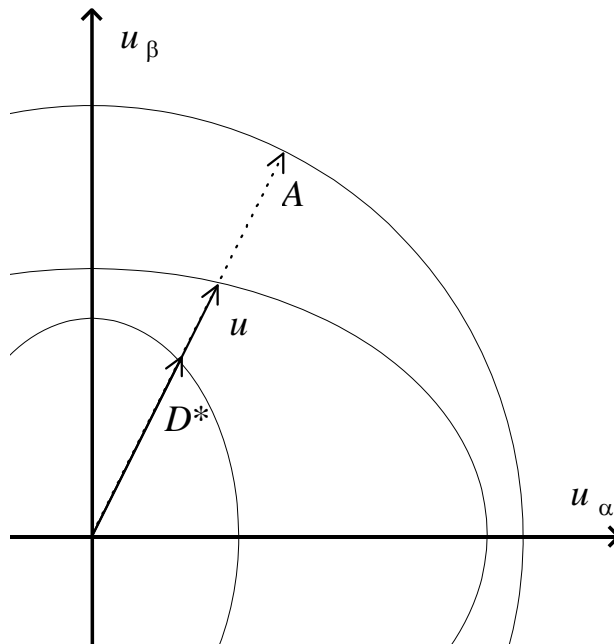
$$\sqrt{u_{L\alpha}^2 + u_{L\beta}^2} = D A_d \quad (4.9)$$

gdzie: D – zadany współczynnik transformacji napięcia, A_d – wartość znamionowa (deklarowana) amplitudy napięcia źródła.

Transformacja elipsy \underline{u} do okręgu o promieniu DA (który jest szczególnym przypadkiem elipsy $A = B = DA$ [83]) wymaga znalezienia współczynnika normującego wartość chwilową modułu wektora napięcia, takiego by moduł A_L nie był zmienny w czasie. Jednym z możliwych rozwiązań jest:

$$D^* = D \frac{A_d}{|\underline{u}|} = D \frac{A_d}{\sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2}} \quad (4.10)$$

W przypadku niesymetrii napięcia wejściowego, trajektoria D^* jest elipsą o takim samym mimośrodku jak napięcie wejściowe U , obróconą względem niego o kąt 90° . Przebieg czasowy sygnału sterującego D^* zawiera składową przeciwną D_{II} o takiej fazie i amplitudzie, by nastąpiła kompensacja składowej przeciwnej napięcia wyjściowego. Zasadę kompensacji ilustruje rysunek 4.3.



Rys. 4.3. Kompensacja wahań napięcia odbiornika

Należy zaznaczyć, iż eliminowane są w ten sposób jedynie wahania amplitudy. Wartość chwilowa kąta ωt napięcia wejściowego może być wyrażona jako:

$$\omega t = \arctan \frac{u_\alpha}{u_\beta} = \arctan \frac{A \sin(\omega t + \varphi_n)}{B \cos(\omega t + \varphi_n)} \quad (4.11)$$

Ponieważ w przypadku niesymetrycznego systemu napięć $A \neq B$, kąt ωt nie jest liniową funkcją czasu, prędkość kątowna zmienia się zgodnie z zależnością:

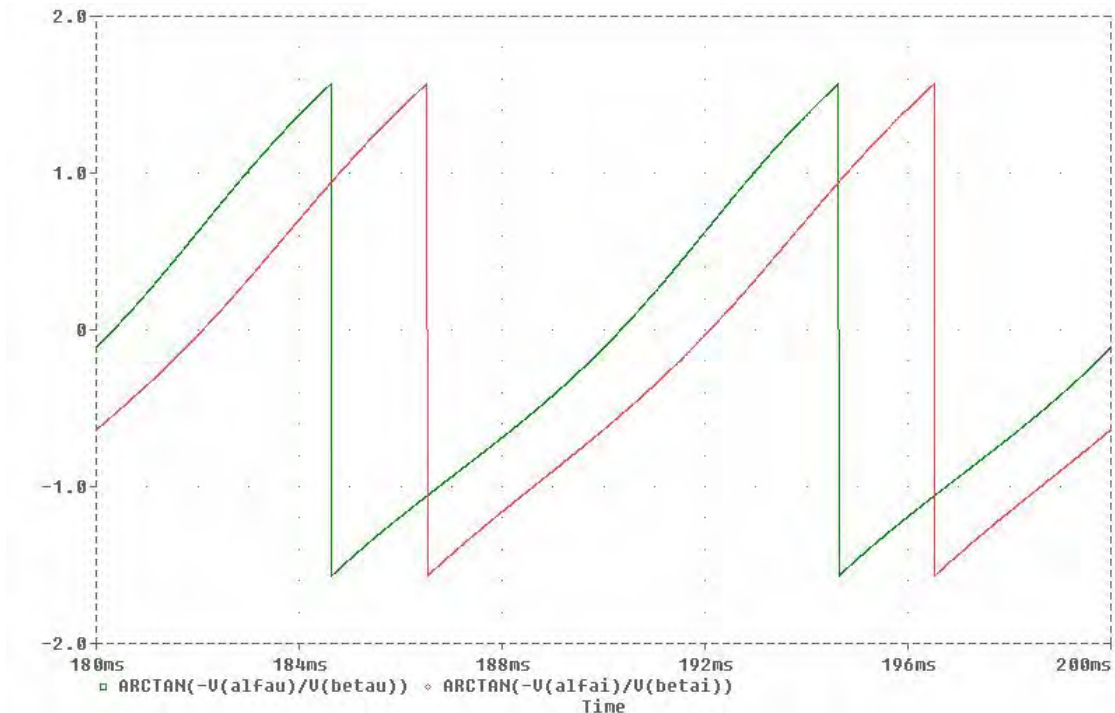
$$\omega = \frac{\omega_l (A_I^2 - A_{II}^2)}{|u|^2} \quad (4.12)$$

gdzie: ω - prędkość kątowna wektora napięcia źródła, ω_l - prędkość składowej zgodnej (synchroniczna), A_I, A_{II} - amplitudy składowej zgodnej i przeciwnej.

Napięcie wyjściowe jest iloczynem napięcia źródła i współczynnika transformacji, zatem jego prędkość kątowna:

$$\omega_l t = \arctan \frac{D^* u_\alpha}{D^* u_\beta} = \arctan \frac{u_\alpha}{u_\beta} = \omega t \quad (4.13)$$

zawsze równa jest prędkości kątownej napięcia wejściowego. Oznacza to, że układy ISPP sterowane metodą amplitudową nie mogą stabilizować prędkości kątownej napięcia odbiornika. Przykładowe przebiegi czasowe kąta ωt niesymetrycznego napięcia źródła oraz prądu odbiornika przedstawia rysunek 4.4.



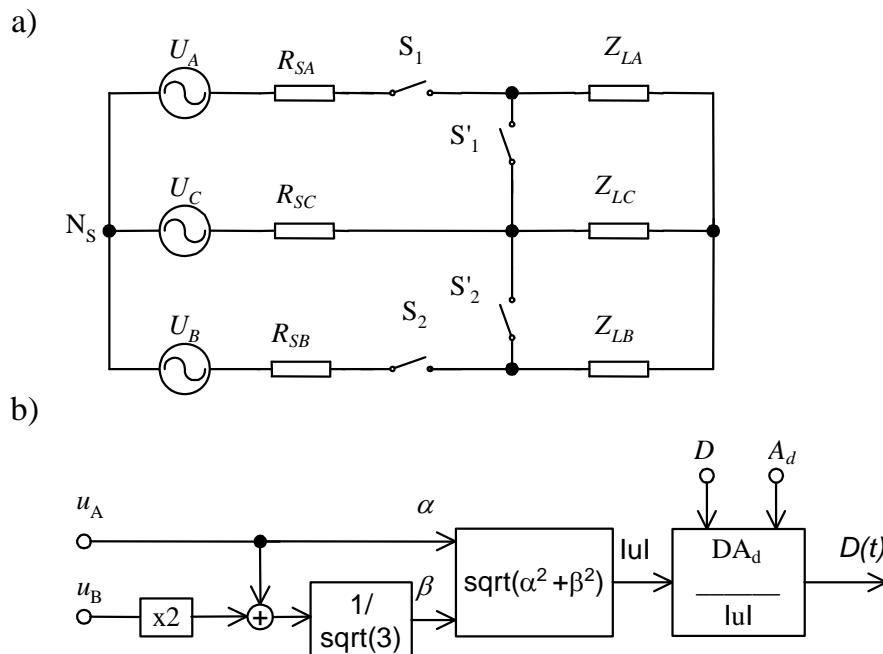
Rys. 4.4. Zmiany kąta wektorów napięcia źródła i prądu odbiornika w funkcji czasu, przy współczynniku niesymetrii napięcia źródła $\varepsilon_U = 15\%$

W [81] prezentowana jest podobna metoda sterowania, jednakże wymaga ona wydzielenia z sygnału napięcia źródła składowej zgodnej kolejności faz oraz składowych niepożądanych. W warunkach przemysłowych mamy na ogół do czynienia ze znacznie odkształconymi napięciami, co może powodować trudności aplikacyjne. Prezentowana tu metoda wymaga wyznaczenia jedynie wartości chwilowej modułu wektora napięcia, co czyni ją znacznie odporniejszą na zakłócenia i prostszą w realizacji praktycznej. Przywrócenie wektorowi napięcia wyjściowego trajektorii okręgu o promieniu DA_d nie jest równoznaczne ze zsynchronizowaniem napięć przewodowych trójfazowego odbiornika, ponieważ wahania prędkości kątowej napięcia pozostają na niezmiennym poziomie. Zrównane są jedynie moduły napięć wyjściowych.

Sygnały sterujące pracą poszczególnych faz urządzenia są takie same, dlatego prezentowaną metodę sterowania można stosować do wszystkich trójfazowych układów transformacji napięć przemiennych.

4.1.1. Sterowanie ISPP przy niesymetrii napięć linii zasilającej

W celu weryfikacji podanej metody na drodze badań symulacyjnych układ ISPP o topologii przedstawionej na rysunku 4.5. został zamodelowany w programie PSpice. Dla wyznaczenia aktualnej wartości modułu $|\underline{u}|$ oraz współrzędnych α , β wektora napięcia wejściowego i prądu odbiornika wykorzystano przekształcenie Clarka [38].

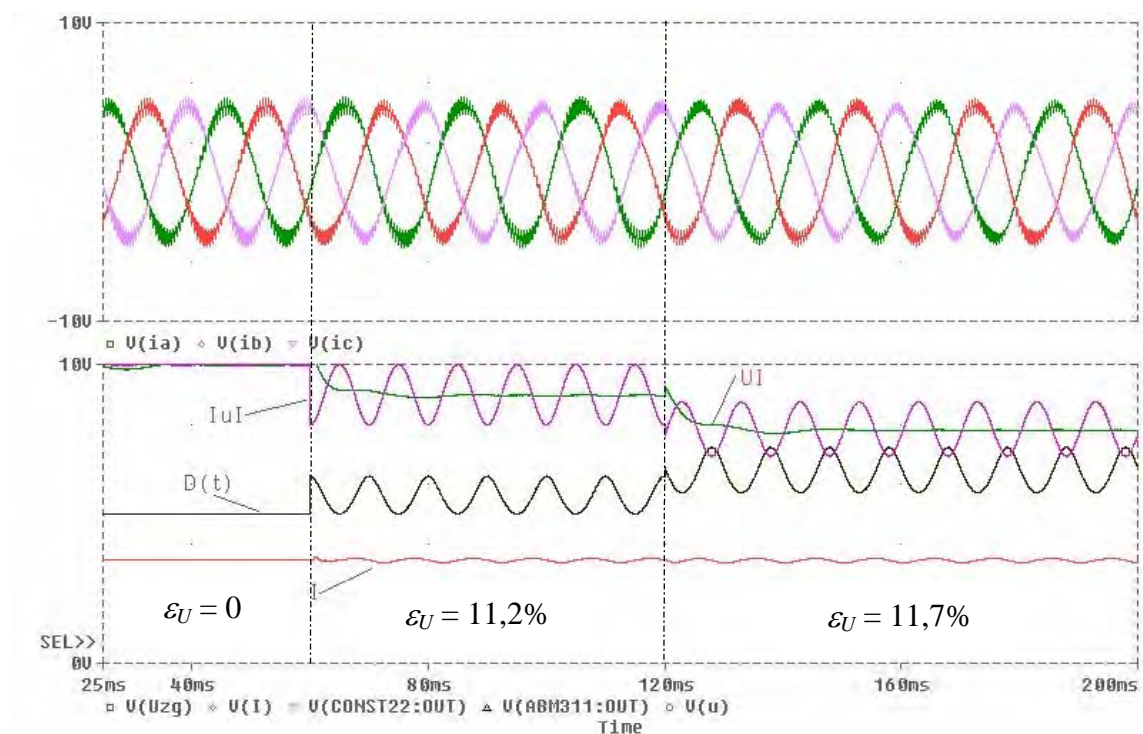


Rys. 4. 5. ISPP z odbiornikiem zasilanym trójprzewodowo
a) tor prądowy; b) układ sterowania

Parametry układu:

- napięcie źródła $U = 3 \times 400 \text{ V}$, 50 Hz ;
- napięcie progowe tłumika przepięć $U_T = 600 \text{ V}$;
- rezystancja wewnętrzna źródła $R_S = 100 \text{ m}\Omega$;
- odbiornik $R_L = 100 \text{ }\Omega$, $L_L = 100 \text{ mH}$;
- łączniki dwukierunkowe model $Wbreak$: $R_{on} = 200\text{m}\Omega$, $R_{off} = 100\text{k}\Omega$;
- częstotliwość komutacyjna $f_s = 2 \text{ kHz}$;
- sterowanie z czasem martwym $\Delta T = 0,5 \text{ }\mu\text{s}$.

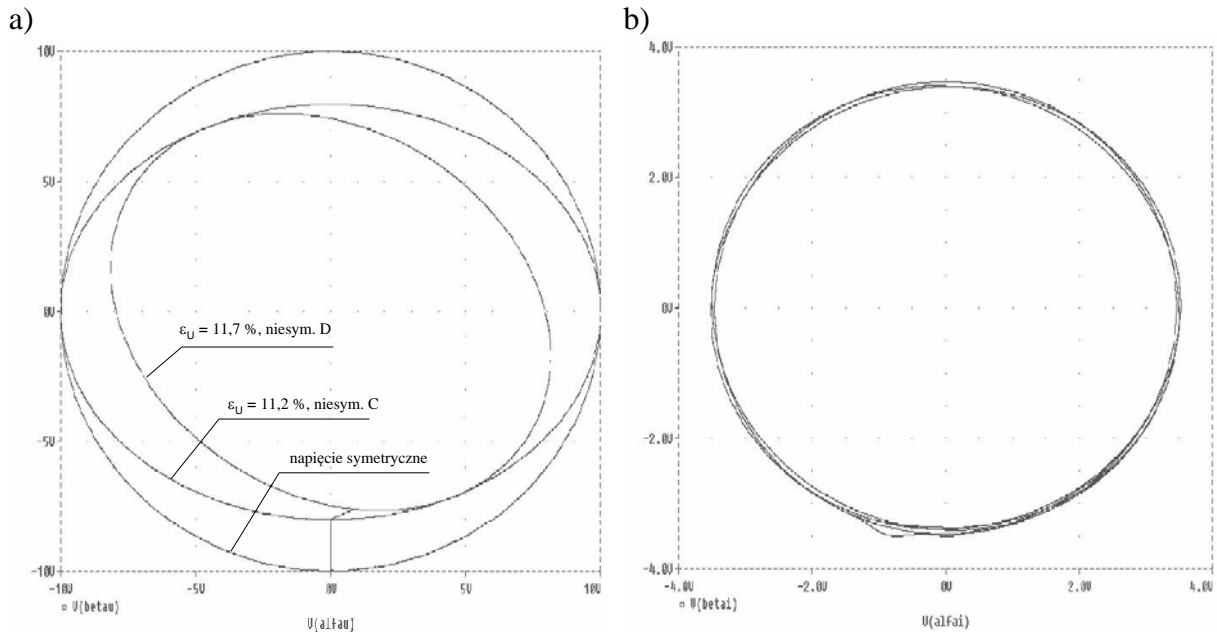
Sygnaly napięciowe u_A u_B próbkowane są z częstotliwością f_s , dlatego układ sterowania charakteryzuje się opóźnieniem równym okresowi impulsowania T_s . Opóźnienie to powoduje, iż całkowite wyeliminowanie niepożądanych składowych jest niemożliwe.



Rys. 4.6. Przykładowe przebiegi czasowe układu ISPP: zrównane amplitudy prądu obciążenia (okno górne); sygnały: sterujący D^* , amplitudy napięcia kolejności zgodnej U_L , prądu obciążenia I_L i modułu napięcia źródła $|u|$ (okno dolne);

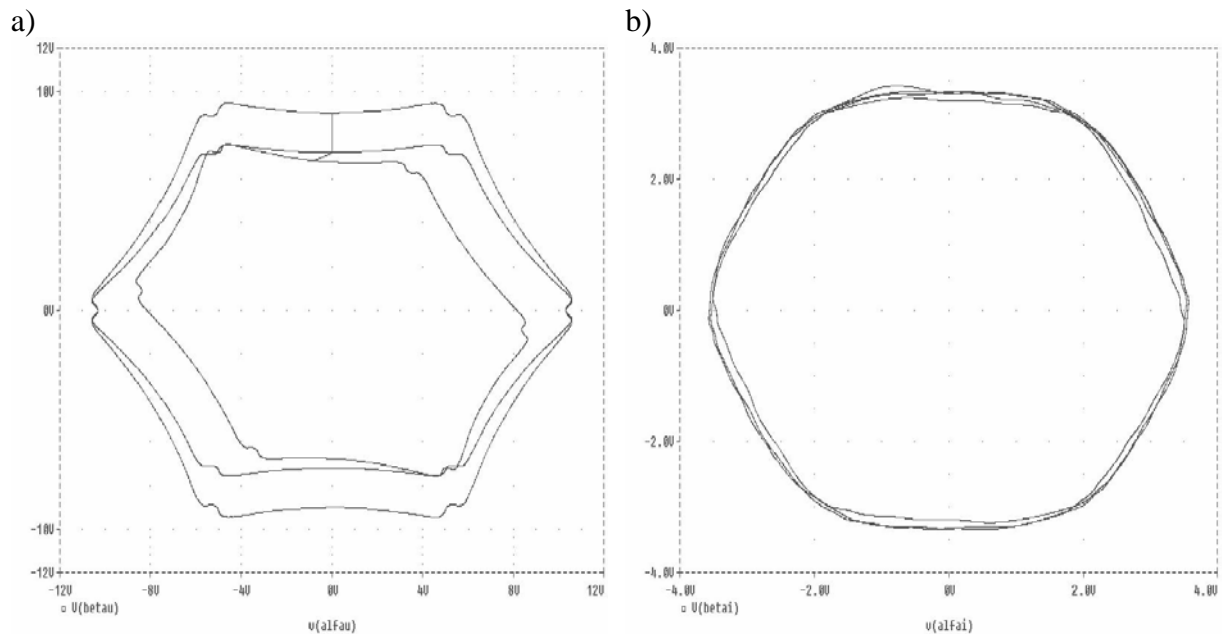
Jak widać na rysunkach 4.6. i 4.7., po pojawieniu się niesymetrii napięć wejściowych w chwilach $t = 50 \text{ ms}$ (niesymetria typu C, $\epsilon_U = 11,2 \%$), a następnie $t = 120 \text{ ms}$ (typ D, $\epsilon_U = 11,7 \%$) układ zareagował odpowiednią modulacją sygnału sterującego redukując wahania amplitud prądów wyjściowych do wartości odpowiednio: $\epsilon^*_I = 2,07\%$ i $2,06\%$. Współczynniki

wyznaczono według kryterium amplitudowego (4.5). Trajektorie wektorów napięć wejściowych mają przebieg eliptyczny, natomiast wektor przestrzenny prądu odbiornika praktycznie zatacza okrąg o stałym promieniu $D I_{Lmax}$.



Rys. 4.7. Trajektorie wektorów we współrzędnych α - β : a) napięcia źródła, b) prądu obciążenia (odfiltrowano harmoniczne komutacyjne) przy niesymetrii napięć źródła

Zastosowana metoda sterowania polegająca na porównywaniu aktualnej amplitudy wektora napięcia źródła z wartością zadaną umożliwia także redukcję współczynnika zawartości wyższych harmonicznych w napięciu (prądzie) odbiornika, bez żadnych modyfikacji w torze sterowania. Napięcie źródła zostało zniekształcone harmonicznymi 5,7,11 o amplitudach odpowiednio $1/n$. Napięcie wejściowe zawierało także składową przeciwnej kolejności faz, o amplitudach analogicznych jak w przypadku symetryzacji napięć prezentowanym powyżej. Otrzymane w wyniku badań symulacyjnych modelu trajektorie napięcia źródła i prądu odbiornika prezentuje rys. 4.8. Wyższe harmoniczne napięcia źródła w przestrzeni α - β reprezentowane są także jako krzywe drugiego stopnia[83]. Zaprezentowana metoda sterowania umożliwia więc także kompensację niepożądanych składowych harmonicznych występujących w napięciu źródła. Najwyższy rząd harmonicznej, która może być wytłumiona ma ścisły związek z zastosowaną w układzie częstotliwością komutacyjną: $f_h \leq f_s / 2$.



Rys. 4.8. trajektorie wektorów: a) napięcia źródła,
b) prądu obciążenia (odfiltrowano harmoniczne komutacyjne)
przy napięciach źródła odkształconych i niesymetrycznych

4.1.2. Sterowanie ISPP przy niesymetrii obciążenia

Jeżeli zamiast napięcia źródła obserwować amplitudę wektora prądu odbiornika, to ISPP stanie się układem zamkniętym, którego pracą steruje regulator opisany równaniem:

$$D^* = k(DI_n - |\underline{i}_L|) \quad (4.15)$$

gdzie: D – zadany współczynnik transformacji; I_n amplituda prądu odbiornika przy napięciu znamionowym; k – współczynnik wzmocnienia; $|\underline{i}_L|$ - moduł wektora prądu.

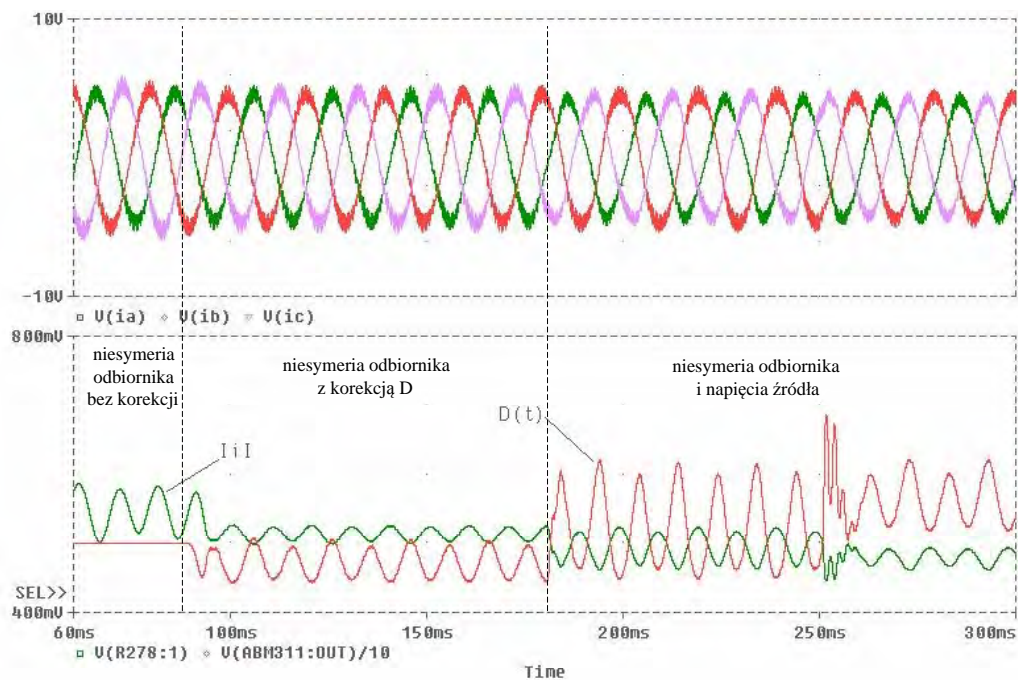
Jest to regulator statyczny, w którym prąd wyjściowy dąży do wartości zadanej DI_n , a różnica między wartością zadaną i zmierzoną jest zakłóceniem. Przewagą tego rozwiązania nad układem otwartym prezentowanym powyżej polega na tym, że ISPP dąży do zsymetryzowania amplitud napięć wyjściowych zarówno przy niesymetrycznym odbiorniku jak i zasilaniu przy zachowaniu zadanego współczynnika transformacji.

Otrzymane w wyniku symulacji komputerowych przebiegi czasowe przy niesymetrycznym odbiorniku, oraz jednocześnie niesymetrycznym odbiorniku i napięciu zasilania, przedstawia rysunek 4.9.

Tabela 4.1.

Lp.	T	ε_U	ε^*_I	Uwagi
1	0-90 ms	0	7,1 %	Bez korekcji, niesymetryczny odbiornik
2	90 – 180 ms	0	2,1 %	Niesymetryczny odbiornik
3	180 – 250 ms	11,2 %	2,2 %	Niesymetria odbiornika i źródła (typ C)
4	250 – 300 ms	11,7 %	2,7 %	Niesymetria odbiornika i źródła (typ D)

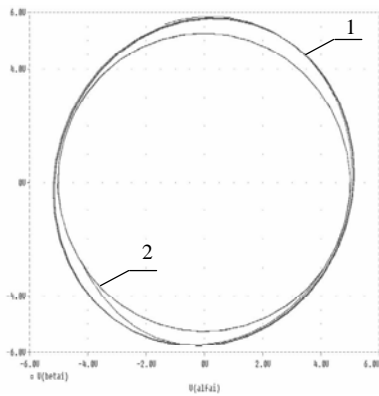
Do chwili $t = 90$ ms układ pracował bez korekcji - współczynnik niesymetrii prądu jest największy, następnie założono regulator, a w chwilach $t = 180$ i 250 ms wprowadzone były dodatkowo niesymetrie napięcia źródła takie same, jak w układzie z pomiarem napięcia. Odpowiednie współczynniki niesymetrii i tętnień amplitudy wektora przestrzennego prądu obciążenia zestawiono w tabeli 4.1.



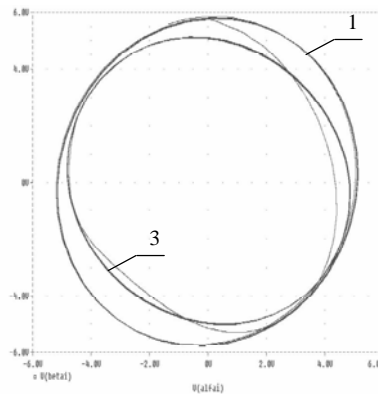
Rys. 4.9. Przykładowe przebiegi czasowe układu ISPP: zsynchronizowane prądy obciążenia (okno górne); sygnały: sterujący D^* i modułu prądu obciążenia $|i|$ (okno dolne);

Odpowiadające poszczególnym przedziałom czasowym trajektorie wektora prądu przedstawia rysunek 4.10, przy czym kolejne pozycje z tabeli 4.1. przedstawiono na tle trajektorii prądu bez kompensacji niesymetrii (przypadek 1 z tab. 4.1).

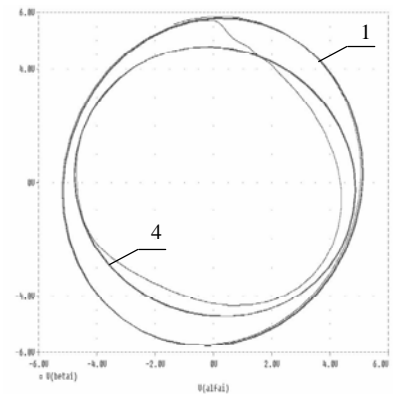
a) przypadek 1+2



b) przypadek 1+3



c) przypadek 1+4



Rys. 4.10. Trajektorie wektora prądu obciążenia

We wszystkich przypadkach uzyskana została redukcja wartości współczynnika niesymetrii prądu (lub napięcia) wyjściowego. Poprawę parametrów układu można by uzyskać poprzez użycie bardziej złożonego regulatora, niż prezentowany tu prosty regulator proporcjonalny, oraz zwiększenie częstotliwości impulsowania ISPP.

Przedstawione powyżej metody mogą być stosowane w układach ISPP zasilających odbiorniki wymagające jedynie równych amplitud napięć zasilających. Przykładowo może to być sterownik użyty w układzie przekształcania AC/DC, gdzie zrównanie amplitud wpłynie na zmniejszenie współczynnika zawartości składowej zmiennej w napięciu wyjściowym.

4.2. Pełna symetryzacja

Prezentowane poniżej metody sterowania ISPP symetryzują system napięć wyjściowych przez eliminację tętnień zarówno amplitudy (równanie 4.3) jak i prędkości kątowej (równanie 4.12) jego wektora przestrzennego.

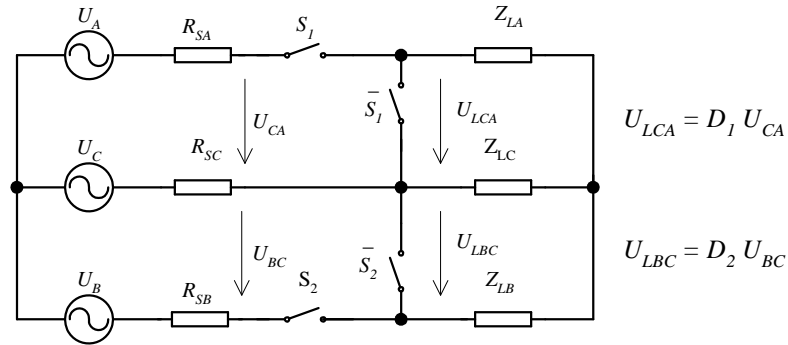
4.2.1. Metoda składowych symetrycznych

Eliminacja zarówno drgań amplitudy jak i prędkości kątowej napięcia wyjściowego ISPP możliwa jest dzięki zastosowaniu współczynników normujących wyznaczonych na podstawie wartości chwilowych odpowiednich składowych symetrycznych napięć w poszczególnych fazach sterownika. W układzie obniżającym napięcie z rys. 4.11 o topologii oszczędnościowej możliwe jest niezależne transformowanie napięć U_{BC} oraz U_{CA} . Jeśli do analizy metodą składowych symetrycznych wziąć napięcia międzyfazowe, wyjściowe napięcia przewodowe można opisać:

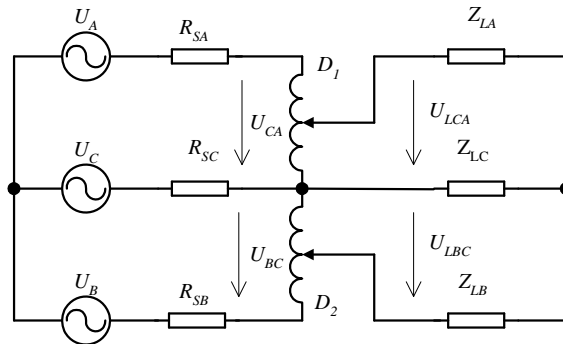
$$\begin{aligned}
 U_{LAB} &= -U_{BC} - U_{CA} \\
 U_{LBC} &= D_2 (a^2 U_I + a U_{II}) \\
 U_{LCA} &= D_1 (a U_I + a^2 U_{II})
 \end{aligned}
 \tag{4.16}$$

gdzie: $a = e^{j\frac{2}{3}\pi}$ operator obrotu o kąt $\frac{2}{3}\pi$ w kierunku matematycznie dodatnim.

a)



b)



Rys. 4.11. Układ ISPP o topologii niepełnofazowej:
 a) impulsowy - z łącznikami dwukierunkowymi
 b) z transformatorami o zmiennej przekładni

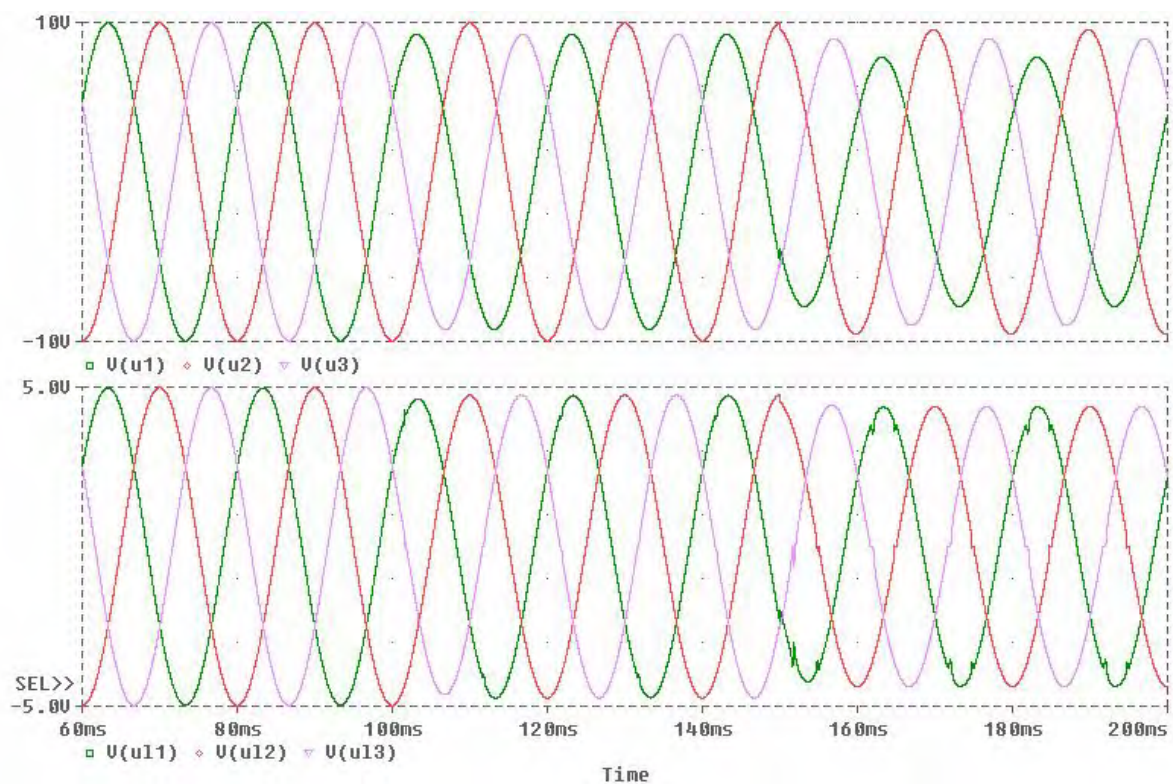
Symetryzowanie systemu napięć odbiornika polega na wyeliminowaniu składowej przeciwnej U_{LII} . Z warunków $U_{LII} \rightarrow 0$, $U_{LI} \rightarrow U_I$ znajdujemy odpowiednie czynniki normujące. Współczynniki transformacji $D_1 D_2$ należy skorygować:

$$\begin{aligned}
 D_1^* &= D \frac{a U_I}{a U_I + a^2 U_{II}} \\
 D_2^* &= D \frac{a^2 U_I}{a^2 U_I + a U_{II}}
 \end{aligned}
 \tag{4.17}$$

Przykładowe przebiegi czasowe napięć wejściowych oraz wyjściowych omawianego układu symetryzującego przedstawia rysunek 4.12. Dla przejrzystości wyników w modelu symulacyjnym zastosowano transformatory idealne o sterowanej przekładni napięciowej w zakresie (0, 1). Jako układy idealnej transformacji napięcia wykorzystano bloki *ABM-2* dostępne w pakiecie PSpice

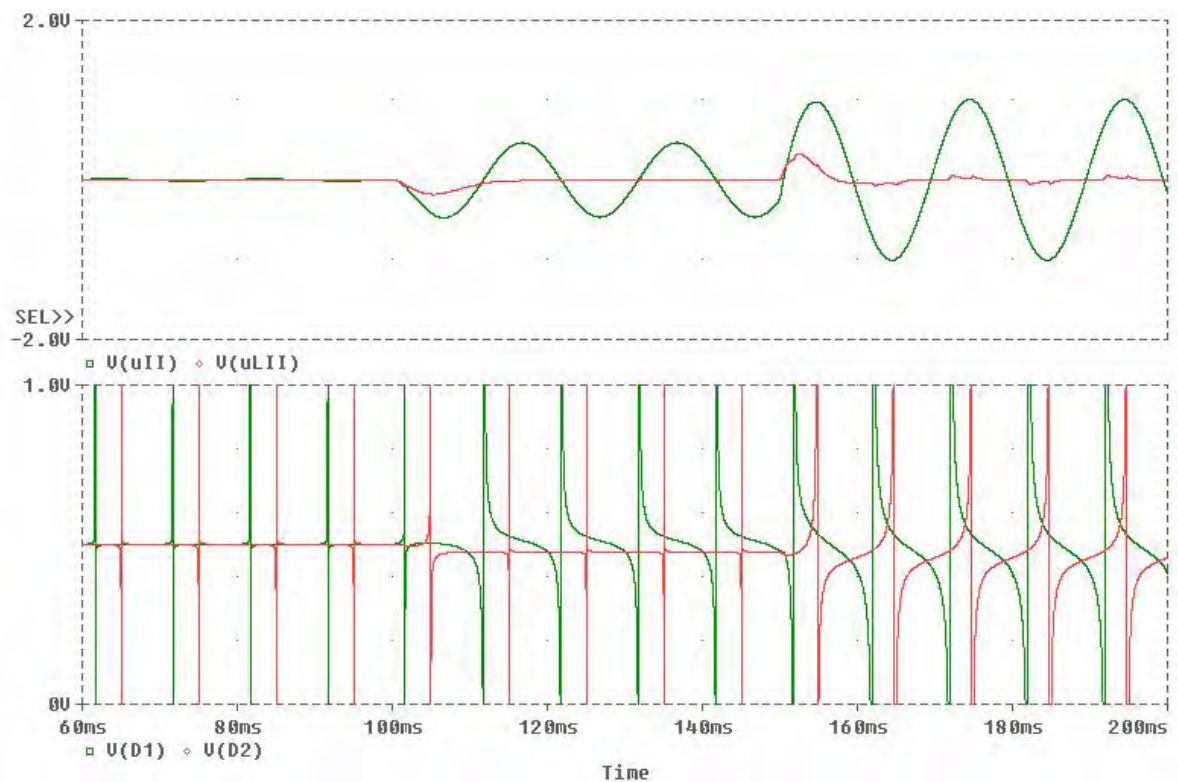
Parametry układu:

- napięcie źródła $U = 3 \times 400 \text{ V}$, 50 Hz;
- rezystancja wewnętrzna źródła $R_S = 100 \text{ m}\Omega$;
- odbiornik $R_L = 100 \Omega$, $L_L = 100 \text{ mH}$;



Rys. 4.12. Napięcia wejściowe (okno górne) i wyjściowe (okno dolne) zsynchronizowane zgodnie z (4.17) $D = 0,5$

Do chwili $t = 100 \text{ ms}$ układ zasilany był napięciem zrównoważonym. Następnie w przedziale (100 – 150 ms) wprowadzono niesymetrię typu D_a , $\varepsilon_U = 9 \%$. Spowodowała ona konieczność korekcji jedynie współczynnika D_1 , napięcie kontrolowane przez D_2 pozostawało niezakłócone. Od chwili $t = 150 \text{ ms}$ występowała niesymetria typu C_c , $\varepsilon_U = 14 \%$. Układ zareagował korekcją obu współczynników transformacji napięcia, redukując składową kolejności przeciwnej napięcia wyjściowego do wartości mniejszej niż dopuszcza norma.



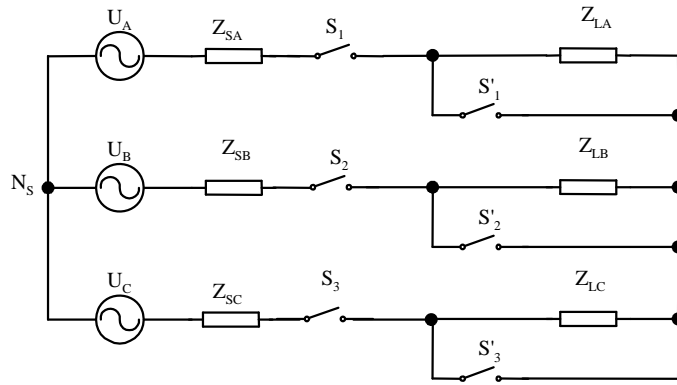
Rys. 4.13. Przebiegi czasowe napięć składowej przeciwnej: źródła U_{II} i odbiornika U_{LII} (okno górne), oraz sygnały sterujące współczynnikami transformacji napięć (okno dolne)

Przekształtnik AC/AC z kontrolą składowych symetrycznych napięcia wejściowego jest otwartym układem sterowania, który charakteryzuje się opóźnieniem ($\tau \approx \frac{1}{2} T$) wynikającym z konieczności wyznaczenia wartości napięć U_I , U_{II} . Widoczna jest ona w przebiegu czasowym napięcia składowej przeciwnej odbiornika (okno górne rys. 4.13). Prezentowany sposób sterowania nie kompensuje wahań napięcia odbiornika.

Powyższych wad pozbawiony jest układ sterowania, w którym współczynniki korekcyjne wyznaczone są przez porównanie wartości wzorcowych napięć przewodowych ze zmierzonymi. Dla układu ISPP o topologii pełnofazowej, zaprezentowanej na rys. 4.14 są to odpowiednio dla fazy m urządzenia:

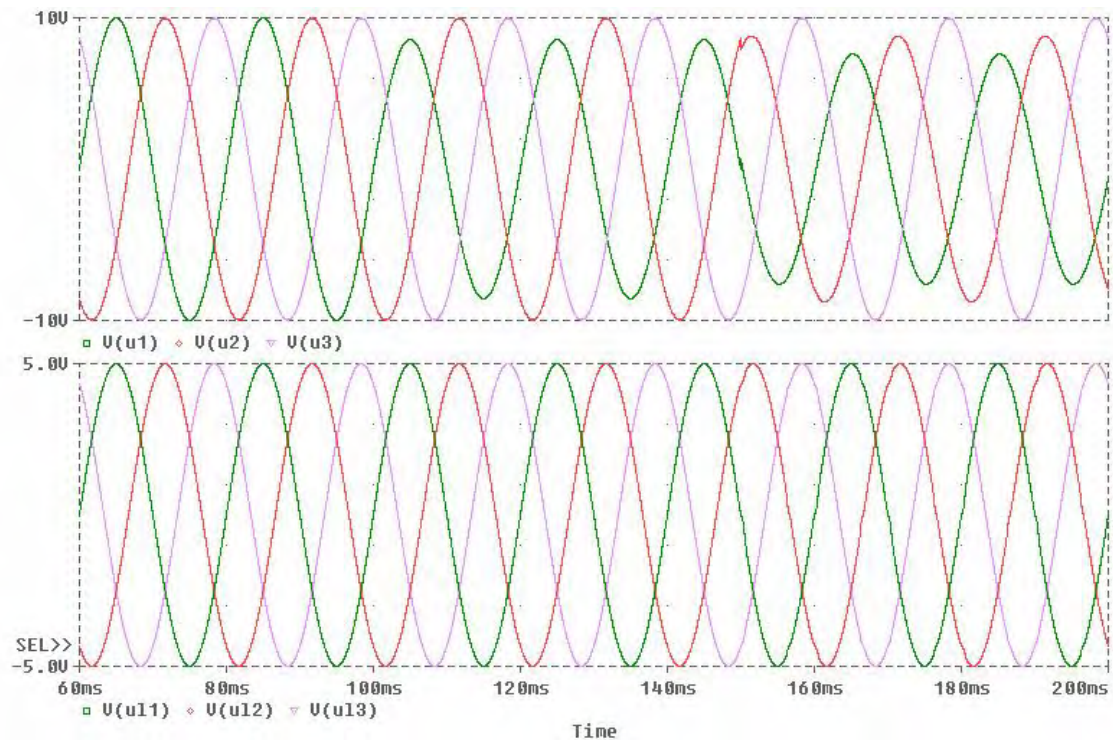
$$D_m^* = D \frac{A_d \sin(\omega t + \frac{2(m-1)}{3} \pi)}{u_m} \quad (4.18)$$

Przebiegi czasowe napięć źródła i odbiornika prezentuje rysunek 4.15. Układ badany był przy niesymetriach napięcia wejściowego analogicznych jak w sterowaniu opisywanym powyżej.



Rys. 4. 14. Układ ISPP o topologii pełnofazowej

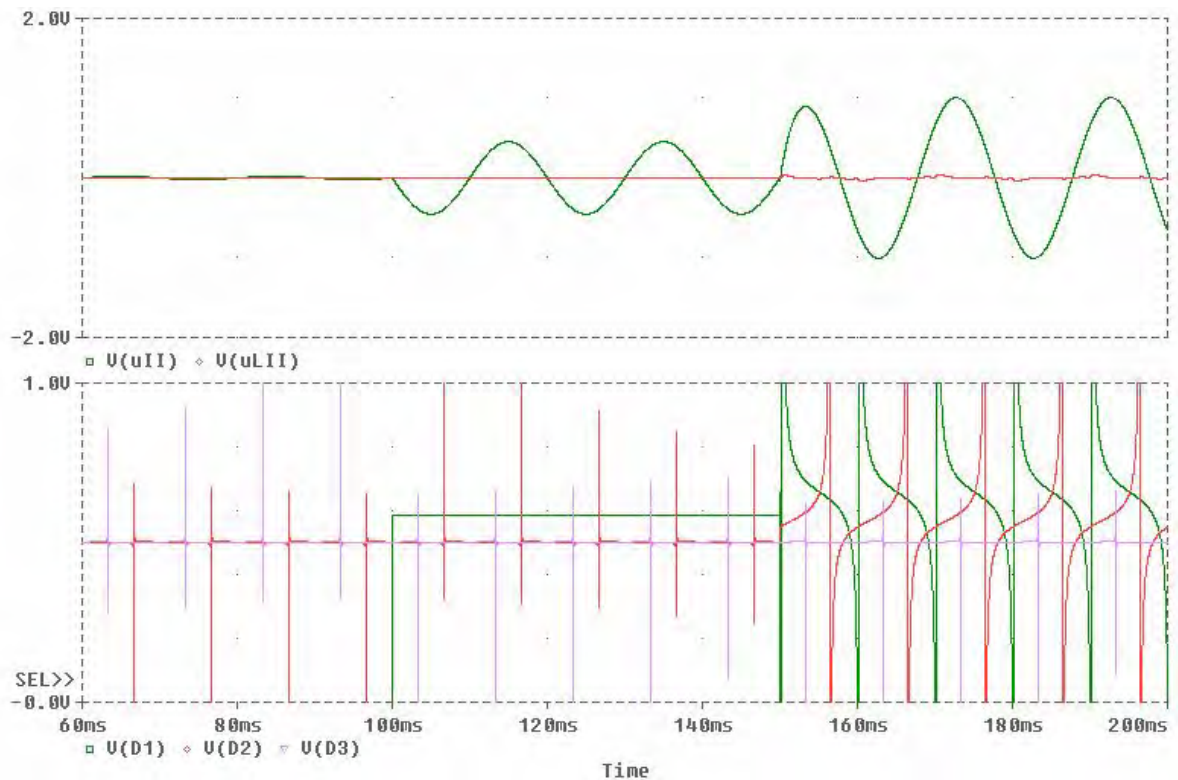
Aplikacja tej metody sterowania możliwa jest zarówno w układzie oszczędnościowym prezentowanym na rysunku 4.11, jak i w sterowniku pełnofazowym o topologii przedstawionej na rys. 4.14. W przypadku odbiorników zasilanych trójprzewodowo właściwości regulacyjne obu topologii są takie same, co potwierdza stała wartość sygnału sterującego pracą łączników fazy 3 urządzenia.



Rys. 4.15. Napięcia wejściowe (okno górne) i wyjściowe (okno dolne) zsynchronizowane zgodnie z (4.18); $D = 0,5$

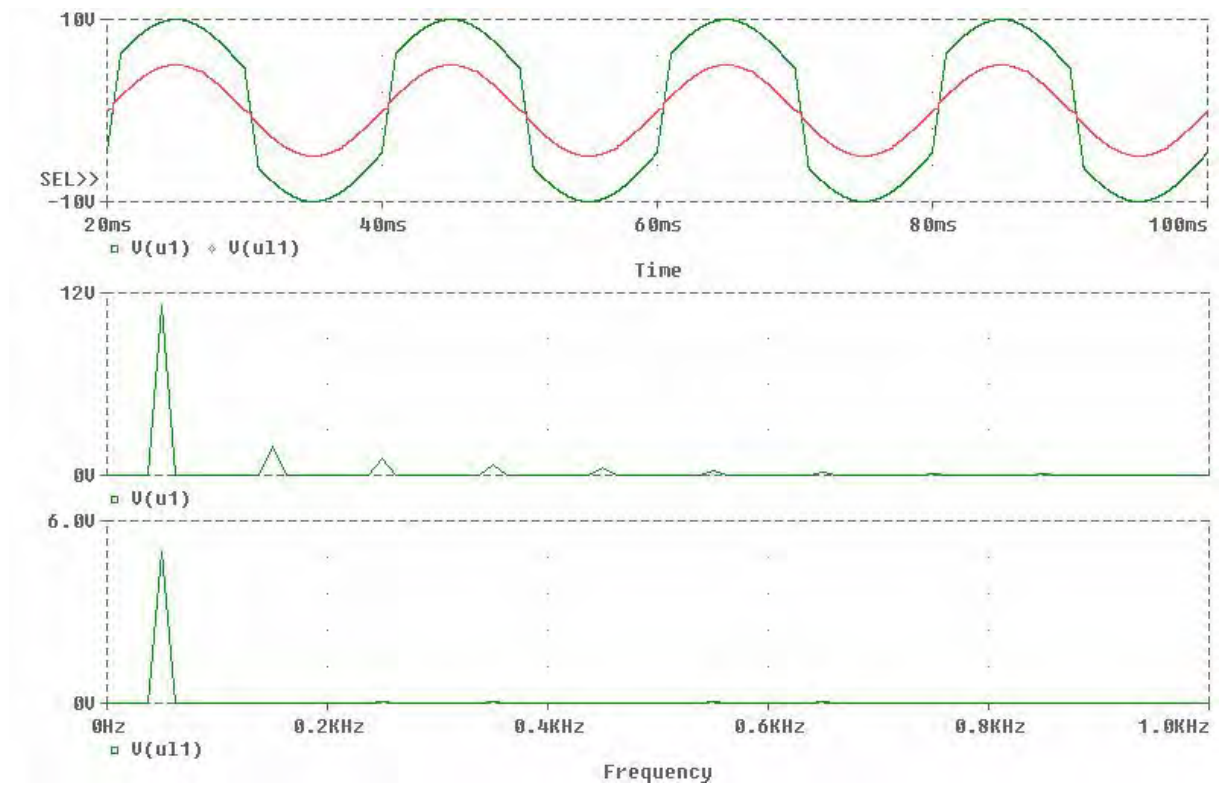
Otrzymane na drodze badań symulacyjnych przebiegi czasowe napięć źródła i odbiornika prezentuje rysunek 4. 15, natomiast ich składowe przeciwne oraz sygnały sterujące

współczynnikiem transformacji pokazano na rys. 4.16. Potwierdzają one, iż tak sterowany ISPP zapewnia pełną symetryzację napięcia wyjściowego ($U_{LI} \rightarrow 0$). Opóźnienie układu sterowania równe jest jednemu okresowi komutacji ($\tau \rightarrow T_S$), kompensowane są także wahania napięcia źródła.



Rys. 4.16. Przebiegi czasowe napięć składowej przeciwnej: źródła U_{II} i odbiornika U_{LI} (okno górne), oraz sygnały sterujące współczynnikami transformacji napięć (okno dolne)

Układ sterowania zgodnie z (4.18) umożliwia także eliminację harmoniczných wyższych rzędów. Wyniki badań symulacyjnych przy napięciu zasilającym zdeformowanym przebiegiem prostokątnym przedstawia rysunek 4.17. Współczynnik zawartości wyższych harmoniczných napięcia źródła równy $k_{hU_{we}} = 20\%$ został stłumiony do wartości $k_{hU_{wy}} = 1\%$. Współczynnik tłumienia zależy jest od dokładności toru pomiarowego oraz zastosowanej częstotliwości impulsowania. Metoda amplitudowa umożliwia kształtowanie widma napięcia (prądu) obciążenia przez zastosowanie w torze pomiarowym filtru o odpowiednio dobranej charakterystyce amplitudowo-częstotliwościowej.



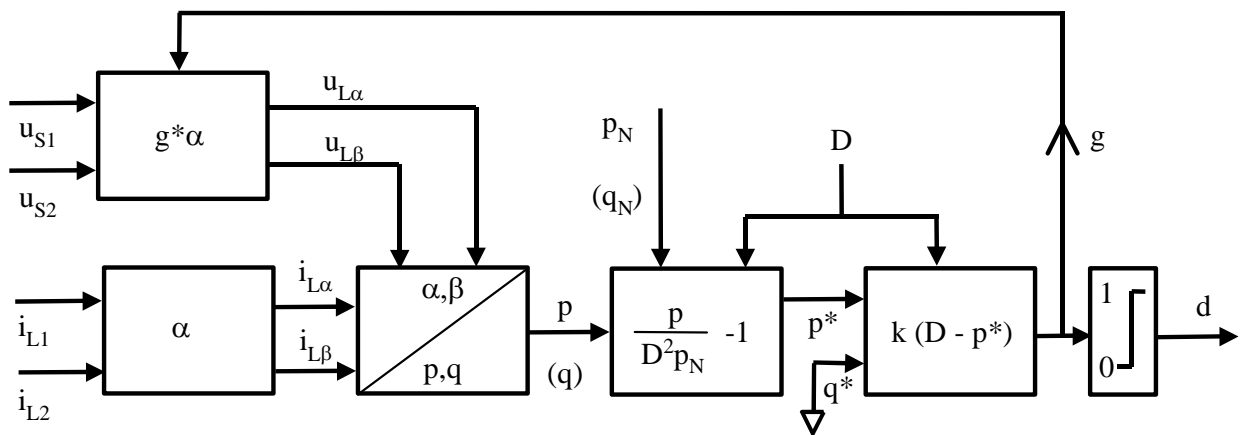
Rys. 4.17. Tłumienie wyższych harmoniczných napięcia odbiornika; przebiegi czasowe napięcia wejściowego i wyjściowego oraz ich widma amplitudowe

4.2.2. Metoda obserwacji mocy chwilowej

Wytlumienie niepożądanych składowych napięcia na zaciskach odbiornika polega na wygenerowaniu odpowiadających im harmoniczných odwróconych w fazie. W przypadku składowej przeciwnej napięć prócz drgań amplitudy mamy do czynienia także ze znacznymi zmianami prędkości kątowej wektora przestrzennego. Redukcja drgań prędkości kątowej możliwa jest dzięki przemodulowaniu zmian amplitudy wektora przestrzennego napięcia. Przebieg czasowy sygnału $D(t)$ zapewniający minimum zawartości składowej przeciwnej w napięciu odbiornika opisany jest wielomianem czwartego stopnia, co jest rozwiązaniem zbyt skomplikowanym do praktycznego zastosowania. Znacznie prościej jest znaleźć przebieg sygnału sterującego współczynnikiem transformacji obserwując tętnienia mocy chwilowej pobieranej przez odbiornik [65, 72]. Niezależnie od topologii, żaden układ ISPP zasilany trójprzewodowo nie umożliwia niezależnego sterowania mocami p i q , ponieważ nie ma możliwości zmiany kąta przesunięcia fazowego podstawowej harmoniczných prądu względem napięcia odbiornika [17, 29, 47]. Zależnie od wartości tego kąta należy obserwować tylko zmiany mocy p albo q . Schemat blokowy proponowanego rozwiązania prezentuje rysunek 4.18.

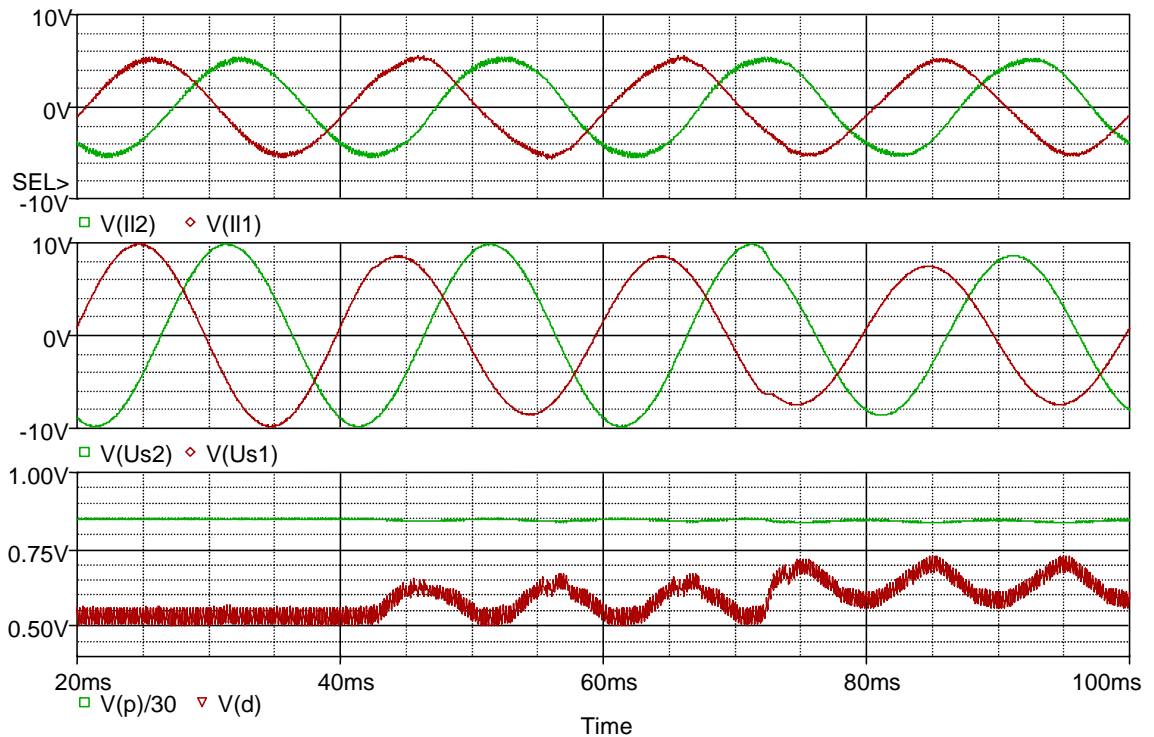
Wyznaczenie wartości nominalnej mocy chwilowej można przeprowadzić metodą adaptacyjną – wystarczy wyznaczyć jej składową stałą znając wartość napięcia źródła i współczynnik transformacji. Kłopotliwą filtrację, kompensację błędów kątowych i amplitudowych impulsowych napięć wyjściowych zastąpić można pomiarem napięć wejściowych, które wystarczy przemnożyć przez sygnał $D(t)$ – w przypadku ISPP sterowanych bez czasu martwego napięcie źródła musi być mierzone. Na wyjściu układu otrzymujemy znormalizowany błąd mocy chwilowej p^* , który porównany z sygnałem zadaniem pozwala wyznaczyć dynamicznie zmienne współczynniki transformacji:

$$g(t) = k(D - p^*) \quad (4.19)$$



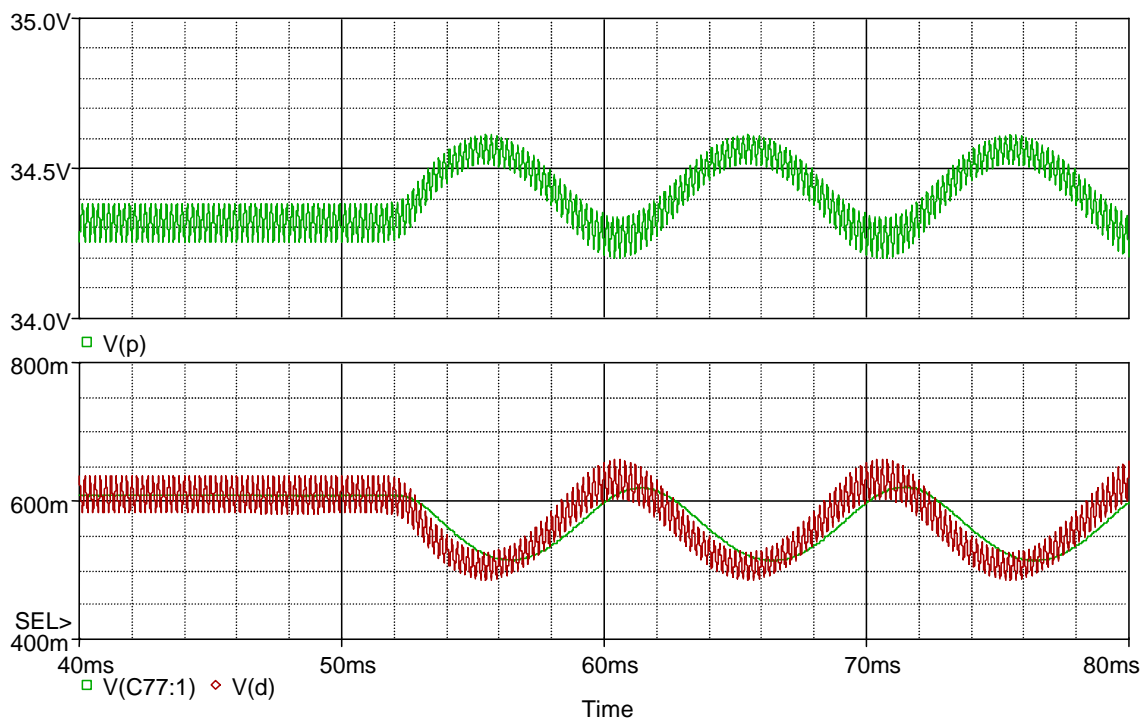
Rys. 4.18. Schemat blokowy toru sterowania ISPP

Zmiany mocy chwilowej w funkcji czasu związane są z występującymi w odbiorniku składowymi nieaktywnymi prądami i napięciami. Są one tłumione przez układ przekształcania proporcjonalnie do współczynnika k . Taki sposób sterowania umożliwia równoważenie prądów odbiornika zarówno przy niesymetrycznym napięciu źródła jak i odbiorniku. Pracę układu w warunkach niesymetrii napięcia źródła i symetrycznym odbiorniku prezentuje rysunek 4.19. Przebieg czasowy sygnału sterującego pracą łączników zawiera składową podstawową oraz drugą harmoniczną, dzięki której generowane są napięcia kompensujące składową przeciwną napięcia linii zasilającej. W przedziale czasu $(0, 45 \text{ ms})$ napięcie źródła jest zrównoważone. W chwili $t = 45 \text{ ms}$ pojawia się niesymetria napięcia typu D_A , $\varepsilon_U = 9\%$. Od $t = 75 \text{ ms}$ występuje niesymetria typu C_C współczynnik $\varepsilon_U = 14\%$.



Rys. 4. 19. Kompensacja drgań mocy chwilowej odbiornika przy nie zrównoważonym źródle, kolejno: prądy odbiornika, napięcia źródła oraz moc chwilowa i sygnał sterujący współczynnikiem transformacji napięcia

Niesymetria odbiornika także wywołuje tętnienia mocy chwilowych p oraz q . Układ sterowania moduluje współczynnik transformacji tak, by wygenerować składową przeciwną napięcia odbiornika o takiej fazie i amplitudzie, przy której obserwowana moc chwilowa ma wartość stałą. W przypadku zrównoważonego napięcia źródła i niesymetrycznego odbiornika sygnał sterujący pracą łączników jest także zmodulowany drugą harmoniczną, co prezentuje dolne okno rysunku 4.20. Współczynnik niesymetrii prądu odbiornika zredukowany jest o połowę. W rozpatrywanym przypadku przy bezpośrednim zasilaniu współczynnik niesymetrii prądu jest $\varepsilon_{IL} = 18 \%$, układ sterowania zmniejsza go do wartości $\varepsilon_{IL}^* = 9 \%$. **Utrzymywanie stałej wartości mocy chwilowej p przy symetrycznym systemie napięć źródła powoduje, iż prądy linii zasilającej są zrównoważone.**

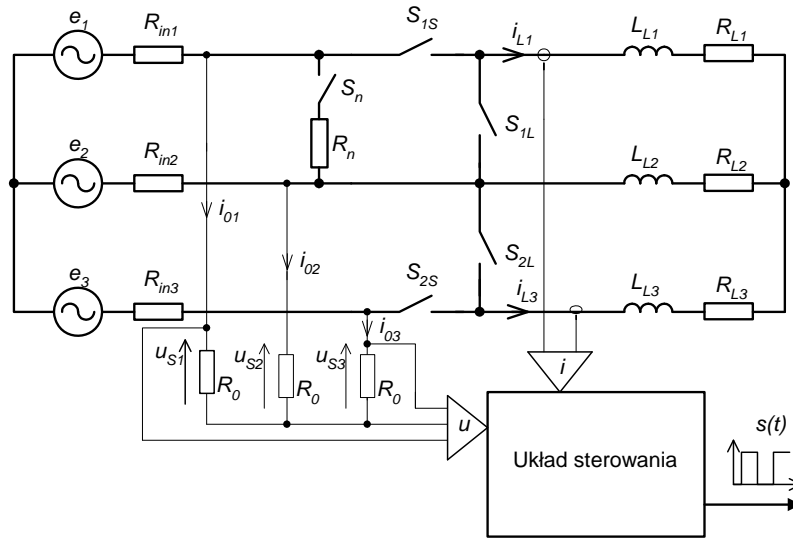


Rys. 4. 20. Kompensacja drgań mocy chwilowej odbiornika przy niesymetrii odbiornika: przebiegi czasowe: mocy chwilowej (okno górne) oraz sygnału sterującego współczynnikiem transformacji (dolne)

4.2.2.a) Model matematyczny ISPP.

Schemat ideowy omawianego układu transformacji napięcia przemiennego prezentuje rysunek 4.21. Jest to układ obniżający napięcie typu *Buck*. Przyjęto następujące parametry modelu:

- amplituda napięcia źródła $U_{max} = 325 \text{ V}$;
- wartość zadana współczynnika transformacji napięcia $D = 0,5$;
- przekładnia napięciowa i prądowa przetworników $k_u = 0.03077$, $k_i = 3.225$;
- znamionowa moc czynna odbiornika, przeskalowana przez współczynniki k_u , k_i : $P_n = 95,4\text{W}$;
- rezystancje, kolejno, wewnętrzna źródła, wywołująca niesymetrię, obciążenia: $R_{in} = 1 \ \Omega$, $R_n = 10 \ \Omega$, $R_L = 100 \ \Omega$,
- indukcyjność odbiornika $L_L = 100 \text{ mH}$;
- częstotliwość komutacyjna $f_s = 5 \text{ kHz}$.



Rys. 4.21. Topologia analizowanego modelu układu przekształcania AC/AC

W przypadku omawianego tu układu typu *Buck* obniżającego napięcie, współczynnik transformacji podstawowej harmonicznego napięcia D jest tożsamy z wypełnieniem impulsu sterującego pracą łączników źródła S_{1S} , S_{2S} .

Model matematyczny

W celu wyznaczenia modelu matematycznego przyjęto następujące założenia:

- przełączanie odbywa się bez strat, w czasie zerowym;
- łączniki w stanie załączenia mają pomijalnie małą, a w stanie otwartym nieskończoną rezystancję;
- elementy L_L , R_L są liniowe, obciążenie jest stacjonarne, symetryczne;
- niesymetria amplitudowo – fazowa napięć linii zasilającej wywoływana jest przez dołączenie do zacisków źródła rezystancji R_n .

Równanie maciercowe gdy odbiornik jest dołączony do źródła (S_{1S} , S_{2S} zamknięte, S_{1L} , S_{2L} otwarte):

$$LL \frac{dI}{dt} = -A_{11}I - AI_{11}i - AU_{11}I_0 + E \quad (4.20)$$

gdzie:

$$LL = \begin{bmatrix} L_{L1} + L_{L2} & L_{L2} \\ L_{L2} & L_{L2} + L_{L3} \end{bmatrix}; I = \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L3} \end{bmatrix}; I_0 = \begin{bmatrix} i_{O1} \\ i_{O3} \end{bmatrix};$$

$$A_{11} = \begin{bmatrix} R_{L1} + R_{L2} + R_{in1} + R_{in2} & R_{L2} + R_{in2} \\ R_{L2} + R_{in2} & R_{L2} + R_{L3} + R_{in2} + R_{in3} \end{bmatrix};$$

$$AI_{11} = \begin{bmatrix} R_{in1} + R_{in2} \\ R_{in2} \end{bmatrix}; AU_{11} = \begin{bmatrix} R_{in1} + R_{in2} & R_{in2} \\ R_{in2} & R_{in2} + R_{in3} \end{bmatrix};$$

$$E = \begin{bmatrix} e_1 - e_2 \\ e_2 - e_3 \end{bmatrix}.$$

Prąd:

$$i = i_{11} + RD_{11}I_0 + RP_{11}I; \quad (4.21)$$

gdzie:

$$i_{11} = \frac{e_1 + e_2}{R_s}; \quad R_s = R_{in1} + R_{in2} + R_n;$$

$$RD_{11} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{in1} + R_{in2}}{R_s} & -\frac{R_{in2}}{R_s} \end{bmatrix}; RP_{11} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{in1} + R_{in2}}{R_s} & -\frac{R_{in2}}{R_s} \end{bmatrix}.$$

Równanie algebraiczne:

$$E = AD_{11}I_0 + AN_{11}i + AP_{11}I; \quad (4.22)$$

gdzie:

$$AD_{11} = \begin{bmatrix} R_{in1} + R_{in2} + 2R_0 & R_{in2} + R_0 \\ R_{in2} + R_0 & R_{in2} + R_{in3} + 2R_0 \end{bmatrix};$$

$$AN_{11} = AI_{11}; \quad AP_{11} = \begin{bmatrix} R_{in1} + R_{in2} & R_{in2} \\ R_{in2} & R_{in2} + R_{in3} \end{bmatrix}.$$

W przedziałach czasowych gdy odbiornik jest zwarty (S_{1L}, S_{2L} zamknięte, S_{1S}, S_{2S} otwarte):

$$LL \frac{dI}{dt} = -A_{22}I; \quad (4.23)$$

$$i = i_{11} + RD_{11}I_0; \quad (4.24)$$

$$E = AD_{11}I_0 + AN_{11}i; \quad (4.25)$$

gdzie:

$$A_{22} = \begin{bmatrix} R_{L1} + R_{L2} & R_{L2} \\ R_{L2} & R_{L2} + R_{L3} \end{bmatrix}.$$

Łącząc równania (4.20-4.22) i (4.23-4.25) otrzymujemy:

$$LL \frac{dI}{dt} = -A_{22}I - sAP_{11}I - sAU_{11}I_0 - sAI_{11}i + sE; \quad (4.26)$$

$$i = i_{11} + RD_{11}I_0 + sR_{11}I; \quad (4.27)$$

$$E = AD_{11}I_0 + AN_{11}i + sAP_{11}I. \quad (4.28)$$

gdzie: $s = s(t)$ – funkcja stanu łączników S_S, S_L .

Układ sterowania

W przypadku układu impulsowego przekształcania AC/AC wyznaczenie aktualnej, uśrednionej w okresie impulsowania, wartości napięcia wyjściowego konieczne byłoby zastosowanie filtra dolnoprzepustowego. Aby uniknąć błędów amplitudowych i kątowych wprowadzanych przez filtr, wartość ta jest wyznaczana jako napięcie wejściowe przemnożone przez współczynnik transformacji g . Moc chwilowa obciążenia wyznaczana jest przy pomocy przekształcenia Clarka-Parka. Tętnienia mocy chwilowej wykorzystywane są jako sygnał sprzężenia zwrotnego. Schemat blokowy układu sterowania zaprezentowany jest na rysunku 4.18.

Procesy w układzie sterowania opisujemy następującymi równaniami:

$$\left. \begin{aligned} I_\alpha &= k_i k_c I; \\ U_\alpha &= k_u k_c U; \\ P_d &= g U_\alpha^T I_\alpha; \\ \Delta p &= \frac{P_d}{D^2 P_n} - 1; \\ g &= k_y (D - \Delta p); \\ u_{c0} &= g - u_g(t); \\ s &= s(u_{c0}). \end{aligned} \right\}; \quad (4.29)$$

$$\text{gdzie: } I_\alpha = \begin{bmatrix} i_{\alpha 1} \\ i_{\alpha 3} \end{bmatrix}; \quad U_\alpha = \begin{bmatrix} u_{\alpha 1} \\ u_{\alpha 3} \end{bmatrix}; \quad k_c = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix}; \quad D, P_n - \text{ wielkości stałe;}$$

$u_g(t)$ napięcie generatora przebiegu piłokształtnego.

Ponieważ $[AP_{11}] \ll [A_{22}]$ i $[AU_{11}] \leq [A_{22}]$, równanie (4.26) upraszcza się do postaci:

$$LL \frac{dI}{dt} = -A_{22} I + sE_1 \quad (4.30)$$

$$\text{gdzie: } E_1 = E - AI_{11} i_{11} - (AI_{11} RD_{11} + AU_{11}) I_0; \quad I_0 = RS^{-1}(E - AN_{11} i_{11}); \\ RS = AD_{11} + AN_{11} RD_{11}; \quad RS^{-1} - \text{ macierz odwrotna do } RS.$$

Uwzględniając, że $[E] < [AN_{11}I]$ i $[E] < [AD_{11}I]$, napięcie U otrzymujemy z równania (4.28):

$$U = R_0 RS^{-1}(E - AN_{11} i_{11}). \quad (4.31)$$

Uśredniając równania (4.29) i (4.30) otrzymujemy:

$$LL \frac{dI}{dt} = -A_{22} \bar{I} + dE_1; \quad (4.32)$$

$$\begin{aligned} \bar{I}_\alpha &= k_i k_c \bar{I}; \\ U_\alpha &= k_u k_c U; \\ \left. \begin{aligned} d &= \frac{g}{U_{ag}}; \\ g &= \frac{k_y (D + 1)}{1 + k_y k_d U_\alpha^T \bar{I}_\alpha} \end{aligned} \right\}. \end{aligned} \quad (4.33)$$

gdzie: \bar{I}_α, \bar{I} - wektory uśrednione, U_{ag} – amplituda napięcia $u_g(t)$ generatora przebiegu piłokształtnego; $k_d = \frac{1}{D_1^2 P_n}$.

Ze względu na składową kolejności przeciwnej faz napięcia linii zasilającej, równanie opisujące współczynnik d należy rozpatrywać jako złożenie składowej stałej oraz drugiej harmonicznej:

$$d = d_0 + d_2 \sin(2\omega t + \varphi). \quad (4.34)$$

Uwzględniając powyższe wyrażenie, rozwiązanie równania znajdujemy za pomocą przekształcenia Laplace'a:

$$\begin{aligned} I(s) &= (sI - LL^{-1}A_{22})^{-1} LL^{-1}d_0 E(s) + \\ &+ d_2 (sI - LL^{-1}A_{22})^{-1} LL^{-1} \left[E(s) * \frac{P \sin \varphi + 2\omega \cos \varphi}{P^2 + (2\omega)^2} \right] \end{aligned} \quad (4.35)$$

gdzie: I – macierz jednostkowa; $E(s)$ -transformata wektora E ; $(\dots)^{-1}$, LL^{-1} – macierze odwrotne, $*$ - splot funkcji w przestrzeni transformant.

W stanie ustalonym prąd jest równy:

$$I(t) = I_0(t) + I_2(t) \quad (4.36)$$

gdzie:

$$I_0(t) = 2 \operatorname{Re} \left[(j\omega I - LL^{-1}A_{22})^{-1} \frac{d_0}{2j\omega} LL^{-1} E_n(j\omega) e^{j\omega t} \right] \quad (4.37)$$

wyznaczamy biegunami $s = \pm j\omega$ wektora $E(s)$; $E_n(s)$ – licznik wektora $E(s)$.

Rozpatrzmy drugi składnik (4.35). Splot funkcji (4.35) jest równy:

$$\begin{aligned} E_s(s) &= E(s) * \frac{P \sin \varphi + 2\omega \cos \varphi}{P^2 + (2\omega)^2} = \\ &= \sum_{\substack{k=-1 \\ k \neq 0}}^1 \frac{(P - kj\omega) \sin \varphi + 2\omega \cos \varphi}{(P + kj\omega)(P - kj3\omega)} \frac{E_n(kj\omega)}{k2j\omega}. \end{aligned}$$

Z wyrażenia tego wynika, że występuje harmoniczna podstawowa i trzecia. Ponieważ trzecia harmoniczna nie bierze udziału w przekształcaniu energii, z wyrażenia wydzielamy tylko harmoniczną podstawową:

$$E_{sp}(s) = \sum_{\substack{k=-1 \\ k \neq 0}}^1 \frac{-2kj\omega \sin \varphi + 2\omega \cos \varphi}{(P + kj\omega)(-kj4\omega)} \frac{E_n(kj\omega)}{k2j\omega}.$$

Wówczas wielkość wektora prądu $I_2(t)$ w (4.36) jest określona zależnością podobną do (4.37):

$$I_2(t) \cong I_{2p}(t) = 2 \operatorname{Re} \left[(j\omega I - LL^{-1}A_{22})^{-1} \frac{d_2}{2j\omega} LL^{-1} E_{spn}(j\omega) e^{j\omega t} \right], \quad (4.38)$$

gdzie: $E_{spn}(s)$ – licznik wektora $E_{sp}(s)$.

Moc chwilową

$$P_\alpha = U_\alpha^T \bar{I}_\alpha \quad (4.39)$$

można przedstawić w postaci:

$$P_\alpha = P_0 + P_2 \sin(2\omega t + \psi) \quad (4.40)$$

gdzie: $P_0 = \frac{1}{T} \int_0^T P_\alpha dt$ - wielkość stała; P_2 – amplituda drugiej harmonicznej, ψ - kąt.

Wykorzystując przekształcenie Laplace'a wyrażenie (4.39) zapisujemy:

$$\begin{aligned} P_\alpha(s) &= U_\alpha^T(s) * I_\alpha(s) = \\ &= \sum_{\substack{k=-1 \\ k \neq 0}}^1 \frac{U_{cn}^T(kj\omega) I_{cn}(s - jk\omega)}{2kj\omega [(p - jk\omega)^2 + \omega^2]} = \\ &= \sum_{\substack{k=-1 \\ k \neq 0}}^1 \frac{U_{cn}^T(kj\omega) I_{cn}(s - jk\omega)}{2kj\omega p (p - 2jk\omega)}. \end{aligned} \quad (4.41)$$

Z wyrażenia (4.41) wynika, że istnieje składowa stała i druga harmoniczna:

$$P_0 = \lim_{P \rightarrow 0} p P_\alpha(s) = \sum_{\substack{k=-1 \\ k \neq 0}}^1 \frac{U_{cn}^T(kj\omega) I_{cn}(-jk\omega)}{4k^2 \omega^2}. \quad (4.42)$$

Transformata drugiej harmonicznej jest równa:

$$P_2(s) = \sum_{\substack{k=-1 \\ k \neq 0}}^1 \frac{\lim_{p \rightarrow 2jk\omega} (P - j2k\omega) P_\alpha(s)}{P - j2k\omega} = P_2 \frac{p \sin \psi + \cos 2\omega}{p^2 + 4\omega^2} \quad (4.43)$$

gdzie: P_2 i ψ znajdujemy na podstawie obliczenia granicy.

Z równań (4.33) i (4.40) otrzymujemy równanie dla wielkości stałych:

$$d_0 = \frac{k_y (D_1 + 1)}{(1 + k_y k_d P_0) U_{ag}}. \quad (4.44)$$

Ponieważ składowa stała dla $I_\alpha(t)$ jest mała, wtedy:

$$P_{\alpha 0} = \frac{\tilde{P}_0}{d}$$

gdzie: $\tilde{P}_0 = \frac{1}{T} \int_0^T U_\alpha^T I_{0\alpha} dt$; $I_{0\alpha} = k_c I_0(t)$

równanie (4.44) można przedstawić:

$$d_0 = U_{ag} (1 + k_y k_d d_0 \tilde{P}_0) = k_y (D_1 + 1). \quad (4.45)$$

Przy wyprowadzaniu równań na d_2 i φ uwzględniamy, że:

$$1 + k_y k_d d_0 \tilde{P}_0 > k_y k_d P_2$$

Wtedy (4.44) można zapisać:

$$d = \frac{k_y (D_1 + 1)}{(1 + k_y k_d d_0 \tilde{P}_0) U_{ag}} - \frac{k_y (D_1 + 1) k_y k_d P_2 \sin 2(\omega t + \psi)}{(1 + k_y k_d d_0 \tilde{P}_0)^2 U_{ag}}$$

Z powyższego wyrażenia otrzymamy dwa równania:

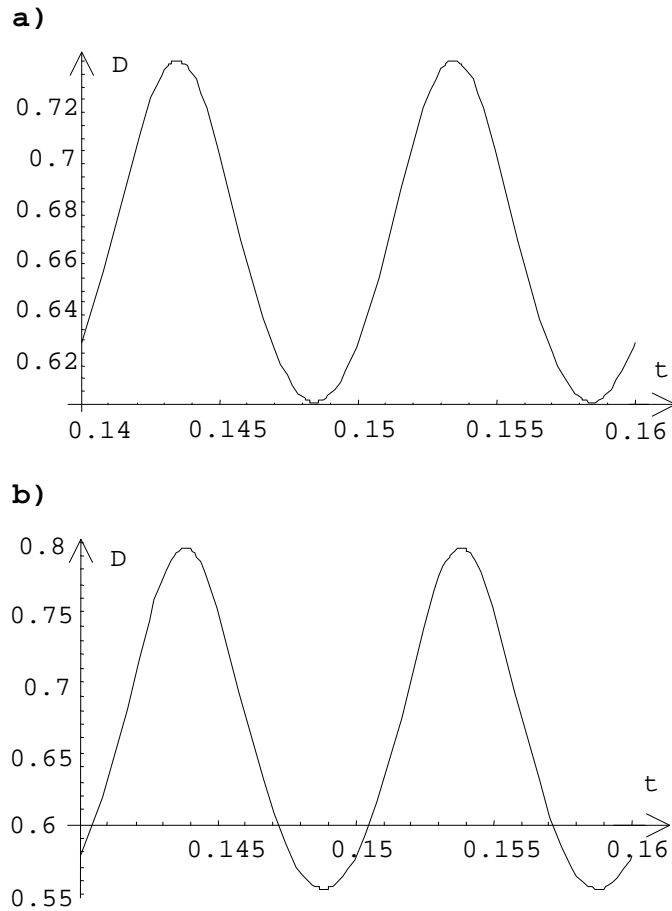
$$\frac{k_y (D_1 + 1) k_y k_d P_2}{(1 + k_y k_d d_0 \tilde{P}_0)^2 U_{ag}} = d_2 \quad (4.46)$$

$$\psi = \varphi + \pi, \quad (4.47)$$

z których znajdujemy d_2 i φ .

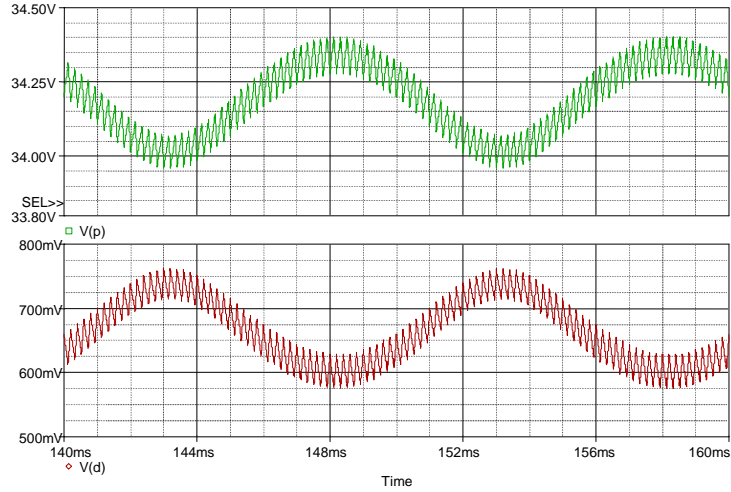
Badania symulacyjne

Przebieg czasowy sygnału sterującego współczynnikiem transformacji otrzymany w wyniku analizy sporządzonego modelu matematycznego przedstawiono na rys. 4.22. Przy rozwiązywaniu równań przybliżonych wartość D wyznaczamy z równania (4.39), $D = 0,659$. Prądy otrzymujemy z (4.35). W przypadku rozwiązania numerycznego $D = 0,663$.



Rys. 4.22. Przebieg czasowy sygnału D z rozwiązania równań (15)
a) numerycznego, b) przybliżonego

Poprawność opisywanej metody sterowania ISPP zweryfikowano przez badania symulacyjne przeprowadzone przy użyciu pakietu PSpice. Przebiegi czasowe tętnień składowej p mocy chwilowej oraz sygnału sterującego prezentuje rysunek 4.23.



Rys. 4.23. Przebiegi czasowe: mocy chwilowej (okno górne) i sygnału sterującego D (dolne)

4.2.2.b) Stabilność układu

W celu zbadania stabilności układu należy znaleźć przyrost I_ξ zmiennych stanu:

$$LL \frac{d\bar{I}_\xi}{dt} = -A_{22} \bar{I}_\xi + d_\xi \bar{E}, \quad (4.48)$$

$$d_\xi = -\frac{k_y^2 k_d (D+1) \bar{U}_\alpha^T k_c}{U_{ag} (1 + k_y k_d P_{au})^2} \bar{I}_\xi \quad (4.49)$$

gdzie: P_{au} – wartość P_α w stanie ustalonym.

Równanie przybliżenia liniowego:

$$LL \frac{d\bar{I}_\xi}{dt} = -M \bar{I}_\xi, \quad (4.50)$$

$$\text{gdzie: } M = A_{22} + \bar{E} \frac{k_y^2 k_d (D+1) \bar{U}_\alpha^T k_e}{U_{ag} (1 + k_y k_d P_{au})^2}.$$

Ponieważ równanie jest niestacjonarne, z okresową macierzą M , w celu zbadania stabilności należy rozwiązać je w przedziale czasu równym okresowi napięcia źródła. Jednym z możliwych podejść jest aproksymacja wielkości E , U_α , P_{au} w określonych chwilach t_i . Wtedy rozwiązując równanie (4.40) w przedziale $t_i - t_{i+1}$:

$$\bar{I}_\xi = e^{-M(t_i)(t-t_i)} \bar{I}_\xi(t_i)$$

dla całego okresu otrzymujemy:

$$\bar{I}_\xi((n+1)T) = \prod_{i=1}^N e^{-M(t_i)\tau} \bar{I}_\xi(nT) \quad (4.51)$$

gdzie: $\tau = t_{i+1} - t_i = const$; $N = \frac{T}{\tau}$.

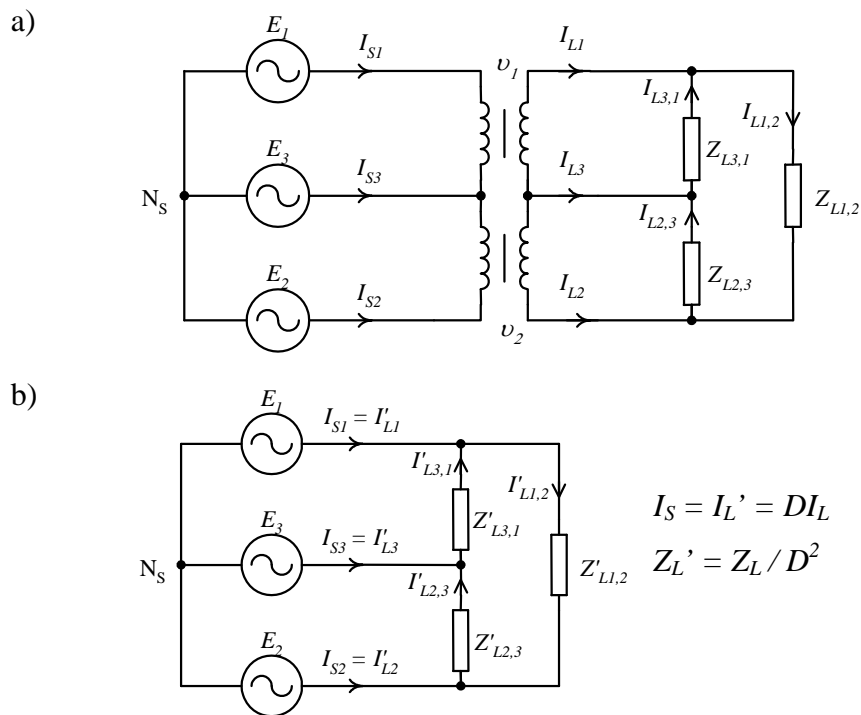
Stabilność układu potwierdzamy na podstawie analizy wartości własnych macierzy

$$H = \prod_{i=1}^N e^{-M(t_i)\tau}$$

Układ jest stabilny, jeśli wszystkie wartości własne macierzy H są mniejsze od jedności. Dla parametrów układu podanych w załączniku wartości własne macierzy H obliczane metodą przybliżoną są równe: $2,19 \cdot 10^{-10}$ i $5,67 \cdot 10^{-18}$, natomiast obliczane na podstawie numerycznego rozwiązania są równe $2,06 \cdot 10^{-10}$ i $8,53 \cdot 10^{-18}$. Obliczenia zostały przeprowadzone dla $N = 100$, kryterium stabilności układu jest spełnione.

4.3. Prądy źródła

Układ przekształcania energii z impulsowym SPP (rys. 4.24.a) można potraktować jako trójfazowy odbiornik zasilany za pośrednictwem transformatora idealnego o regulowanej przekładni napięciowej v . Impedancję i prąd odbiornika można przeliczyć na stronę źródła $Z' = D^2 Z_L$, (rys. 4.22.b). W układzie zrównoważonym ($a^2 Y'_{1,2} + Y'_{2,3} + a Y'_{3,1} = 0$ oraz $U_{II} = 0$), w stanie statycznym ($D = const$) moce chwilowe mają wartość stałą.



Rys. 4.24. Statyczny układ przekształcania AC/AC:
 a) z transformatorem idealnym
 b) układ przeliczony na stronę źródła

Przy trójprzewodowym podłączeniu symetrycznego odbiornika bezpośrednio do niesymetrycznego źródła napięcia zespolona wartość mocy pulsującej z częstotliwością $\omega_n = 2\omega$ [67]:

$$S_n = 3(U_I I_{II} + U_{II} I_I) \quad (4.52)$$

Moc ta rozkłada się symetrycznie we wszystkich fazach, ponieważ:

$$\begin{aligned} S_{n1} &= U_I I_{II} + U_{II} I_I \\ S_{n2} &= a U_I a^2 I_{II} + a^2 U_{II} a I_I = U_I I_{II} + U_{II} I_I \\ S_{n3} &= a^2 U_I a I_{II} + a U_{II} a^2 I_I = U_I I_{II} + U_{II} I_I \end{aligned} \quad (4.53)$$

dlatego aby wyeliminować tętnienia mocy chwilowej należy korygować współczynnik transformacji D we wszystkich fazach jednocześnie, zgodnie z (4.34).

Jeżeli impedancja odbiornika jest taka sama dla składowej kolejności zgodnej jak przeciwnej, współczynniki niesymetrii prądu i napięcia są równe:

$$\frac{U_{II}}{U_I} = \frac{I_{II}}{I_I} \quad (4.54)$$

zatem prąd składowej przeciwnej jest wprost proporcjonalny do napięcia U_{II} :

$$I_{II} = I_I \frac{U_{II}}{U_I} \quad (4.55)$$

4.3.1. Prądy źródła przy niesymetrii napięć

W przypadku opisanym w p. 4.2., pomimo niesymetrycznych napięć wejściowych, do symetrycznego odbiornika dostarczane jest symetryczne napięcie U_L . Jeśli pominąć straty mocy w ISPP, to moc chwilowa pobierana z sieci ma wartość stałą, składowa pulsująca mocy (4.12) nie występuje, czyli:

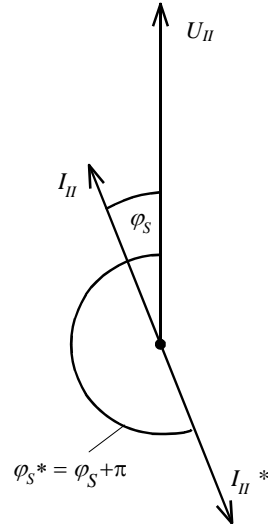
$$U_I I_{II}^* + U_{II} I_I = 0 \quad (4.56)$$

stąd:

$$I_{II}^* = -I_I \frac{U_{II}}{U_I} \quad (4.57)$$

Kompensacja niesymetrii napięcia wiąże się z wymuszeniem prądu składowej przeciwnej I_{II} prądu źródła o przeciwnej fazie, przy zachowaniu jego amplitudy. Jego wyzerowanie jest niemożliwe przy niezrównoważonym systemie napięć. Utrzymanie stałej wartości mocy S ,

pomimo niezerowych wartości składowych kolejności przeciwnej napięć i prądów, możliwe jest dlatego, że odbiornik zasilany przez ISPP sterowany ze zmiennym współczynnikiem transformacji przeliczony na stronę źródła jest niestacjonarny.



Rys. 4. 25. Napięcie U_{II} i prądy składowej przeciwnej:
 I_{II} – przy zasilaniu bezpośrednim;
 I_{II}^* – przy zsynchronizowanych napięciach odbiornika

Pomiary współczynnika mocy na zaciskach źródła, wykonane zgodnie z PN-E-50160, nie wykazałyby pogorszenia jego wartości dla składowej zgodnej. Wartość prądu I_{II} nie zmienia się, zmianie ulega jedynie jego kierunek. ISPP zachowuje się nie jak typowy odbiornik, a źródło prądu I_{II} , o czym świadczy rozarty kąt przesunięcia fazowego φ_L^* (rys. 4. 25). Jeśli uwzględnić wpływ innych odbiorników podłączonych bezpośrednio do tej samej linii zasilającej, wypadkowe obciążenie źródła składową kolejności przeciwnej prądu powinno zmaleć, co jest korzystne ze względu na mniejsze straty mocy w linii zasilającej[53, 67].

4.3.2. Prądy źródła przy niesymetrii obciążenia

W przypadku zasilania niesymetrycznego odbiornika zrównoważonym układem napięć pojawia się składowa przeciwnej kolejności faz prądu obciążenia:

$$I_{II} = -U_I(a^2 Y_{12} + Y_{23} + a Y_{31}) \quad (4.58)$$

Symetryzowanie układu prądów odbiornika, jak opisano w p. 4.2., polega na wygenerowaniu w napięciu wyjściowym ISPP składowej przeciwnej U_{III} takiej, by spełniony był ogólny warunek symetrii $I_{II} = 0$:

$$U_{II}(Y_{12}+Y_{23}+Y_{31}) - U_I(a^2Y_{12}+Y_{23}+aY_{31}) = 0 \quad (4.59)$$

Układ przekształcania energii z ISPP z korekcją współczynnika transformacji, od strony sieci jest odbiornikiem niestacjonarnym. Analogicznie jak w p. 4.3.1 taki sposób sterowania powoduje odwrócenie fazy prądu I_{II} na zaciskach źródła. W zależności (4.16) na moc niesymetrii:

$$S_n = 3(U_I I_{II} + U_{II} I_I)$$

pierwszy wyraz zmieni znak, drugi pozostanie zerowy. Ponieważ moc niesymetrii S_n pulsuje z częstotliwością 2ω , zmiana kierunku prądu I_{II} nie ma wpływu na bilans mocy. Wynika z tego, że symetryzowanie prądów odbiornika przez zmiany D nie wpływa na wartość współczynnika mocy na zaciskach źródła. Nie powiększa się zatem obciążenie źródła prądem składowej przeciwnej kolejności faz. Analogicznie prądy wyższych harmonicznych powinny być nie większe, niż w przypadku sterowania ze stałym współczynnikiem transformacji.

Wnioski

W niniejszym rozdziale przedstawiono metody symetryzacji ISPP w dwóch przypadkach: przy zasilaniu niezrównoważonym systemem napięć i symetrycznym odbiorniku oraz przy symetrii napięcia wejściowego i niesymetrycznym odbiorniku. Zaprezentowane metody sterowania umożliwiają zrównanie amplitud napięć (prądów) odbiornika albo tłumienie wahań prędkości kątowej i amplitudy wektora przestrzennego napięcia lub prądu odbiornika w warunkach niezrównoważenia napięć źródła wywołanych następującymi niepożądanymi składowymi:

- składowe symetryczne przeciwnej kolejności faz (harmoniczna rzędu -1 , wywołująca niesymetrię);
- harmoniczne niższych rzędów;
- subharmoniczne;
- wahania napięcia wejściowego.

Przedstawiony jest model matematyczny zamkniętego układu sterowania z obserwacją mocy chwilowej dostarczanej do odbiornika, potwierdzona jest jego stabilność.

Prezentowane metody sterowania ISPP, zarówno w warunkach niesymetrii odbiornika, jak i napięcia źródła powodują zmniejszenie wypadkowego obciążenia linii zasilającej składowymi nieaktywnymi prądu.

5. NIEKORZYSTNE ODDZIAŁYWANIE ISPP NA LINIĘ ZASILAJĄCĄ

Odształcenia napięcia sieci zasilającej spowodowane są m. in. przez obciążenie ich dużą liczbą odbiorników nieliniowych. Typowy odształcony prąd takiego odbiornika zawiera szereg nieparzystych harmonicznym niekorzystnie oddziałujących na sieć zasilającą. Powoduje to pogorszenie parametrów jakościowych energii dostarczanej użytkownikom. Zastąpienie przekształtników z komutacją sieciową układami impulsowymi pracującymi z częstotliwością komutacyjną wielokrotnie większą od częstotliwości źródła zasilania oznacza linearyzację charakterystyki napięciowo-prądowej tych urządzeń, czyli eliminację z widma prądu źródłowego harmonicznym niższych rzędów przy jednoczesnym odsunięciu zakłóceń w kierunku wyższych częstotliwości. Zwiększający się udział przekształtników impulsowych w przemyśle i urządzeniach powszechnego użytku skutkuje coraz ostrzejszymi wymaganiami odnośnie ich kompatybilności elektromagnetycznej.

Coraz powszechniej stosowane w przekształtnikach napięcia stałego oraz falownikach techniki pseudolosowych modulacji szerokości impulsu mogą być z powodzeniem implikowane w układach sterowników prądu przemiennego. Podstawowym celem stosowania pseudolosowych zmian parametrów impulsu do standardowego PWM jest rozmycie w szerokim zakresie harmonicznym dyskretnych będących wielokrotnością częstotliwości komutacyjnej przekształtnika. Klasyfikacja metod modulacji jest ściśle związana z funkcją sterowania $s(t)$, przedstawiona jest w niniejszym rozdziale. W przeciwieństwie do zasilanych z lokalnych źródeł napięcia stałego układów falowników czy przetwornic DC/DC, prąd wejściowy ISPP pobierany jest bezpośrednio z sieci zasilającej, dlatego impulsy prądów wejściowych sterowników sumują się wprost. Filtracja wyższych harmonicznym o częstotliwościach $\omega_n = n\omega_s \pm \omega$ dokonywana jest przy użyciu filtrów biernych LC o topologii Γ lub Π . W przypadku pracy n sterowników wyposażonych w filtr o współczynniku tłumienia $\xi(\omega)$ zasilanych z jednego źródła prąd pobierany z sieci:

$$I_S = \xi(I_{we1} + I_{we2} + \dots + I_{wen}) = \xi I_{we1} + \xi I_{we2} + \dots + \xi I_{wen}$$

- tłumienie wyższych harmonicznym jest tak samo skuteczne w przypadku filtracji indywidualnej, jak i grupowej. Typowe dla konfiguracji grupowej są efekty zwielokrotnienia częstotliwości impulsów oraz pojawianie się składowej podstawowej w wyniku ich uśredniania, co skutkuje poprawą wypadkowego współczynnika deformacji prądu na zaciskach źródła. Umożliwia to stosowanie filtru wejściowego o odpowiednio wyższej częstotliwości odcięcia, czyli z użyciem mniejszych elementów reaktancyjnych. Stosowanie jednego filtru dla wszystkich urządzeń jest więc uzasadnione zarówno technicznie, jak i ekonomicznie.

W rozdziale tym przedstawiono analizę niekorzystnego oddziaływania sterowników w przypadku pracy kilku urządzeń zasilanych z jednej linii zasilającej. Przedstawione analizy zweryfikowano badaniami eksperymentalnymi modelu laboratoryjnego, których rezultaty prezentuje następny rozdział.

Do analizy przyjęto następujące założenia:

- sterowniki są układami obniżającymi napięcie (typu *Buck*) zasilanymi trójfazowym, zrównoważonym systemem napięć, niezakłóconych wyższymi harmonicznymi;
- wszystkie sterowniki obciążone są takimi samymi odbiornikami rezystancyjno-indukcyjnymi, o znamionowej wartości szczytowej prądu I_{Lmax} ;
- częstotliwość komutacyjna (lub jej wartość oczekiwana w przypadku algorytmów pseudolosowych) jest całkowitą wielokrotnością częstotliwości napięcia sieci zasilającej;
- modulatory szerokości impulsu poszczególnych ISPP nie są zsynchronizowane;
- wyznaczane są wartości i przebiegi czasowe prądu wejściowego między sterownikiem a filtrem wejściowym – przyjęto zerową impedancję wewnętrzną źródła;
- wpływ harmonicznymi prądu odbiornika na współczynnik kształtu prądu źródła jest pomijalnie mały.

Dla porównania wpływu wybranego algorytmu sterowania na jakość przekształcania energii przyjmowane jest często stosowane w teorii sygnałów kryterium mocowe prądu wejściowego. Do opisu przebiegu czasowego sygnału stosuje się jego funkcję autokorelacji, która określa związek między jego wielkością w chwilach t i $(t + \tau)$. W ogólnym przypadku ma ona postać:

$$\psi(\varphi) = \frac{1}{\omega} \int_0^{2\pi} x(\omega t) x^*(\omega t + \varphi) d\omega t \quad (5.1)$$

Rozwinięcie funkcji autokorelacji w szereg Fouriera względem kąta φ opisuje pasmową gęstość mocy sygnału (PSD), natomiast jej wartość w punkcie $\varphi = 0$ równa jest mocy średniej sygnału, wyznaczonej w okresie napięcia źródła. Moc średniej prądu wejściowego, wyznaczonej z funkcji autokorelacji (5.1), nie należy utożsamiać z mocą pobieraną ze źródła. W kontekście oddziaływania na sieć zasilającą, moc prądu wejściowego równa jest stratom mocy w linii zasilającej o rezystancji wewnętrznej $R_m = 1 \Omega$. Jej rozwinięcie w szereg Fouriera opisuje rozkład tych strat w funkcji częstotliwości. Idealny układ przekształcania AC/AC powinien zawierać tylko jeden prązek o częstotliwości podstawowej napięcia źródła. Występujące w rzeczywistych układach składowe o wyższych częstotliwościach są niekorzystnym efektem przekształcania impulsowego.

5.1. Modulacja deterministyczna PWM

Zgodnie z podanymi we wstępie założeniami przebieg czasowy prądu wejściowego ISPP można opisać:

$$i_w(t) = \begin{cases} \delta I_{L\max} \sin(\omega t + \varphi) & \text{dla } t \in [nT_s, (n + \delta)T_s] \\ 0 & \text{dla } t \in [(n + \delta)T_s, (n + 1)T_s] \end{cases}$$

stąd funkcja autokorelacji prądu wejściowego ma postać:

$$\psi_{iw} = \frac{\delta^2 I_{L\max}^2}{8k\pi} \sum_{n=1}^k \frac{4\delta \cos(\varphi)}{k} - \frac{2\varphi \cos(\varphi) + \sin \frac{4n\pi - k\varphi}{k} - \sin(\frac{4\pi(n + \delta)}{k} - 3\varphi)}{\pi} \quad (5.2)$$

gdzie $I_{L\max}$ – wartość szczytowa prądu odbiornika zasilanego napięciem znamionowym;
 $k = f_s/f$ – stosunek częstotliwości komutacyjnej do podstawowej

Moc średnią (za okres napięcia źródła) sygnału prądu wejściowego można wyznaczyć jako wartość funkcji (5.3) dla $\varphi = 0$:

$$P_{iw} = \frac{\delta^2 I_{L\max}^2}{8k\pi} \sum_{n=1}^k \frac{4\delta\pi}{k} + \frac{\sin \frac{4n\pi}{k} - \sin(\frac{4\pi(n + \delta)}{k})}{\pi} \quad (5.4)$$

W przypadku deterministycznej modulacji szerokości impulsu, w stanie ustalonym impulsy prądu wejściowego mają stałą szerokość, częstotliwość i zerowy czas opóźnienia ε - wyrażenie to upraszcza się do postaci:

$$P_{iw} = \delta^3 \frac{I_{L\max}^2}{2} \quad (5.5)$$

natomiast moc sygnału harmoniczej podstawowej w idealnym układzie przekształcania, nie generującym wyższych harmoniczych:

$$P_{1iw} = \delta^4 \frac{I_{L\max}^2}{2} \quad (5.6)$$

Odpowiednie wartości skuteczne całkowitego prądu wejściowego oraz jego podstawowej harmoniczej:

$$I = \delta^{\frac{3}{2}} \frac{I_{L\max}}{\sqrt{2}} \quad I_1 = \delta^2 \frac{I_{L\max}}{\sqrt{2}} \quad (5.7)$$

Wobec przyjętych na wstępie założeń, współczynnik transformacji napięcia D transformatora idealnego tożsamy jest ze współczynnikiem wypełnienia impulsu sterującego pracą łączników źródła w układzie obniżającym napięcie typu *Buck* dla harmonicznej podstawowej. Dla układu idealnego, w którym występuje tylko harmoniczna podstawowa, równanie (5.6) ma postać $P_{iw} = D^4 \frac{I_{L\max}^2}{2}$. Przekształcanie energii w rzeczywistym układzie ISPP wiąże się z pogorszeniem współczynnika kształtu prądu wejściowego do wartości:

$$h_{DI} = \frac{I_1}{I} = \sqrt{\frac{P_{1is}}{P_{is}}} = \sqrt{\delta} \quad (5.8)$$

W przypadku przyłączenia n sterowników do jednego źródła następuje nałożenie się n impulsów prądu w każdym okresie komutacji. Jeśli przyjąć, że narastające zbocze impulsu pierwszego sterownika występuje w chwili $t = 0$, wartość oczekiwana czasu opóźnienia narastającego zbocza k -tego impulsu wynosi [44]:

$$t_{dk} = \frac{k}{n} t_s \quad (5.9)$$

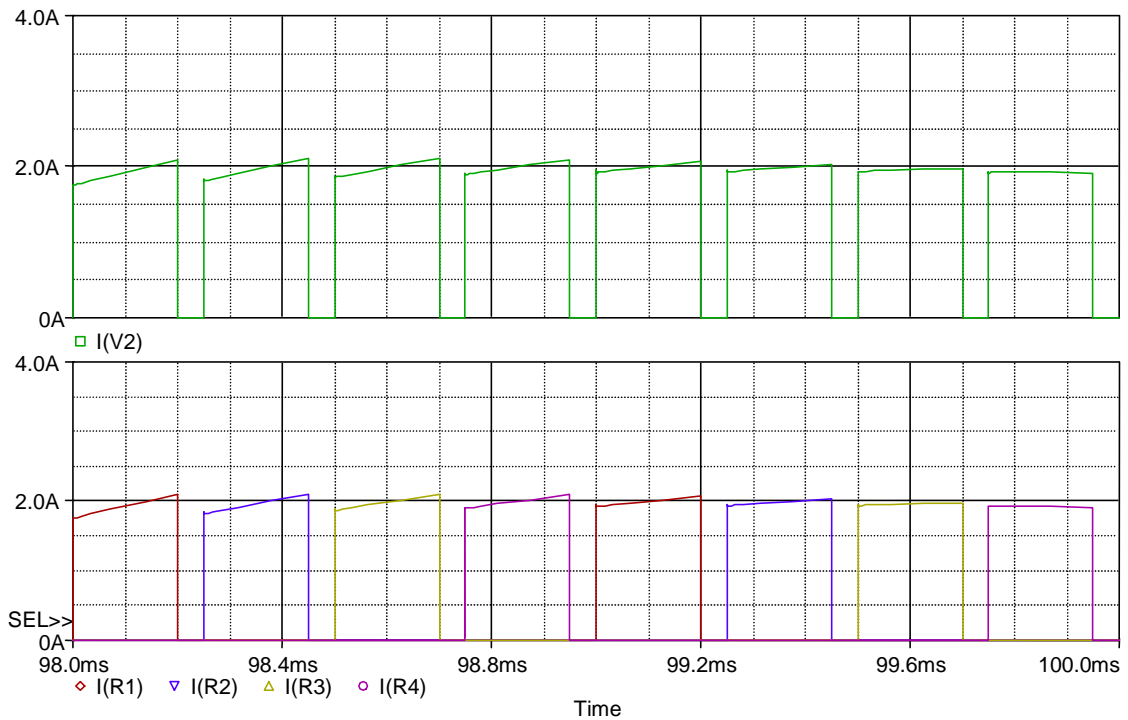
Dowód przedstawiony jest w załączniku 5_1.

Przebiegi czasowe prądów wejściowych sumują się. W przypadku, gdy zadane współczynniki wypełnienia impulsów oraz impedancje odbiorników są dla każdego sterownika takie same, następuje k – krotny wzrost częstotliwość komutacyjnej. Z sumowania się przebiegów czasowych prądów poszczególnych sterowników wypadkowy prąd wejściowy:

$$I_{we} = \begin{cases} n \delta^{\frac{3}{2}} \frac{I_{L\max}}{\sqrt{2}} & \text{dla } n\delta < 1 \\ \text{int}(n\delta)\delta \frac{I_{L\max}}{\sqrt{2}} + \text{frac}(n\delta)\sqrt{\delta} \frac{I_{L\max}}{\sqrt{2}} & \text{dla } n\delta \geq 1 \end{cases} \quad (5.10)$$

gdzie: $\text{int}(n\delta)$, $\text{frac}(n\delta)$ – odpowiednio część całkowita i ułamkowa iloczynu $k\delta$

Czas trwania impulsów prądu wejściowego poszczególnych ISPP jest stały, natomiast wypadkowy okres komutacji maleje, zatem w przypadku gdy: $n\delta < 1$ współczynnik wypełnienia impulsów prądu wejściowego rośnie n – krotnie. Efekt zwielokrotnienia częstotliwości impulsów prądu wejściowego ilustrują wyniki symulacji przedstawione na rys. 5.1.



Rys. 5.1. Przebiegi czasowe wypadkowego prądu wejściowego (okno górne) i prądów wejściowych poszczególnych ISPP dla $n = 4$, $\delta = 0,2$, $f_s = 1$ kHz

Współczynnik kształtu prądu wejściowego nie zależy od częstotliwości komutacyjnej, a jedynie od δ . W przypadku, gdy $n\delta < 1$ wartość jego wzrośnie do:

$$h_{DI} = \sqrt{n\delta} \quad (5.11)$$

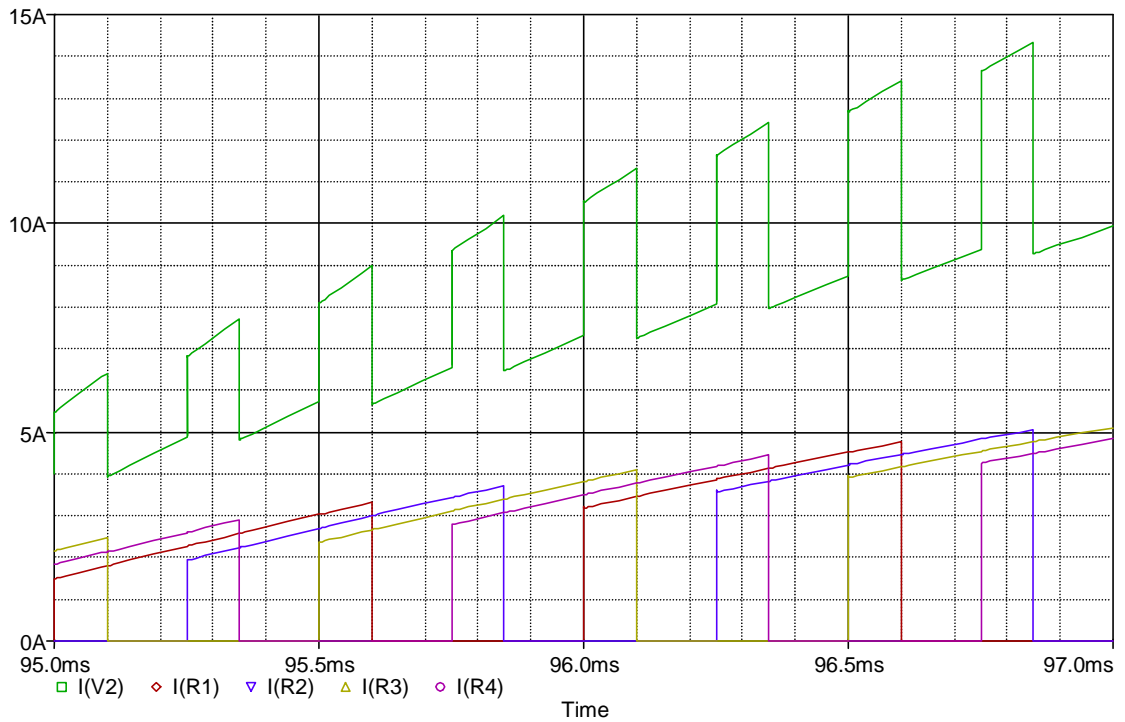
W przypadku gdy, $n\delta \geq 1$, z nałożenia impulsów prądu wejściowego powstaje funkcja transformacji prądów odbiornika na stronę źródła o dwóch składowych:

- część całkowita iloczynu $n\delta$ generuje harmoniczną podstawową prądu o amplitudzie

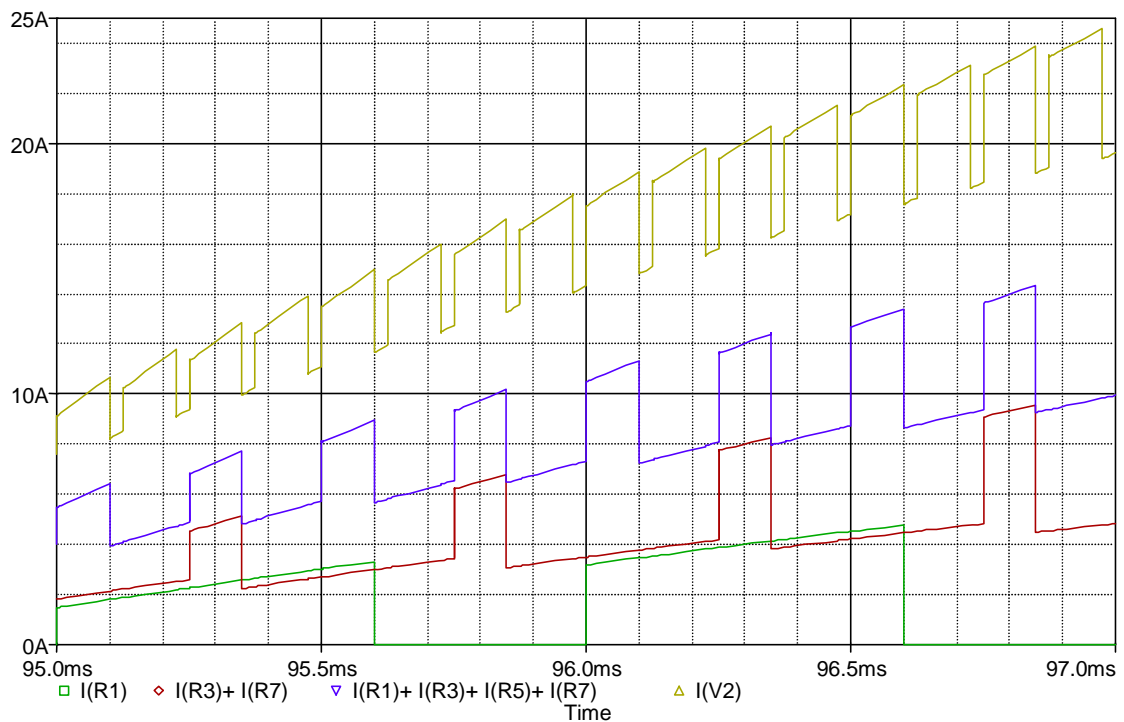
$$\text{int}(n\delta) \frac{\delta I_{L\max}}{\sqrt{2}} \text{ - analogicznie jak w układzie z transformatorem idealnym;}$$

- część ułamkowa $\text{frac}(n\delta) \frac{\delta^{\frac{1}{2}} I_{L\max}}{\sqrt{2}}$ powoduje transformację jak w układzie impulsowym,

tnz. generuje zarówno podstawową jak i wyższe harmoniczne prądu.



Rys. 5.2. Przebiegi czasowe prądów wejściowych poszczególnych ISPP oraz przebieg wypadkowy dla $n = 4$, $\delta = 0,6$, $f_s = 1$ kHz

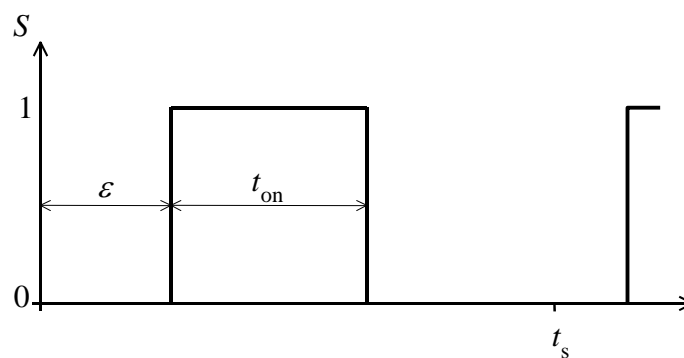


Rys. 5.3. Przebiegi czasowe prądów wejściowych poszczególnych ISPP oraz przebieg wypadkowy dla $\delta = 0,6$, $n = \{1, 2, 4, 8\}$, $f_s = 1$ kHz

W miarę wzrostu iloczynu $k\delta$ zmniejsza się współczynnik zawartości wyższych harmoniczných, ponieważ dominującą składową prądu wejściowego staje się podstawowa harmoniczna, natomiast udział części ułamkowej wyrażenia (5.10) maleje.

5.2. Modulacje pseudolosowe szerokości impulsów

W impulsowych układach przekształtnikowych, celem poprawy ich kompatybilności elektromagnetycznej oraz redukcji efektów wibroakustycznych, coraz częściej stosowane są modulacje pseudolosowe PWM. Zadaniem ich jest równomierne rozmycie widm napięć i prądów na osi częstotliwości tak, by zawierały one harmoniczne dyskretne o częstotliwościach $f_h = nf_s \pm f$ o możliwie małych amplitudach. Oczywisty jest przy tym wymóg zachowania funkcji podstawowej przekształtnika, tj. możliwości sterowania średniookresową wartością harmoniczną podstawowej. Jest to możliwe, ponieważ wartość oczekiwana współczynnika wypełnienia impulsu równa jest jego (stałej) wartości dla modulacji deterministycznej. Metody niedeterministyczne modulacji szerokości impulsu dla układów falowników oraz przetwornic DC/DC są znane i szeroko opisywane od lat 70-tych [4, 41, 42, 50, 61, 72, 76, 78]. Jediną różnicą w przypadku zastosowania ich do sterowania ISPP jest zjawisko rozszczepienia widma [43]. Wobec faktu, iż częstotliwość komutacyjna jest znacznie większa od podstawowej $f_s \gg f$, zjawisko to nie ma znaczącego wpływu na rozkład widmowy prądu wejściowego sterownika. Dzięki rozwojowi technik mikroprocesorowych możliwe jest stosowanie coraz bardziej efektywnych metod sterowania, na przykład z użyciem algorytmów genetycznych lub łańcuchów Markowa [45, 49, 62]. W literaturze opisywane są cztery podstawowe metody, klasyfikowane ze względu na parametr podlegający losowej modulacji (rys. 5.4).



Rys. 5.4. Parametry pseudolosowej modulacji impulsu sterującego pracą łączników źródła

Parametry impulsu sterującego pracą łączników zestawione są w tabeli 5.1. Generator pseudolosowy stosowany we wszystkich wymienionych rodzajach modulacji charakteryzuje się rozkładem jednostajnym. Teoretycznie najkorzystniejszy rozkład widmowy zapewnia generator o rozkładzie Bernoulliego (dwupunktowym). Charakterystyka widmowa prądu przyjmuje wtedy postać szumu różowego, tzn. amplituda jego maleje ze wzrostem częstotliwości. Zasadniczą wadą takiego rozwiązania okazało się generowanie składowych o bardzo niskich częstotliwościach, które powodują ryzyko wystąpienia zjawisk rezonansowych w filtrze wejściowym.

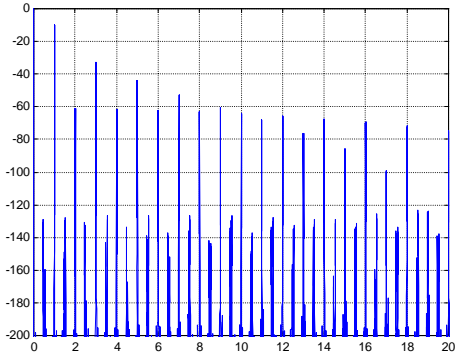
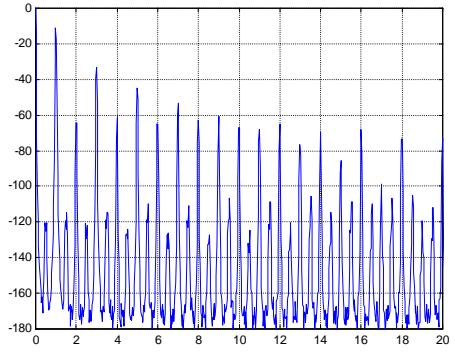
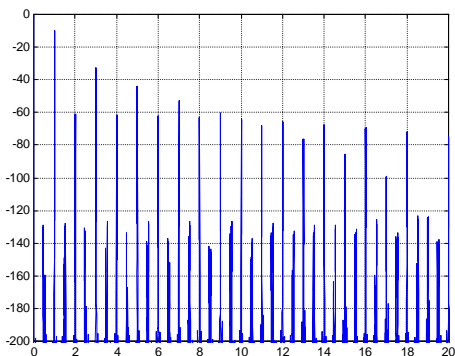
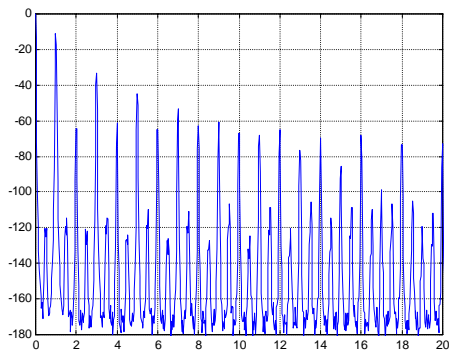
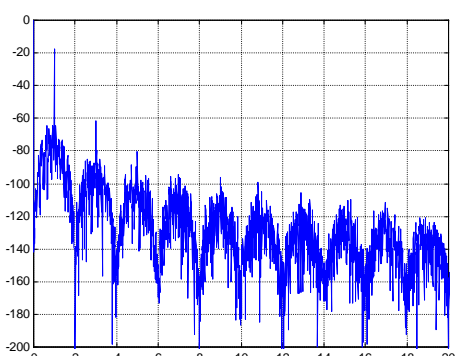
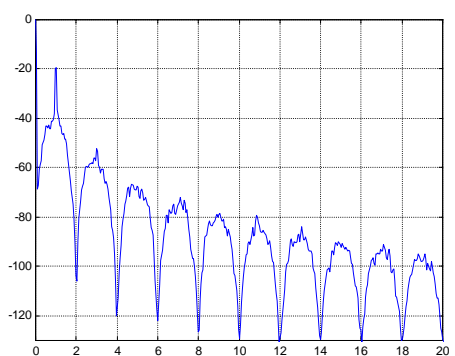
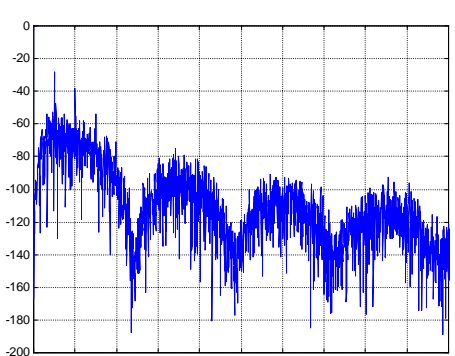
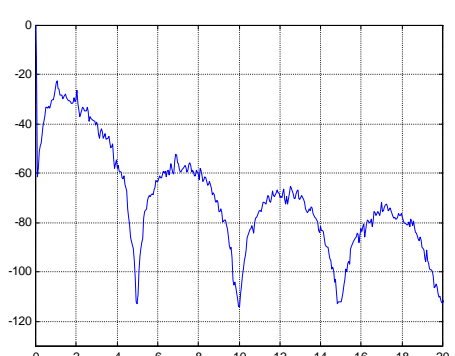
Tabela 5.1. Parametry pseudolosowej modulacji impulsu.

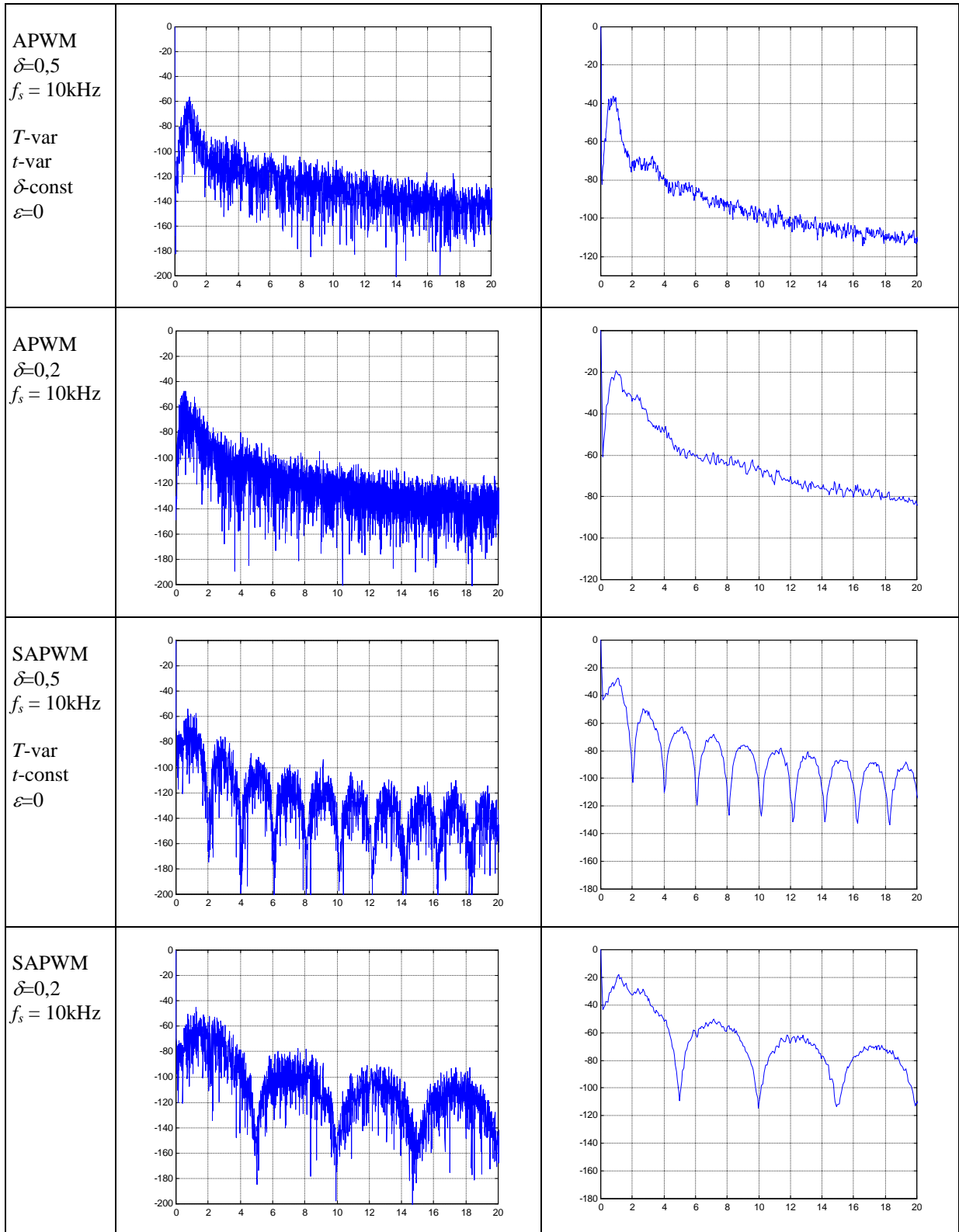
Rodzaj modulacji	Wielkości stałe	Wielkości zmienne	Współczynnik \mathfrak{R}
RPPM <i>Random Pulse Position Modulation</i>	t_s t_{on} ; $\delta = t_{on}/t_s$	ε	$\mathfrak{R}_{RPPM} = \frac{\varepsilon_{max} - \varepsilon_{min}}{t_s}$
APWM <i>Asynchronous Pulse- Width Modulation</i>	$\varepsilon = 0$ $\delta = t_{on}/t_s$	t_s t_{on}	$\mathfrak{R}_{APWM} = \frac{t_{s\ max} - t_{s\ min}}{t_s}$
SAPWM <i>Simplified Asynchronous Pulse-width Modulation</i>	$\varepsilon = 0$ t_{on}	t_s $\delta = t_{on}/t_s$	$\mathfrak{R}_{SAPWM} = \frac{t_{s\ max} - t_{s\ min}}{t_s}$
RPWM <i>Random Pulse-width Modulation</i>	$\varepsilon = 0$ $t_s = const$	t_{on} ; $\delta = t_{on}/t_s$	$\mathfrak{R}_{RPWM} = \frac{t_{s\ max} - t_{s\ min}}{t_s} =$ $= \delta_{max} - \delta_{min}$

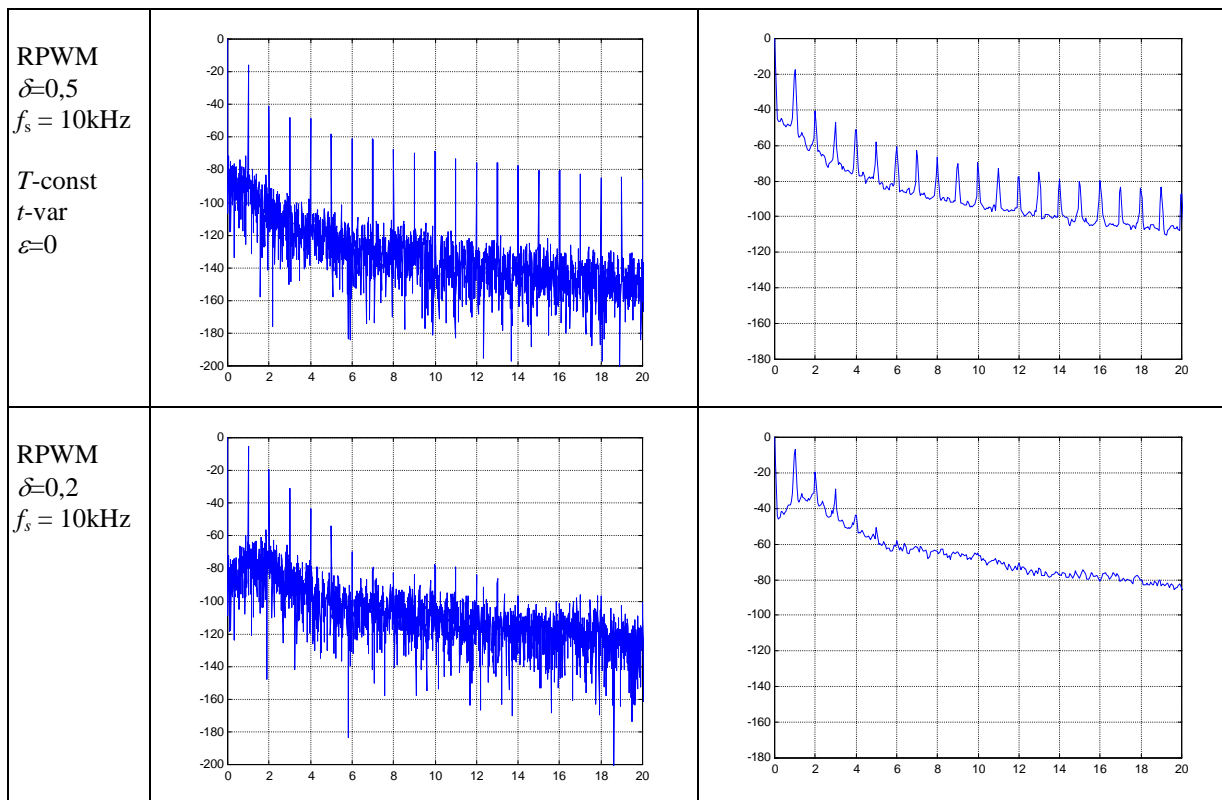
Zastąpienie okresowej funkcji sterującej pracą łączników funkcją prawie okresową [43] powoduje, iż w widmie mocy pojawiają się dwie składowe: szereg harmoniczných dyskretnych – jak w modulacji deterministycznej, lecz o mniejszej amplitudzie oraz szerokopasmowy szum o ustalonym poziomie, proporcjonalnym do \mathfrak{R} . Ograniczanie w ten sposób amplitud harmoniczných dyskretnych możliwe jest kosztem zwiększania całkowitej mocy sygnału [77, 78]. Najmniejsze tłumienie harmoniczných dyskretnych uzyskiwane jest w paśmie środkowym, tj. dla częstotliwości tego samego rzędu co komutacyjna. Najkorzystniejsze parametry jakościowe przekształcania otrzymywane są dla modulacji charakteryzujących się stałym współczynnikiem wypełnienia impulsu – APWM i RPPM.

Otrzymane w wyniku symulacji komputerowych, przy użyciu pakietu Matlab, przykładowe widma amplitudowe oraz mocy sygnału prądu wejściowego tego samego sterownika dla $\mathfrak{R} = 0,4$, $f_s = 10$ kHz, przy różnych rodzajach modulacji zestawiono w tabeli 5.2.

Tabela 5.2. Widma amplitudowe oraz mocy sygnału prądu wejściowego przy różnych modulacjach szerokości impulsu.

Opis	FFT	PSD
PWM $\delta=0,5$ $f_s = 10\text{kHz}$ $T\text{-const}$ $t\text{-const}$ $\delta\text{-const}$ $\varepsilon=0$		
PWM $\delta=0,2$ $f_s = 10\text{kHz}$		
RPPM $\delta=0,5$ $f_s = 10\text{kHz}$ $T\text{-const}$ $t\text{-const}$ $\varepsilon\text{-var}$		
RPPM $\delta=0,2$ $f_s = 10\text{kHz}$		





Oś częstotliwości – krotność częstotliwości komutacyjnej $f_s = 10 \text{ kHz}$
 Oś amplitud $10\log(P/P_1)$ lub $20\log(I/I_1)$; P_1 I_1 – składowe dla częstotliwości podstawowej napięcia sieci

W przypadku pracy n sterowników z modulacją pseudolosową podłączonych do jednego filtru wejściowego wartość oczekiwana opóźnienia narastającego zbocza k – tego impulsu jest analogiczna, jak w przypadku modulacji deterministycznej (5.9). Opis (5.10) jest odnośnie podstawowej harmonicznej prawidłowy także dla modulacji pseudolosowych. Zwiększają się, proporcjonalnie do \mathfrak{R} , wariacje impulsów. W rezultacie wypadkowa harmoniczna podstawowa, powstała w wyniku nakładania impulsów prądu jest taka sama, jak w przypadku modulacji deterministycznej PWM, większa jest natomiast zawartość wyższych harmonicznych prądu na zaciskach filtru. Ponadto, dla $n\delta > 1$, narastające i opadające zbocza impulsów w wyrażeniu $\text{frac}(n\delta)$ generowane są przez różne sterowniki, oprócz n –krotnego wzrostu ich częstotliwości występuje tu efekt podwyższenia współczynnika \mathfrak{R} głębokości modulacji sygnałem pseudolosowym. Impulsy te charakteryzują się zarówno losową szerokością jak i położeniem, a w przypadku: $\text{int}(n\delta) \geq 1$ i $\text{frac}(n\delta) < \mathfrak{R}$ mogą zmieniać znak. Niezależnie od rodzaju modulacji, w miarę zwiększania liczby sterowników n , wypadkowy współczynnik głębokości modulacji części ułamkowej (5.9) zmierza do wartości maksymalnej $\mathfrak{R} \rightarrow 1$.

Metody wyznaczania optymalnej wartości współczynnika głębokości modulacji \mathfrak{R} przedstawiono w [76, 77, 78]. Znane z literatury analizy wskazują, iż najkorzystniejsze parametry przekształcania otrzymuje się dla współczynnika \mathfrak{R} na poziomie kilkunastu %.

Zgodnie z funkcją stanu łączników z rys. 5.4, przebieg czasowy prądu wejściowego można opisać:

$$g_k(t - t_k) = \begin{cases} \delta I_{L\max} \sin(\omega t) & \text{dla } t_k \leq t \leq \delta t_s \\ 0 & \text{dla innych } t \end{cases} \quad (5.12)$$

gdzie: t_s – losowo zmienny okres komutacji (dla APWM i SAPWM), δ - losowo zmienny współczynnik wypełnienia (dla SAPWM i RPWM)

Postać graniczna funkcji $g(t)$:

$$g(t) = \lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{k=1}^N g_k(t - t_k). \quad (5.13)$$

Funkcja autokorelacji wyznaczona z przebiegu czasowego:

$$\psi_g(\tau) = E \left[\lim_{T_o \rightarrow \infty} \frac{1}{T_o} \int_0^{T_o} g(t) g(t + \tau) dt \right] \quad (5.14)$$

gdzie: $E[\]$ – wartość oczekiwana wyrażenia $[\]$, T_o – czas obserwacji trwający N wartości oczekiwanych t_k , tzn. $T_o = NE[t_k]$.

Ostatecznie funkcja autokorelacji sygnału pseudolosowego przyjmuje postać [42]:

$$\psi_g(\tau) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{NE[t_k]} \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^N E \left[\int_0^{\infty} g_k(t - t_k) g_l(t + \tau - t_l) dt \right] \quad (5.15)$$

Pomimo niewielkiego wzrostu współczynnika zawartości wyższych harmoniczych, metody modulacji pseudolosowej stosuje się ze względu na specyfikę wymagań normatywnych odnośnie emisji zaburzeń elektromagnetycznych[28]. Poziom ich mierzony jest za pomocą odbiorników zaburzeń jako całkowita moc sygnału w pasmie podzielonym na przedziały o jednakowej szerokości. Kryterium wymagań kompatybilnościowych odnośnie emisji zaburzeń elektromagnetycznych jest spełnione, gdy składowe w. cz. o największych amplitudach są mniejsze od poziomu normatywnego. W przeciwieństwie do analizatorów widma, które prezentują poziom sygnału w postaci ciągłej funkcji częstotliwości, odbiorniki zaburzeń prezentują je w postaci wykresu kolumnowego, którego amplitudy odpowiadają mocom sygnału występującego w poszczególnych przedziałach analizowanego pasma. Modulacje pseudolosowe umożliwiają uzyskanie bardziej równomiernego widma dzięki lokalizacji mocy sygnału każdej harmoniczej dyskretnej w kilku sąsiadujących przedziałach pomiarowych[40, 41, 75].

Widma amplitudowe oraz PSD prądu wejściowego wyznaczone w wyniku badań modelu laboratoryjnego ISPP, sterowanego z różnymi rodzajami modulacji, przedstawione są w następnym rozdziale.

Wnioski

Prąd wejściowy ISPP pobierany jest bezpośrednio z sieci zasilającej, w przeciwieństwie do zasilanych z lokalnych źródeł napięcia stałego układów falowników czy przetwornic DC/DC. Modulacje pseudolosowe zastosowane w sterowaniu ISPP umożliwiają uzyskanie bardziej równomiernego widma prądu wejściowego dzięki lokalizacji mocy sygnałów harmoniczných dyskretnych w wielu przedziałach pomiarowych. Ułatwia to spełnienie wymagań kompatybilnościowych odnośnie zaburzeń przewodzonych oraz emitowanych. W przypadku pracy n przekształtników, podłączonych do wspólnej linii zasilającej, wraz ze wzrostem ich liczby widocznej poprawie ulega kształt prądu pobieranego ze źródła zasilania. Efekt ten zachodzi niezależnie od rodzaju modulacji na skutek równomiernego rozkładu momentów załączenia łączników półprzewodnikowych w poszczególnych przekształtnikach.

6. BADANIA MODELU LABORATORYJNEGO



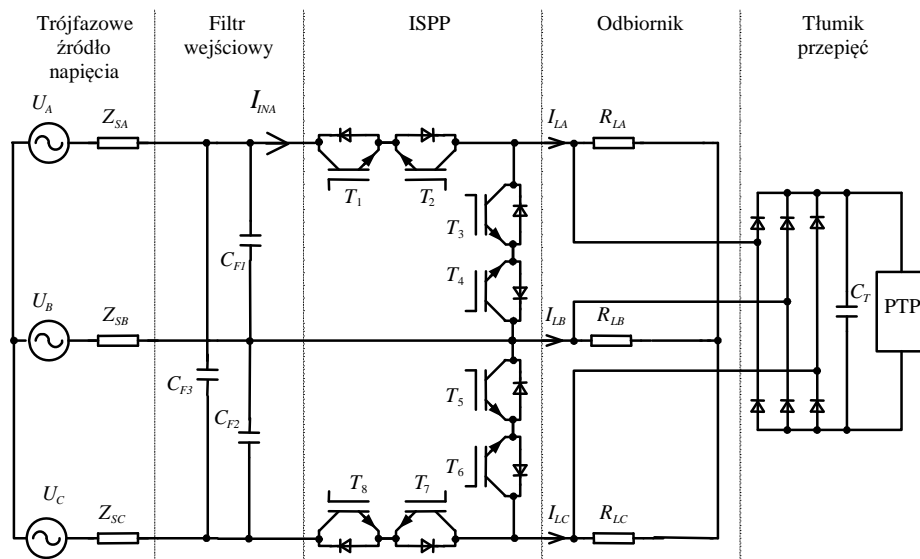
Fot. 1. Stanowisko laboratoryjne do badań modelu ISPP

6.1. Stanowisko, aparatura, metodyka badań

Widok stanowiska do badań wykonanego przez autora trójfazowego modelu laboratoryjnego impulsowego sterownika prądu przemiennego przedstawione jest powyżej (Fot. 1.) Urządzeniem wykonawczym jest omawiany w poprzednich rozdziałach sterownik o topologii oszczędnościowej z $2(m-1)$ łącznikami dwukierunkowymi, w pełni sterowanymi, typu 2 tranzystory – 2 diody.

Badania wpływu rodzaju modulacji na przebieg czasowy prądu wejściowego prowadzone były z obciążeniem rezystancyjnym. Dla zachowania przejrzystości prezentowanych przebiegów czasowych zastosowano najmniejszą możliwą [56] częstotliwość sterowania 1 kHz. Mała częstotliwość komutacyjna powodowała ryzyko powstawania zjawisk rezonansowych pomiędzy filtrem wejściowym a laboratoryjnym źródłem zasilania. Mogłoby to doprowadzić do znacznych odkształceń napięcia wejściowego. Aby tego uniknąć, a jednocześnie zapewnić powtarzalność wyników badań przy różnych rodzajach modulacji, zastosowano filtr wejściowy w postaci

jedynie trzech kondensatorów, skojarzonych w trójkąt. Do generowania sygnału sterującego pracą łączników wykorzystano komputer PC, z oprogramowaniem napisanym przez autora. Program umożliwiał niezależne nastawianie żądanej wartości częstotliwości f_s , współczynnika wypełnienia δ oraz głębokości modulacji \mathfrak{R} przebiegu sterującego. Możliwe było zastosowanie wszystkich czterech omawianych modulacji pseudolosowych, przy czym nastawa parametru $\mathfrak{R} = 0$ równoznaczna jest zastosowaniu modulacji deterministycznej szerokości impulsu. Do transmisji sygnału sterującego wykorzystywano port LPT, łączniki sterowane były z czasem martwym. Schemat toru prądowego badanego modelu laboratoryjnego prezentuje rys. 6.1.



Rys. 6.1. Schemat ideowy toru silnoprądowego badanego modelu laboratoryjnego ISPP

Parametry układu:

- napięcie źródła $U = 3 \times 380 \text{ V}$;
- obciążenie rezystancyjne $P_n = 360 \text{ W}$, y ;
- filtr wejściowy pojemnościowy $3 \times 3 \mu\text{F}$, Δ ;
- łączniki IGBT typu IRGPH 40 FD2;
- napięcie progowe tłumika przebieg $U_{CT} = 650 \text{ V}$;
- wartość oczekiwana częstotliwości komutacyjnej $f_s = 1024 \text{ Hz}$;
- czas martwy $\Delta T = 400 \text{ ns}$.

Rejestrowany był przebieg czasowy prądu wejściowego (pomiędzy filtrem wejściowym a ISPP) pierwszej fazy sterownika, oznaczony na schemacie jako: I_{INA} . Rejestrację przeprowadzano

w równych odstępach czasu, nie będących krotnością okresu generatora pseudolosowego, co czyniło mało prawdopodobnym wystąpienie dwóch jednakowych sekwencji.

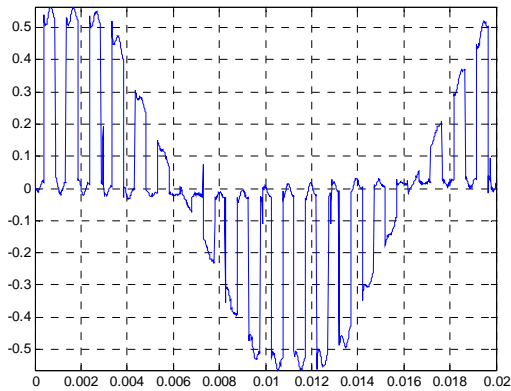
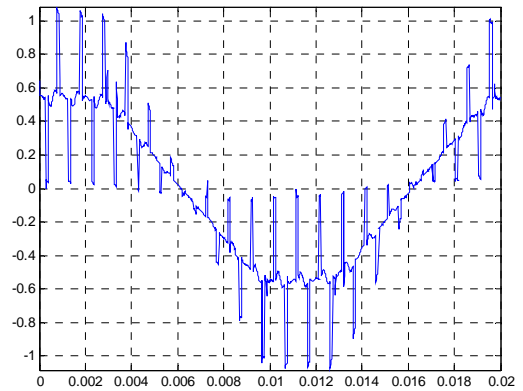
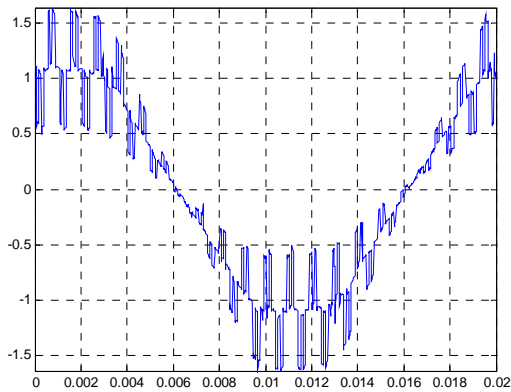
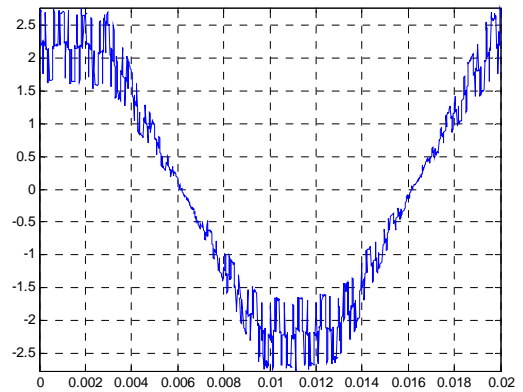
We wszystkich rodzajach modulacji użyto 10-bitowego generatora pseudolosowego o okresie 2^{11} , o rozkładzie jednostajnym[86]. Rejestracja przebiegów dokonywana była w jednym okresie sieci za pomocą 12-bitowej karty oscyloskopowej o częstotliwości próbkowania $f_p = 93,84$ kHz, synchronizowanej przebiegiem napięciem sieci. Częstotliwość próbkowania karty oscyloskopowej była równa częstotliwości taktowania portu LPT, wykorzystywanego do transmisji sygnału sterującego pracą łączników z komputera do ISPP. Typowe dla tranzystorów IGBT czasy przełączania prądów są na poziomie 100- 200 ns - rząd mniejszy czas próbkowania karty oscyloskopowej zapewniał więc wystarczająco wierną rejestrację obserwowanych prądów sterownika.

6.2. Wpływ rodzaju modulacji na współczynnik deformacji prądu wejściowego

Aby przedstawić efekt pracy równoległej kilku ISPP (dla $n = 1, 2, 4$ oraz 8) spróbkowane przebiegi czasowe prądu wejściowego posumowano w programie Matlab, a następnie wyznaczono współczynniki deformacji prądu wejściowego. Wszystkie przebiegi rejestrowano dla współczynnika wypełnienia $\delta = 0,5$.

6.2.1. Przebiegi czasowe i analiza widmowa

Rysunek 6.2. prezentuje przebiegi czasowe prądu wejściowego sterownika dla $n = (1, 2, 4, 8)$ dla modulacji deterministycznej przy współczynniku wypełnienia impulsu $\delta = 0,5$ otrzymane w wyniku badań modelu laboratoryjnego. Zastosowaną procedurę zilustrowano na przykładzie modulacji deterministycznej, a w załączniku 6_1 przedstawiono wyniki uzyskane dla wszystkich typów badanych modulacji pseudolosowych, dla różnych parametrów modulacji. Analogicznie, jak w prezentowanych w poprzednim rozdziale wynikach badań symulacyjnych, (rysunki 5.2, 5.3) proporcjonalnie do liczby sterowników n wzrastała amplituda harmonicznej podstawowej prądu. Częstotliwość składowej o charakterze impulsowym rosła, malała natomiast jej amplituda względem podstawowej.

a) $n = 1$ b) $n = 2$ c) $n = 4$ d) $n = 8$ 

Rys. 6.2. Wypadkowy prąd wejściowy ISPP sterowanych z modulacją deterministyczną dla $n = (1, 2, 4, 8)$

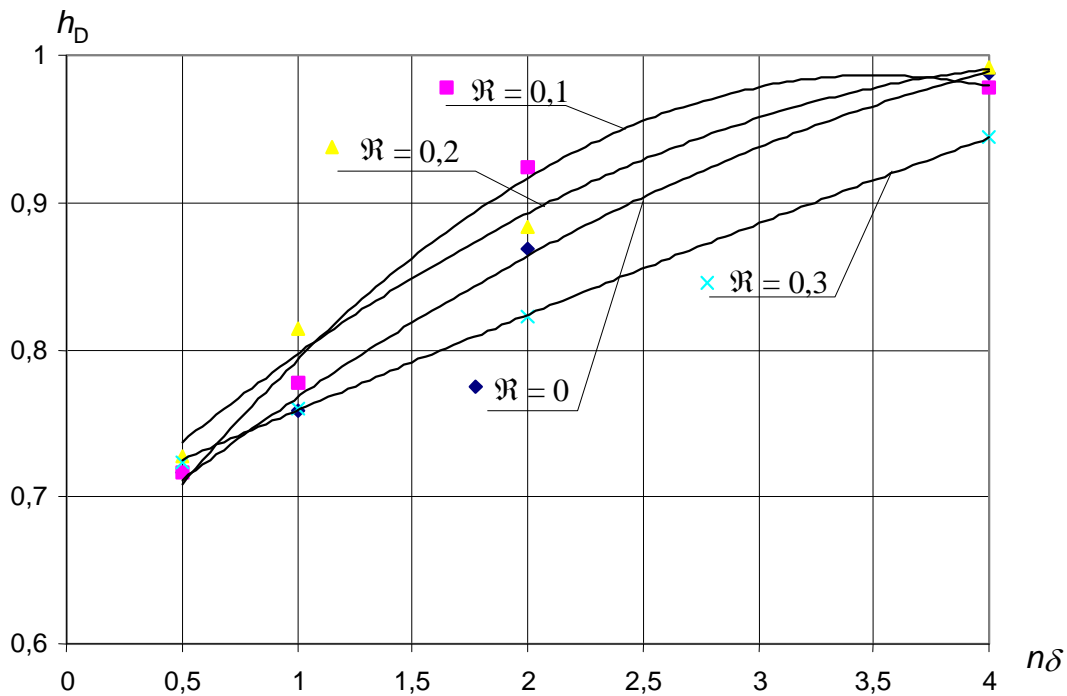
Załącznik 6_1 przedstawia analogiczne przebiegi czasowe, otrzymane w wyniku badań modelu sterowanego z modulacjami pseudolosowymi. Zaprezentowane są także, w jednostkach względnych – odniesione do amplitudy harmonicznej podstawowej, widma amplitudowe oraz pasmowej gęstości mocy wyznaczonych przebiegów prądu wejściowego. Podane są amplitudy trzech dominujących harmonicznych dyskretnych.

6.2.2. Współczynnik deformacji prądu

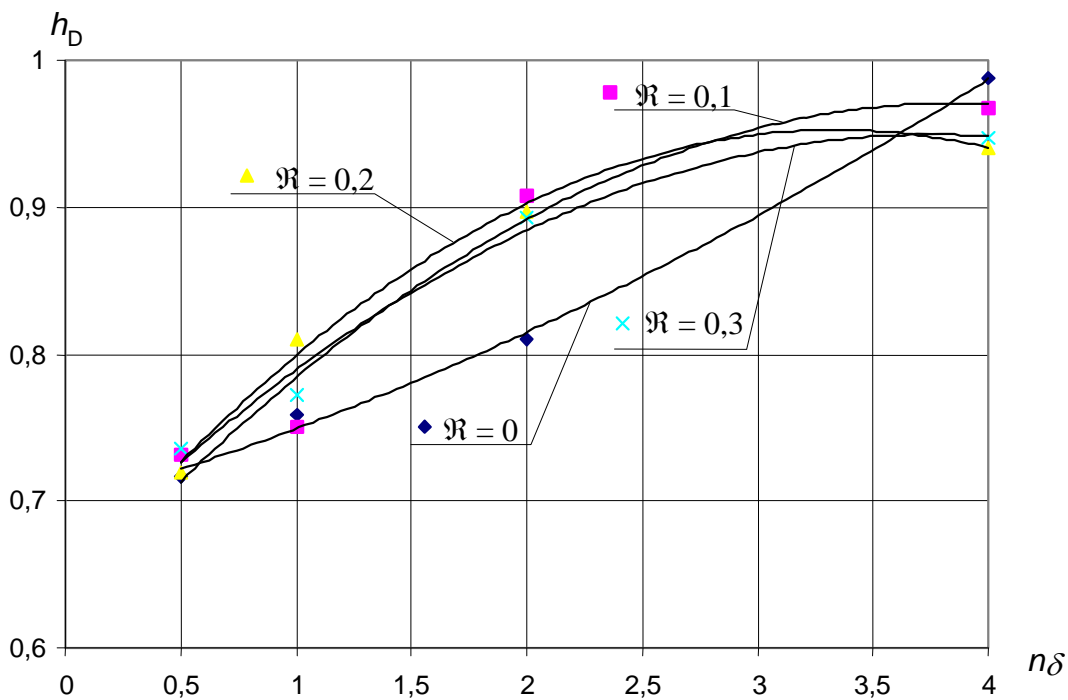
Pełne wyniki przeprowadzonych badań modelu laboratoryjnego przedstawione są w załączniku 6_1. Sporządzone na ich podstawie wykresy zależności współczynnika deformacji prądu wejściowego zaprezentowane są poniżej. Przypadek $\Re = 0$ równoznaczny jest modulacji deterministycznej, i w tym przypadku współczynnik deformacji sumarycznego prądu

wejściowego rośnie niemal liniowo w miarę zwiększania iloczynu $n\delta$. Odstępstwa od idealnej proporcjonalności dla $\mathfrak{R} > 0$ wynikają z pseudolosowości momentów załączania tranzystorów poszczególnych nośników.

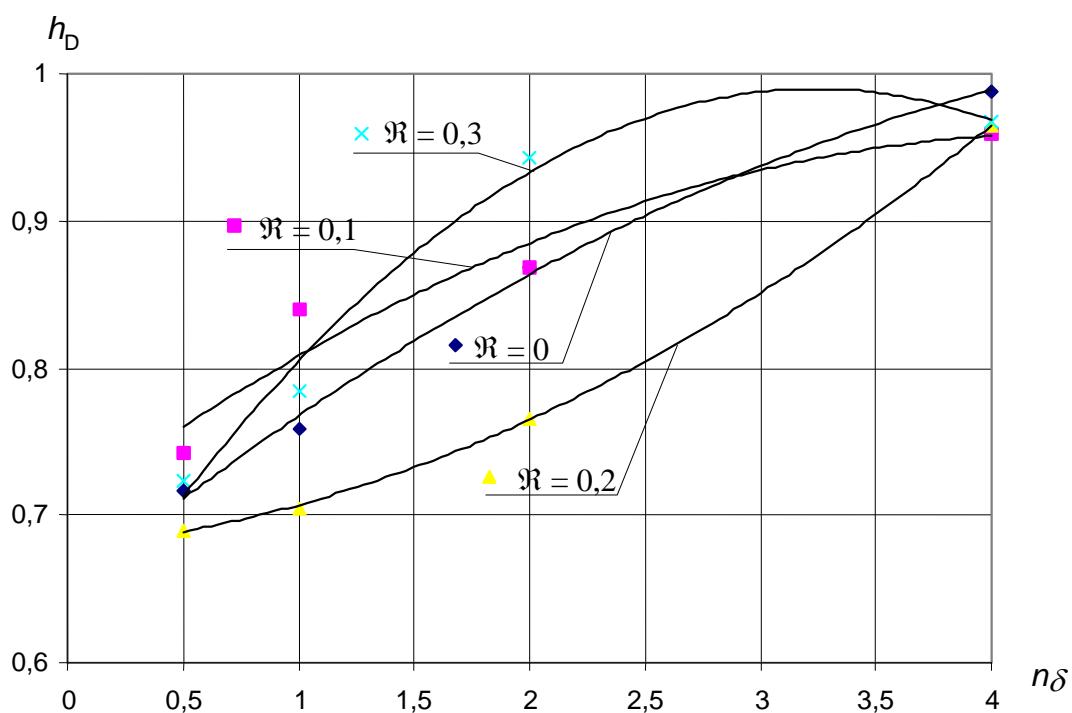
Modulacje pseudolosowe realizowane były dla wartości współczynnika głębokości modulacji $\mathfrak{R} = (0; 0,1; 0,2; 0,3)$. Na rysunkach 6.2.-6.5. przedstawiono, w postaci punktów, obliczone współczynniki deformacji prądu wejściowego dla różnych wartości iloczynu $n\delta$ i współczynnika głębokości modulacji \mathfrak{R} . Linie na wykresach wyznaczone przez aproksymacje wyników serii pomiarów wielomianem drugiego stopnia. Powtarzalność wyników badań dla modulacji deterministycznej ($\mathfrak{R} = 0$) jest potwierdzeniem opisu teoretycznego przedstawionego w rozdz. 5.



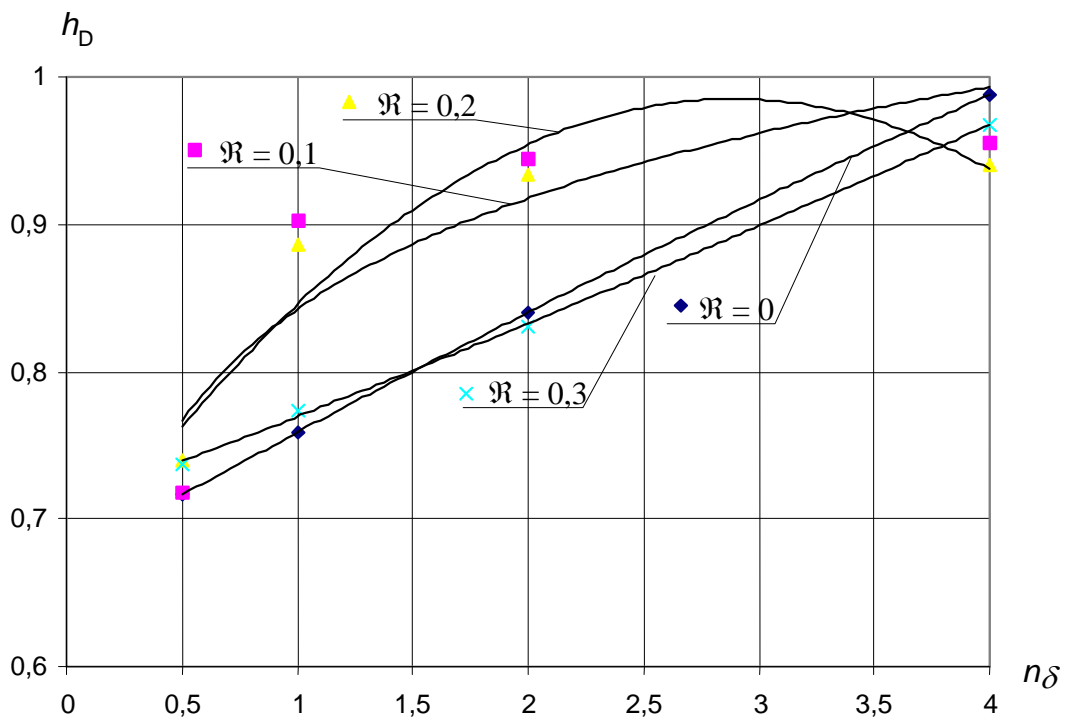
Rys. 6.2. Zależność współczynnika deformacji prądu wejściowego w funkcji $n\delta$, przy współczynniku głębokości $\mathfrak{R} = (0; 0,1; 0,2 \text{ i } 0,3)$, dla modulacji APWM



Rys. 6.3. Zależność współczynnika deformacji prądu wejściowego w funkcji $n\delta$, przy współczynniku głębokości $\mathfrak{R} = (0; 0,1; 0,2 \text{ i } 0,3)$, dla modulacji RPPM



Rys. 6.4. Zależność współczynnika deformacji prądu wejściowego w funkcji $n\delta$, przy współczynniku głębokości $\mathfrak{R} = (0; 0,1; 0,2 \text{ i } 0,3)$, dla modulacji RPWM



Rys. 6.5. Zależność współczynnika deformacji prądu wejściowego w funkcji $n\delta$, przy współczynniku głębokości modulacji $\mathfrak{R} = (0; 0,1; 0,2 \text{ i } 0,3)$, dla modulacji SAPWM

6.3. Statyczne charakterystyki przekształcania modelu laboratoryjnego ISPP

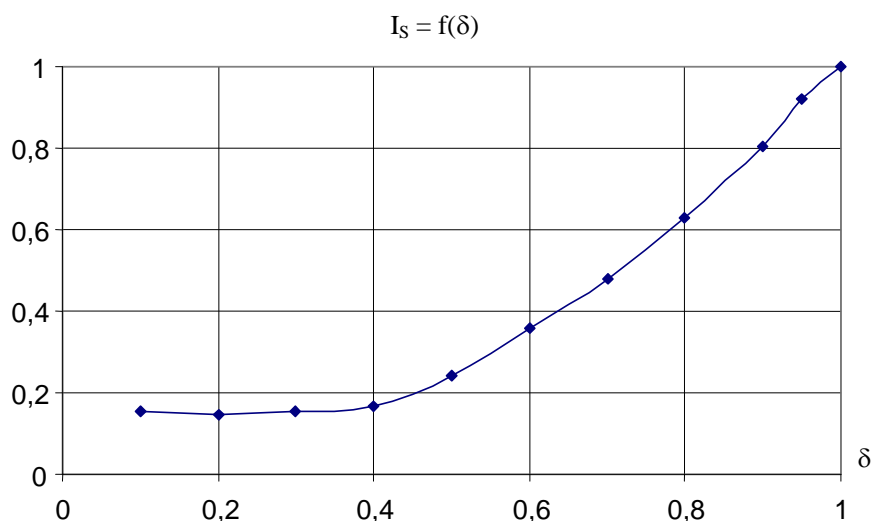
Przedstawione w poprzednim podrozdziale urządzenie wykonawcze zostało wyposażone w autonomiczny, mikroprocesorowy układ sterowania realizujący algorytm sterowania bez czasu martwego, opisany w rozdziale 3 [26, 64]. Ponieważ jest to układ o topologii niepełnofazowej, wystarczająca była kontrola znaków dwóch napięć przewodowych źródła oraz dwóch prądów fazowych odbiornika. Ze względu na ryzyko pojawiania się zjawisk rezonansowych pomiędzy laboratoryjnym źródłem napięcia a filtrem, konieczne okazało się przewymiarowanie filtra wejściowego. Jego częstotliwość odcięcia równa była 1,37 kHz. Zastosowano odbiornik o charakterze rezystancyjno - indukcyjnym o mocy znamionowej 6,2 kVA.

Parametry badanego modelu sterownika:

- napięcie wejściowe $U = 3 \times 380 \text{ V}$;
- filtr wejściowy typu Γ $L_f = 0,9 \text{ mH}$, $C_f = 6 \text{ }\mu\text{F}$;
- łączniki IGBT typu tranzystor-dioda IRGPH 40 FD2 (International Rectifier);
- częstotliwość komutacyjna $f_s = 6,5 \text{ kHz}$ lub 10 kHz ;
- algorytm sterowania bez czasu martwego, z kontrolą napięć źródła i prądów odbiornika;
- odbiornik RL, prąd znamionowy $I_{Ln} = 9,33 \text{ A}$, współczynnik mocy $\cos \varphi_L = 0,943$.

Napięcia przewodowe i prądy od strony źródła mierzone i rejestrowane były przy pomocy analizatora parametrów sieci typu Siemens P513, natomiast od strony odbiornika oscyloskopem LeCroy 9354AM. Poniższe wykresy obrazujące statyczne charakterystyki przekształcania przedstawione są w jednostkach względnych, tzn. zmierzone wielkości odniesione są do ich wartości znamionowych.

6.3.1. Wartość skuteczna prądu sieci

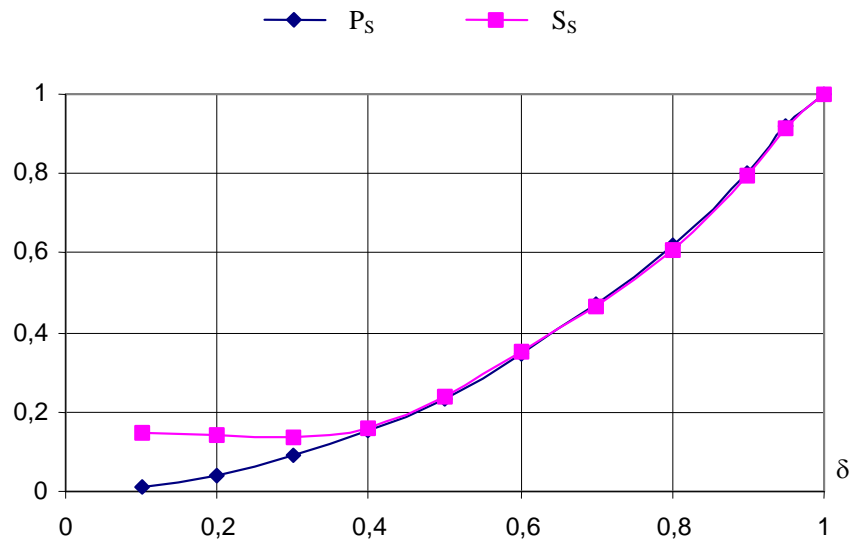


Rys. 6.6. Zależność wartości względnej prądu źródła od współczynnika wypełnienia impulsu sterującego δ

Otrzymana w wyniku badań modelu laboratoryjnego charakterystyka zależności prądu źródła od współczynnika wypełnienia impulsu sterującego δ przedstawiona jest na rysunku 6.6. Odbiega ona, szczególnie dla małych wartości δ , od przebiegu $I(\delta) = \delta^2 I_{L_n}$ charakteryzującego idealny układ przekształcania ze względu na stałą wartość prądu filtru wejściowego.

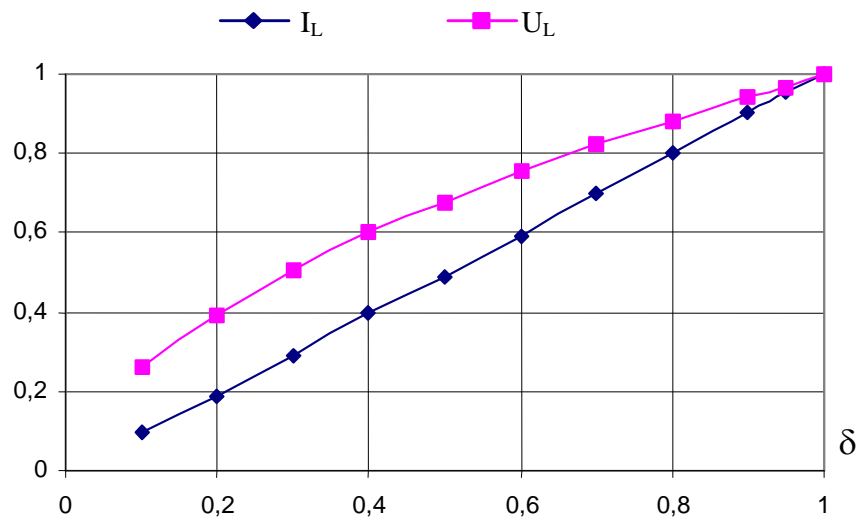
6.3.2. Moc czynna i pozorna na zaciskach źródła

Zaprezentowana na rysunku 6.7. zależność mocy czynnej na zaciskach źródła od współczynnika wypełnienia impulsu sterującego jest zgodna z opisem teoretycznym $P = \delta^2 UI_{L_n} \cos \varphi$. Dla małych wartości δ dominującą składową mocy pozornej S jest moc pobierana przez filtr wejściowy. Ponieważ ma ona charakter pojemnościowy, w miarę zwiększenia sygnału sterującego następuje jej skompensowanie, toteż przebieg charakterystyki $S = f(\delta)$ zbliża się do wartości mocy czynnej $P(\delta)$.



Rys. 6.7. Zależność wartości względnych mocy czynnej i pozornej na zaciskach źródła od współczynnika wypełnienia impulsu sterującego δ

6.3.3. Wartość skuteczna napięcia i prądu odbiornika

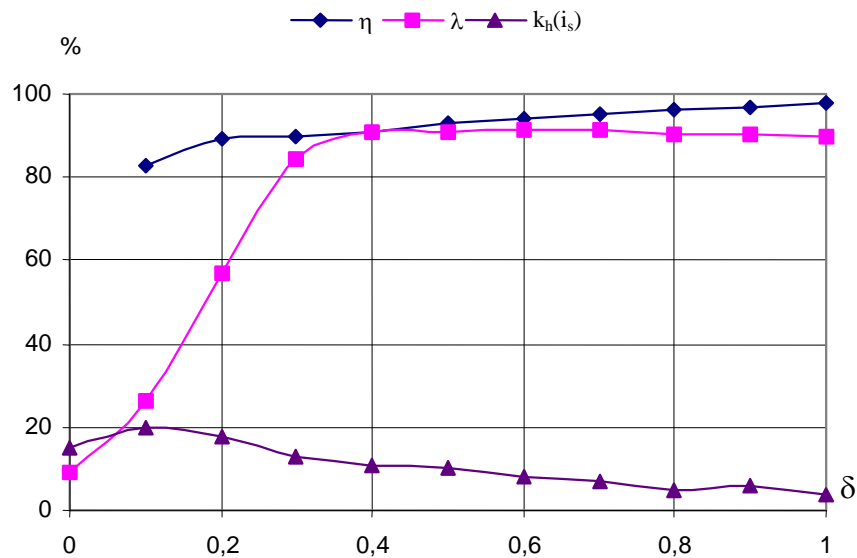


Rys. 6.8. Zależność wartości względnych napięcia i prądu odbiornika od współczynnika wypełnienia impulsu sterującego δ

Przebieg charakterystyk wartości skutecznych napięcia i prądu odbiornika w funkcji współczynnika wypełnienia impulsu sterującego prezentuje rysunek 6.8. Układ nie był wyposażony w filtr wyjściowy, stąd odchylenie przebiegu charakterystyki napięcia wyjściowego

od przebiegu liniowego spowodowane wysoką zawartością wyższych harmonicznnych o częstotliwościach $n\omega_s \pm \omega$. Prąd odbiornika, jak w układzie idealnym przekształcania napięcia przemiennego, charakteryzuje się praktycznie liniową zależnością wartości skutecznej od sygnału sterującego ze względu na właściwości filtracyjne odbiornika RL.

6.3.4. Współczynniki jakości przekształcania



Rys. 6.9. Zależność współczynników: sprawności energetycznej η , mocy λ na zaciskach źródła oraz zawartości harmonicznnych $k_h(i_s)$ prądu źródła od współczynnika wypełnienia impulsu sterującego δ

Rys. 6.9. Przedstawia otrzymane w wyniku badań eksperymentalnych następujące współczynniki jakości przekształcania: sprawności energetycznej, mocy na zaciskach źródła oraz zawartości harmonicznnych prądu linii zasilającej. Współczynnik sprawności energetycznej $\eta = f(\delta)$ poprawia się w miarę zwiększania współczynnika wypełnienia impulsu sterującego pracą łączników δ . Jest to zgodne z oczekiwaniami, ponieważ parametr $E_{TS}(I_C)$ opisujący energię strat komutacyjnych w jednym cyklu łączeniowym nie zwiększa się liniowo ze wzrostem wartości prądu kolektora tranzystora IGBT. Możliwa jest zatem poprawa współczynnika sprawności energetycznej sterownika przez dobór łączników o mniejszym prądzie znamionowym. Znamionowy prąd odbiornika I_{Ln} równy był blisko 10 A, zatem użyte tu tranzystory o dopuszczalnym średnim prądzie kolektora $I_{CAV} = 40$ A były obciążone co najwyżej jedną czwartą jego maksymalnej wartości.

Przyjmuje się, iż straty łączeniowe rosną wprost z częstotliwością komutacyjną, natomiast straty przewodzenia są od niej niezależne. Charakterystykę sprawności energetycznej w funkcji współczynnika wypełnienia wyznaczono ponownie, przy większej częstotliwości komutacyjnej $f_s = 10$ kHz. Porównanie ich przebiegów umożliwiło rozdział strat w łącznikach - **w przypadku omawianego tu modelu laboratoryjnego ISPP, dla $\delta = 0,5$, straty przewodzenia w łącznikach byłyby równe stratom komutacyjnym przy częstotliwości f_s równej około 5,8 kHz.**

Współczynnik zawartości wyższych harmoniczných prądu źródła $k_h(i_s)$ osiągał największe wartości dla małych wartości sygnału sterującego głównie ze względu na wspomniane wyżej zjawiska rezonansowe pomiędzy źródłem napięcia i filtrem wejściowym. W miarę wzrostu współczynnika wypełnienia impulsów sterujących pracą łączników wartość jego malała. Było to spowodowane coraz większym udziałem w prądzie źródła przetransformowanej na stronę sieci harmoniczných podstawowej prądu odbiornika o liniowej charakterystyce prądowo – napięciowej.

Wysoka wartość współczynnika mocy λ na zaciskach źródła dla większych wartości sygnału sterującego, ze względu na stosunkowo małą zawartość wyższych harmoniczných, wynikała głównie z bilansu mocy biernej filtru i obciążenia.

Wnioski

W rozdziale tym przedstawione są wyniki badań trójfazowego modelu laboratoryjnego ISPP z $2(m-1)$ łącznikami dwukierunkowymi, w pełni sterowanymi, typu 2 tranzystory – 2 diody.

W podrozdziale 6.2. przedstawiono wyznaczone eksperymentalnie zależności wartości współczynnika deformacji wypadkowego prądu wejściowego w funkcji liczby pracujących równolegle sterowników. Wyniki zaprezentowane są dla stałej wartości współczynnika wypełnienia $\delta = 0,5$, przy modulacji deterministycznej i czterech modulacjach pseudolosowych. Badania prowadzone były przy współczynnikach głębokości modulacji $\mathfrak{R} = (0; 0,1; 0,2 \text{ i } 0,3)$. Otrzymane wyniki potwierdzają celowość stosowania modulacji pseudolosowych w sterowaniu ISPP. Badania eksperymentalne potwierdziły, iż praca równoległa wielu ISPP skutkuje poprawą wypadkowego współczynnika deformacji prądu źródła. Ponadto efekt „wygładzenia” widma prądu wejściowego oznacza zarówno poprawę kompatybilności elektromagnetycznej tej klasy przekształtników, jak i redukcję wywoływanych przez nie efektów wibroakustycznych.

Podrozdział 6.3. prezentuje statyczne charakterystyki przekształcania modelu laboratoryjnego ISPP, z obciążeniem RL o mocy znamionowej 6,2 kVA, sterowanego z algorytmem eliminującym czas martwy. Otrzymane wyniki, przedstawione w postaci zależności poszczególnych wielkości od współczynnika wypełnienia, potwierdzają zbieżność właściwości energetycznych badanego modelu ISPP z układem z transformatorem, uznawanym za przekształtnik wzorcowy. Zastosowane dwie różne częstotliwości komutacyjne umożliwiły dokonanie rozdziału strat w tranzystorach na straty przewodzenia i łączeniowe.

WNIOSKI

W rozprawie przedstawione są metody poprawy wskaźników jakości przekształcania charakteryzujących układy bezpośredniej transformacji napięć przemiennych. Zaprezentowane są algorytmy sterowania eliminujące czas martwy omawianych topologii ISPP. Umożliwiają one, oprócz redukcji wewnętrznych strat mocy sterowników - z czym bezpośrednio wiąże się wzrost wartości współczynnika sprawności energetycznej, także istotną redukcję współczynnika zawartości wyższych harmoniczných napięcia odbiornika.

Przedstawione są metody eliminacji składowych nieaktywnych napięcia odbiornika lub prądu źródła, głównie na przykładzie składowej kolejności przeciwnej faz. Zaprezentowany jest model matematyczny ISPP sterowanego w układzie zamkniętym, z obserwacją mocy chwilowej. Potwierdzona jest stabilność układu.

Sterowniki prądu przemiennego są źródłami zaburzeń elektromagnetycznych przewodzonych, oddziałującymi bezpośrednio na linię zasilającą. W kontekście pracy równoległej wielu tego typu urządzeń zasilanych ze wspólnego źródła wykazana jest ich korzystna właściwość, polegająca na samoistnym tłumieniu harmoniczných o częstotliwościach komutacyjnych. Potwierdzona jest także celowość stosowania metod niedeterministycznych modulacji szerokości impulsów. Oprócz opisu analitycznego przedstawione są również wyniki badań eksperymentalnych modelu laboratoryjnego sterownika przy modulacjach deterministycznej i pseudolosowych.

Przedstawione są wyniki badań statycznych charakterystyk przekształcania modelu ISPP o mocy znamionowej odbiornika 6,2 kVA, wykazujące zbieżność jego właściwości energetycznych z układem transformatorowym, uznawanym za przekształtnik wzorcowy.

Teza rozprawy „wykorzystanie zmiennych dynamiczných w algorytmach sterowania impulsowych sterowników prądu przemiennego umożliwia poprawę wskaźników jakości przekształcania” została udowodniona.

Literatura

- [1] Aeloiza E. C., Enjeti P. N., Kim S., Montero O. C, Moran L. A.: *Analysis and design of a new voltage sag compensator for critical loads in electrical power distribution systems*. IEEE Trans. on Industrial Applications, June, 2002.
- [2] Alali M. A. E., Saadate S., Chapuis Y. A., Braun F.: *Energetic study of a series active conditioner compensating voltage dips, unbalanced voltage and voltage harmonics*, Proceedings of „IEEE ICPE 2000 Conference”, Acapulco, Mexico, October 2000, pp 80-86.
- [3] Alali M. A. E., Saadate S., Chapuis Y. A., Braun F.: *Energetic study of a shunt active conditioner compensating current harmonics, power factor and unbalanced*, Proceedings of „EPE-PEMC 2000 Conference”, Konic, Slovak Republic, September 2000, vol. 4, pp. 211-216.
- [4] Bech M. M., Blaabjerg F., Pedersen J. K.: *Random modulation techniques with fixed switching frequency for three-phase power converters*, Proc. of 1999 Power Electronics Specialists Conference, Charleston, USA, vol. 1, pp. 544-551.
- [5] Bogdan A.: *Wysokoczęstotliwościowy przekształtnik AC/AC z jednostkowym wejściowym współczynnikiem mocy*, JUEE, tom 7, zeszyt 1, 2001
- [6] Bolden C., Ferdowski M., Patel N., Cochrane D., Fatehi F., Lee F., and Homaifar A.: *Survey of EMI reduction techniques in switched-mode power supplies*, CPES 2001 conf. materials, pp525 – 532.
- [7] Bollen M.H.J.: *Characterization of voltage sags experienced by three-phase adjustable-speed drives*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.12, no.4, October 1997, pp.1666-1671
- [8] Bollen M.H.J., *Understanding power quality problems – voltage sags and interruptions*, New York: IEEE Press, 1999.
- [9] Bollen M.H.J., Styvaktakis S.: *Characterisation of three-phase unbalanced sags, as easy as one, two, three*, IEEE Power Summer Meeting 2000.
- [10] Bollen M.H.J., Svensson J., Zhang L.D.: *Testing of grid-connected power-electronics converters for the effects of short circuits in the grid*, EPE'99 Lausanne
- [11] Casadei D., Klumpner C., Matteini M., Serra G., Taini A.: *Input power quality in matrix converters: minimization of the RMS value of input current disturbances under unbalanced and nonsinusoidal supply voltages*, Proceedings of NORpie'00, pp 129-133
- [12] Casadei D., Serra G., Tani A., Nielsen P.: *Analisis of space vector modulated matrix converter under unbalanced supply voltages*, Proceedings of SPEEDAM'94, Taormina (Italy), 8-10 June, 1994, pp. 39-44.
- [13] Casadei D., Serra G., Tani A.: *Reduction of the input current harmonic content in matrix converter under input/output unbalance*, IEEE trans. on Industrial Electronics, Vol. 45, N. 3, June 1998, pp. 401-411
- [14] Chaterjee K., Cabrera M., Venkataramanan G., Loftus D.: *Unity power factor single phase AC line current conditioner*, IAS 2000 Conf. Rec., vol. 1, pp. 41-48.
- [15] Clark J.W.: *AC power conditioners: design and applications*. Academic Press Inc., 1990.
- [16] Cuk S.: *Basic of switched-mode power conversion: topologies, magnetics and control*, Reprinted in Modern Power Electronics edited by Bose B. K. from Power conversion Int. 1981, IEEE Pres 1992

- [17] Dmowski A.: *Regulacja napięć przemiennych. Układy wybrane*. WNT, Warszawa 1983.
- [18] Dorland P., Ferreira J. A., Blaabjerg F.: *An investigation into the relation between the applied electrical waveforms and the acoustic vibrations of inverter fed induction motors*, EPE 2001 –Graz, Conference Mat. Rec.
- [19] Fedyczak Z.: *Analiza i badania właściwości trójfazowych przekształtników prądu przemiennego*, Rozprawa doktorska, Warszawa 1996.
- [20] Fedyczak Z., Klytta M., Strzelecki R.: *Topologie i aplikacje jednofazowych sterowników matrycowych i matrycowo-reaktancyjnych*, mat. konf. SENE 2001, str. 131, Łódź-Arturówek, 14-16 listopada 2001.
- [21] Fedyczak Z. Strzelecki R.: *AC voltage transformation circuits*, Science Research Education - SRE 2000: Proceedings of the Polish-German Symposium. Zielona Góra, 2000 - Part 1, s. 289—294
- [22] Fedyczak Z., Strzelecki R.: *Energoelektroniczne układy sterowania mocą prądu przemiennego*, Wyd. A Marszałek, Toruń 1997.
- [23] Fedyczak Z., Strzelecki R., Skórski K.: *Three-phase PWM AC line conditioner based on the Cuk converter topology: study of the Basic energetic properties*, 8th European Conference on Power Electronics and Applications - EPE '99. Lausanne, 1999, s. [10] CD-ROM
- [24] Fedyczak Z., Strzelecki R.: *Three-Phase Impulse Power Controller with (2m-2) Transistorised Keys*. PEMC'94 Conference Publication, Vol. 1, pp. 225-230, 1994.
- [25] Frąckowiak L.: *Energoelektronika*. Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań, 2000.
- [26] Goerger P., Gattardi C., Lafore D., Glaize C.: *Control Strategy with the S. C. Preconditioning for Direct AC/AC Converters*, PEMC'94 Conference Publication, Vol. 1, pp. 563-567, 1994.
- [27] Greczko E., Smoleński R., Kaczmarek E., Baranowski A.: *Projektowanie filtrów w obwodach impulsowych stabilizatorów napięcia przemiennego*. Mat. Konf. SENE'99, s. 211-216, Łódź-Arturówek, Listopad 1999.
- [28] Hanzelka Z., Kowalski Z.: *Kompatybilność elektromagnetyczna (emc) i jakość energii elektrycznej w dokumentach normalizacyjnych*, JUEE, tom 5, Zeszyt1, 1999 r.
- [29] Harada K., Annan F., Yamasaki K., Jinno M., Kawata Y., Nakashima T., Murata K., Sakamoto H.: *Intelligent transformer*, Proc. of the 27th Power Electronics Specialists Conference PESC'96, Vol.2, pp. 1337 – 1341. Baverno, 24 – 27 June 1996.
- [30] Hsu J. S., Kueck J. D., Olszewski M., Otaduy P. J., Casada D. A., Tolbert L. M.: *Comparison of induction motor field efficiency assessment methods*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 34, no. 1, Jan. 1998, pp. 117-125.
- [31] Hui S. Y. R., Sathiakumar S. Shrivastava Y.: *Progressive change of chaotic PWM Patterns in dc-dc random PWM schemes using weighted switching decision*, IEEE Power Electronics Specialist Conf., St. Louis, MO. June 1997, pp. 1454-1461.
- [32] Hui S. Y., Shrivastava Y., Sathiakumar S., Tse K. K., Shu-Hung C.: *A comparison of deterministic and deterministic switching methods for DC-DC power converters*, IEEE Tans. Power Elect., Vol. 13, No. 6, November 1998.
- [33] *IGBT Designer's Manual*, International Rectifier, California, 2001.

- [34] Ikriannikov A. Cuk S.: *Direct AC/AC conversion without input rectification*, IEEE 30Th PESC'99, Vol. 1, pp. 181 – 186, Saint Louis, USA, 18-23 June 1999.
- [35] Jacobina C. B., Correa M.B.R., Oliveira T.M., Lima A.M.N, da Silva E.R.C.: *Current control of unbalanced electrical systems*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 48, Number 3, June 2001.
- [36] Jang D-H., Choe G-H., Ehsani M.: *Assymetrical PWM technique witha harmonic elimination and power factor control in AC choppers*, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 10, No. 2, pp 175-184, March 1995.
- [37] Jang D-H., Choe G-H.: *Improvement of input power factor in AC choppers using assymetrical PWM technique*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 42, No2, April 1995.
- [38] Kaźmierkowski M. P.: *Sterowanie wektorowe silników klatkowych zasialnych z falowników napięcia PWM*, Jednodniowy Tutorial, Politechnika Warszawska.
- [39] Khanngern W., Premepaneerth Y.: *Reduction emission for UPS using passive EMI filters*, IEEE Trans. Ind. Applic. pp. 189-192, 1998.
- [40] Kirlin R. L., Bech M. M., Trzynadlowski A. M.: *Analysis of power and power spectral density of PWM inverters with randomized switching frequency*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 2, April, 2002.
- [41] Kirlin R. L., Kwok S., Legowski S., M. Trzynadlowski A.: *Power spectra of a PWM inverter with randomized pulse position*. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 9, No. 5, September 1994, pp. 463-472.
- [42] Kirlin R. L., Trzynadlowski A. M., Bech M. M., Blaabjerg F., Pedersen J. K.: *Analysis of spectral effects of random PWM strategies for voltage-source inverters*, Proc. of the 1997 European Conference on Power Electronics and Applications, Trondheim, Norway, vol. 1, pp. 146-151.
- [43] Kobylecki G.: *Dwubiegunowy sterownik mocy typu PWM z izolacją galwaniczną – inteligentny transformator*, Mat. III konf. EPN'97, s. 85-94. Zielona Góra 1997.
- [44] Kobylecki G., Noculak A., Baran W.: *Dwubiegunowy impulsowy sterownik mocy o uniwersalnej strukturze*, Mat. III konf. SENE'97, T. 1, s. 323-328. Łódź-Arturówek, 1997.
- [45] Kobylecki G.: *Analiza właściwości sterowników prądu przemiennego o modulacji dwubiegunowej*, Praca doktorska, Wydział Elektryczny Politechniki Zielonogórskiej, Zielona Góra 1998.
- [46] Kowalski Z.: *Cechy i parametry jakościowe energii elektrycznej*, JUEE, Tom I, Zeszyt 1, 1995.
- [47] Lefeuvre, T. Meynard, P. Viarogue: *Fast line voltage conditioners using a new PWM AC chopper technology*, EPE 2001 Conference Materials RecordF – Graz.
- [48] Mahdavi J., Kaboli Sh. Toliyat H. A.: *Conducted electromagnetic emissions in unity power factor ac/dc converters: comparition between PWM and RPWM techniques*, PESC 99 Conf. Mat. Pp 881-885.
- [49] Mei T. X.: *Spectrum optimisation for random PWM techniques using MOGA*, EPE 2001 –Graz, Conference Mat. Rec.
- [50] Mihalic F., Milanowic M.: *Wide-band frequency analysis of the randomized boost rectifier*. V: 2000 IEEE 31st Annual power electronics specialists conference, Galway, Ireland, , 18-23 June, 2000. *Conference proceedings*, pp. 946-951.

- [51] Mikołajuk K.: *Podstawy analizy obwodów energoelektronicznych*, Wydawnictwo Naukowe PWN, Warszawa 1998.
- [52] Minibock J., Kolar J. W.: *Wide input voltage range high power density high efficiency 10 kW three-phase three-level unity power factor PWM rectifier*, PESC 2002 Conf. Mat. Record.
- [53] Piróg S.: *Energoelektronika - Negatywne oddziaływanie układów energoelektronicznych na źródła energii i wybrane sposoby ich ograniczania*, Uczelniane Wydawnictwa Naukowo-dydaktyczne AGH, Kraków, 1998.
- [54] Rao A., Lipo T., Julian A. L.: *A modified single phase inverter topology with active common mode voltage cancellation*, IEEE Trans. Ind. Applicat., pp. 850-854, 1999.
- [55] Ratanapanachote S., Kang M., Enjeti P.: *Auto-connected electronic phase-shifting transformer concept for reduction harmonic generated by nonlinear loads in electric power distribution systems*, IEEE Trans. Pwr. Elect., vol 8, pp. 1030-1035, August 2001
- [56] Rombaut C., Segulier G., Boulrier M.: *Wholly controlled ac/ac converters*, RGE no5, May 1992, pp. 73-79.
- [57] Rusinaru D., Mircea I.: *Aspects regarding load current symmetrization in unbalanced power systems*, EPQU, 2001, Łódź.
- [58] Sannino A., Svenson J.: *Series-connected VSC for voltage sag mitigation: operation with unbalanced load and evaluation of filtering capability*. EPE Journal Vol 12 no.1, February 2002.
- [59] Serfling R. J.: *Twierdzenia graniczne statystyki matematycznej*, PWN, 1991.
- [60] Skibinski G. L., Kerkman R. J., Schlegel D.: *EMI emissions of modern PWM ac drives*, IEEE Industry Applications Magazine, Vol. 5, No. 6, November/December 1999, pp. 47-81.
- [61] Stankovic A. M., Verghese G. C., Perrault D. J., *Analysis and synthesis of randomized modulation schemes for power converters*, IEEE Trans. Power Electron., vol. 10, no. 6 pp. 680-693. Nov 1995.
- [62] Stankovic A. M., Verghese G. C., Perreault D. J.: *Randomized modulation of power converters via Markov chains*, IEEE Trans. on Control System Technology, Vol 5, no. 1, January 1997.
- [63] Strzelecki R., Fedyczak Z., Kobyłecki G., Kasperek R.: *Improvement methods of conversion quality in three-phase AC line power controllers-circuit topology and basic properties*, Power Electronics and Applications - EPE '97: 7th European Conference. Trondheim, 1997 EPE Association, 1997 - Vol. 2: Dialogue sessions, s. 940—945.
- [64] Strzelecki R., Fedyczak Z., Kobyłecki G., Kasperek R.: *Sterowanie impulsowymi sterownikami mocy prądu przemiennego o poprawionych właściwościach energetycznych*, Sterowanie w napędzie elektrycznym i energoelektronice, Wydaw.Politechniki Lubelskiej, 1999 - s. 299—307 (Postępy w napędzie elektrycznym i energoelektronice) – ISBN: 83-88110-00-4
- [65] Strzelecki R, Supronowicz H.: *Współczynnik mocy w systemach zasilania prądu przemiennego i metody jego poprawy*”, Oficyna Wydawnicza Polit. Warszawskiej, 2000r.
- [66] Supronowicz H: *Metody zmniejszania wyższych harmonicznych w prądach pobieranych przez odbiorniki nieliniowe z sieci zasilającej*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 1995.

- [67] Supronowicz H.: *Poprawa współczynnika mocy układów przekształtnikowych*, WNT, Warszawa, 1981.
- [68] Szabatin J.: *Podstawy teorii sygnałów*, WKŁ, Warszawa 1982.
- [69] Tatur T. A.: *Osnovy teorii elektricheskikh cepiej*. Vysshaja szkoła, Moskwa 1980.
- [70] Tonkai V. E.: *Sintiez avtonomnych inverterov modulacionnowo tipa*, Naukova Dumka, Kiev, 1979.
- [71] Toporkiewicz J.: *Badanie wpływu częstotliwości impulsowania na własności wielofazowych odbiorników (R) i (RL) sterowanych impulsowo*, Rozprawa Doktorska, Politechnika Śląska, Instytut Podstawowych Problemów Elektrotechniki i Energoelektroniki, 1980.
- [72] Trzynadlowski A. M., Blaabjerg F., Pedersen J. K., Kirlin R. L., Legowski S.: *Random pulse width modulation techniques for converter-fed drive system – A review*, IEEE Trans. Ind. Applicat., vol 30, no. 5, pp. 1166-1175, 1994.
- [73] Trzynadlowski A. M.: *Introduction to modern power electronics*. John Wiley & Sons, Inc. New York, 1998.
- [74] Trzynadlowski A. M., Zigliotto M., Bech M. M.: *PWM Inverters: Random pulse width modulation quiets motors, reduces EMI*, PCIM Power Electronic Systems, Feb. 1999, pp. 55-58.
- [75] Trzynadlowski A. M., Zigliotto M., Bolognani S., Bech M. M.: *Reduction of the electromagnetic interference conducted to mains in inverter-fed AC drives using random pulse width modulation*, Conf. Rec. of 1998 IEEE Industry Applications Conference, St. Louis, Missouri, USA, vol. 1, pp. 739-744.
- [76] Tse K. K., Chung H. S., Hui S. Y. R., So H. C.: *A Comparative investigation on the use of random modulation schemes for DC/DC Converters*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 47, No 2, April 2000.
- [77] Tse K. K., Chung H. S., Hui S. Y., So H. C.: *Analysis and spectral characteristics of a spread-spectrum technique for conducted EMI suppression*, IEEE Trans. Power Electr., Vol. 15, No. 2, March 2000.
- [78] Tse K. K., Chung H. S., Hui S. Y. R., So H. C.: *Spectral characteristics of randomly switched PWM DC/DC converters operating in discontinuous conduction mode*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 47, No. 4, August 2000.
- [79] Tunia H., Winiarski B.: „*Podstawy Energoelektroniki*”, WNT, Warszawa, 1997.
- [80] Tunia H., Smirnow A., Nowak M., Barlik R.: *Układy energoelektroniczne*, WNT1999
- [81] Veszpremi K., Hunyar M.: *New application fields of the PWM IGBT ac chopper*, IEEE PEVD Conference publication, No. 475, London, 18-19 September 2000.
- [82] Vincenti D., Jin H., Ziogas P.: *Design and implementation of a 25 kVA three-phase PWM AC line conditioner*, 0-7803-1227-9/93 IEEE
- [83] Witczyńska D., Witczyński K.: *Wybrane zagadnienia z algebry liniowej i geometrii*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 1998.
- [84] Williams B.: *Asymmetrically-modulated ac chopper*. IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. IE-29, No. 3, pp. 181-185, Aug 1992
- [85] Zhang L.D., Bollen M.H.J.: *A method for characterizing unbalanced voltage dips (sags) with symmetrical components*, IEEE Power Engineering Letters, July 1998.

- [86] Wierzchowski R. Zieliński R.: *Komputerowe generatory liczb losowych*, WNT, Warszawa, 1997.
- [87] Ziogas P., Vincenti D., Joos G.: *Practical PWM AC controller topology*, IAS Conf. Rec., vol. 1, pp. 880-887, Oct. 4-9, 1992

Załącznik 5_1

Rozkład impulsów prądu wejściowego przy pracy n sterowników podłączonych do jednego źródła napięcia.

Rozpatrujemy pracę n impulsowych sterowników prądu przemiennego podłączonych do wspólnego filtru wejściowego. Wszystkie sterowniki pracują z jednakowym współczynnikiem wypełnienia δ i jednakowymi odbiornikami, których amplituda prądu znamionowego równa jest I_{Lmax} . Należy wyznaczyć rozkład impulsów w funkcji czasu w jednym okresie impulsowania, czyli czas od pojawienia się pierwszego do k – tego narastającego zbocza impulsu. Czas opóźnienia załączenia poszczególnych ISPP względem pierwszego stanowi ciąg:

$$X_0 = 0 \leq X_1 \leq X_2 \leq \dots \leq X_{n-1} \quad (5.1.1)$$

którego wyraz zerowy odpowiada czasowi pojawienia się narastającego zbocza impulsu pierwszego urządzenia. O kolejnych wiemy, że są zmiennymi losowymi rozkładu jednostajnego $U(0,1)$. Ciąg typu (5.1.1) w literaturze nazywany jest statystyką pozycyjną. Dokładny rozkład k -tej statystyki pozycyjnej wyznaczyć można ze wzoru:

$$P(X_k \leq x) = \sum_{i=k}^{n-1} \binom{n-i}{i} (F(x))^i (1-F(x))^{n-1-i}, -\infty < x < \infty \quad (5.1.2)$$

Ponieważ rozważany jest rozkład jednostajny na odcinku $\langle 0,1 \rangle$, którego dystrybuanta wyraża się wzorem:

$$F(x) = \begin{cases} 0 & \text{gdy } x < 0 \\ x & \text{gdy } 0 \leq x \leq 1 \\ 1 & \text{gdy } 1 < x \end{cases}$$

to wzór (5.1.2) przyjmuje formę:

$$P(X_k \leq x) = \begin{cases} 0 & \text{gdy } x < 0 \\ \sum_{i=k}^{n-1} \binom{n-1}{i} x^i (1-x)^{n-1-i} & \text{gdy } 0 \leq x \leq 1 \\ 1 & \text{gdy } 1 < x \end{cases} \quad (5.1.3)$$

Wypadkowy przebieg czasowy prądu wejściowego określić można na podstawie wartości oczekiwanej k -tej statystyki pozycyjnej z zależności:

$$E(X_k) = \int_0^1 x \frac{\partial}{\partial x} P(X_k \leq x) \quad (5.1.4)$$

Podstawiając do powyższego (5.1.3) otrzymujemy:

$$E(X_k) = \int_0^1 x \frac{\partial}{\partial x} P(X_k \leq x) = \int_0^1 x \frac{\partial}{\partial x} \sum_{i=k}^{n-1} \binom{n-1}{i} x^i (1-x)^{n-1-i} =$$

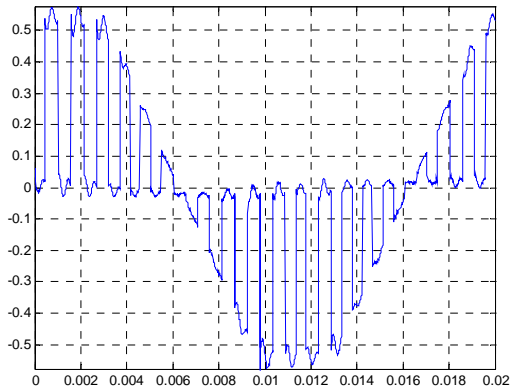
$$\begin{aligned}
&= \int_0^1 x \left(\sum_{i=k}^{n-2} \frac{\partial}{\partial x} \binom{n-1}{i} x^i (1-x)^{n-1-i} + \frac{\partial}{\partial x} x^{n-1} \right) dx = \\
&= \int_0^1 x \left(\sum_{i=k}^{n-2} i \binom{n-1}{i} x^{i-1} (1-x)^{n-1-i} - (n-1-i) \binom{n-1}{i} x^i (1-x)^{n-2-i} \right) + (n-1) x^{n-2} dx = \\
&= \int_0^1 \left(\sum_{i=k}^{n-2} i \binom{n-1}{i} x^i (1-x)^{n-1-i} - (n-1-i) \binom{n-1}{i} x^{i+1} (1-x)^{1-2-i} \right) + \int_0^1 (n-1) x^{n-1} dx = \\
&= \sum_{i=k}^{n-2} \left(i \binom{n-1}{i} \int_0^1 x^i (1-x)^{n-1-i} dx - (n-1-i) \binom{n-1}{i} \int_0^1 x^{i+1} (1-x)^{n-2-i} dx \right) + \int_0^1 (n-1) x^{n-1} dx = \\
&= \sum_{i=k}^{n-2} \left(- \binom{n-1}{i} \int_0^1 x^i (1-x)^{n-2-i} ((n-1)x - i) dx \right) + \int_0^1 (n-1) x^{n-1} dx = \\
&= \sum_{i=k}^{n-2} \left(- \frac{1}{n} \right) + \frac{n-1}{n} = \\
&= \frac{k}{n}
\end{aligned} \tag{5.1.5}$$

Z zależności (5.1.5) wynika, iż wartości oczekiwane czasu opóźnienia pojawienia się narastającego zbocza impulsów prądu poszczególnych sterowników rozkładają się równomiernie w okresie impulsowania. Jest to zgodne z przewidywaniami intuicyjnymi, jeśli wziąć pod uwagę, że załączenia zachodzą w sposób niezależny, a rozkład ich jest jednostajny.

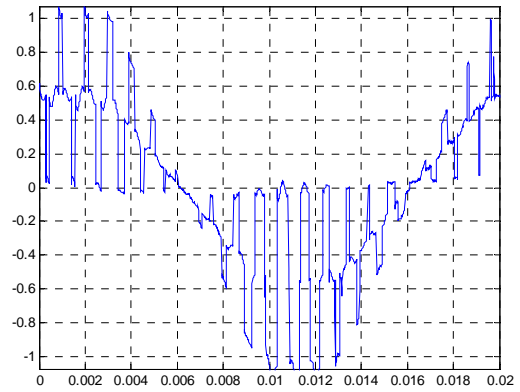
Załącznik 6_1

Przebiegi czasowe wypadkowych prądów wejściowych przy modulacjach pseudolosowych.

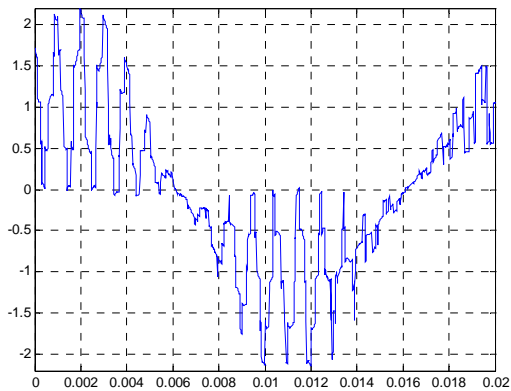
a) $n = 1$



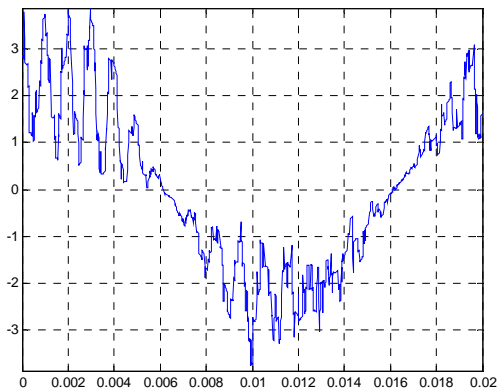
b) $n = 2$



c) $n = 4$

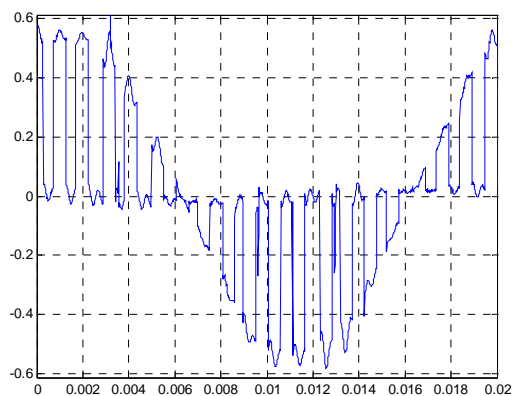


d) $n = 8$

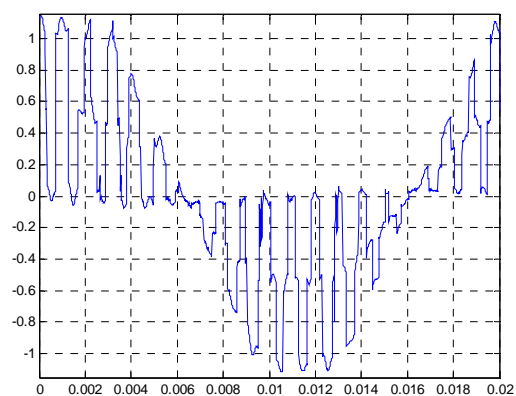


Rys. Z6.1. Wypadkowy prąd wejściowy ISPP, sterowanie z modulacją APWM dla $n = (1, 2, 4, 8)$, $\mathfrak{R} = 0,3$

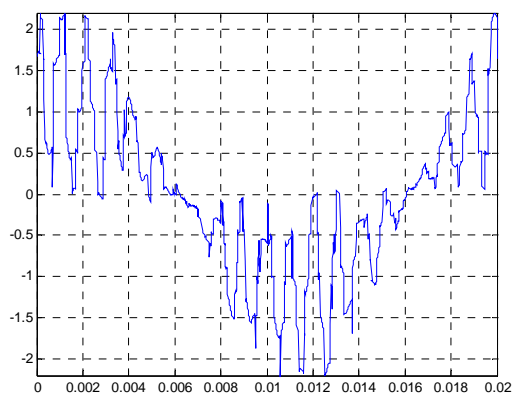
a) $n = 1$



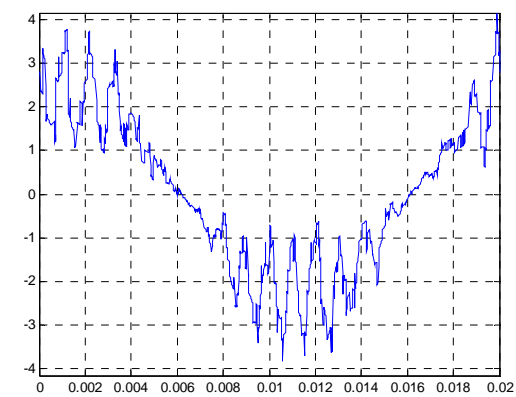
b) $n = 2$



c) $n = 4$

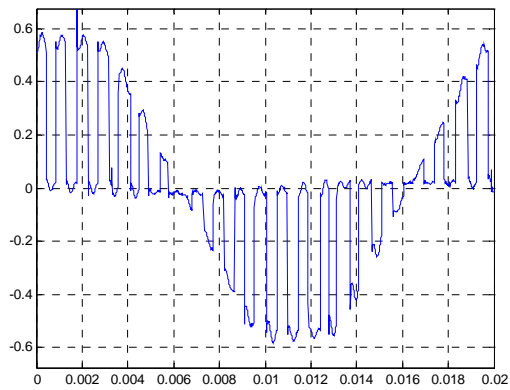


d) $n = 8$

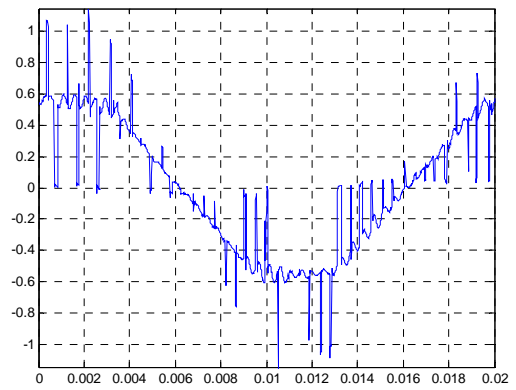


Rys. Z6.2. Wypadkowy prąd wejściowy ISPP, sterowanie z modulacją RPPM dla $n = (1, 2, 4, 8)$, $\mathfrak{R} = 0,3$

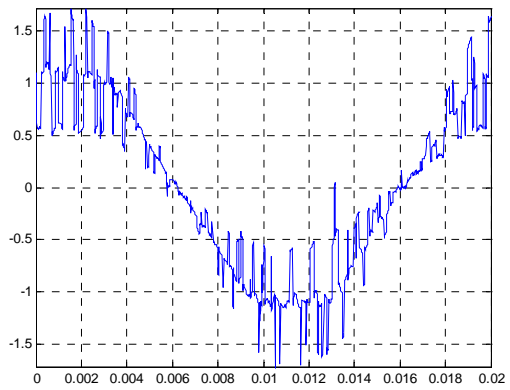
a) $n = 1$



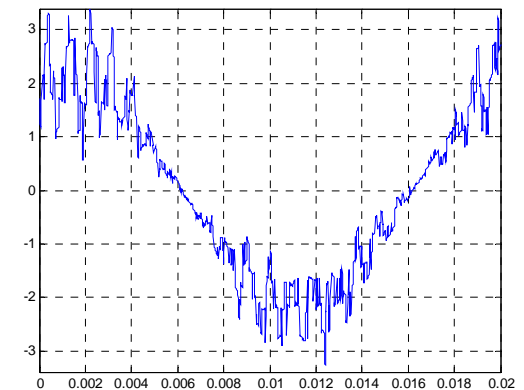
b) $n = 2$



c) $n = 4$

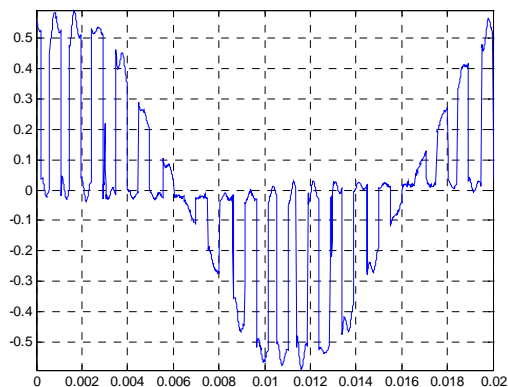


d) $n = 8$

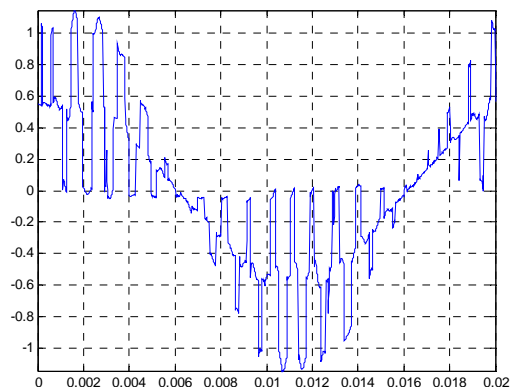


Rys. Z6.3. Wypadkowy prąd wejściowy ISPP, sterowanie z modulacją RPWM dla $n = (1, 2, 4, 8)$, $\mathfrak{R} = 0,3$

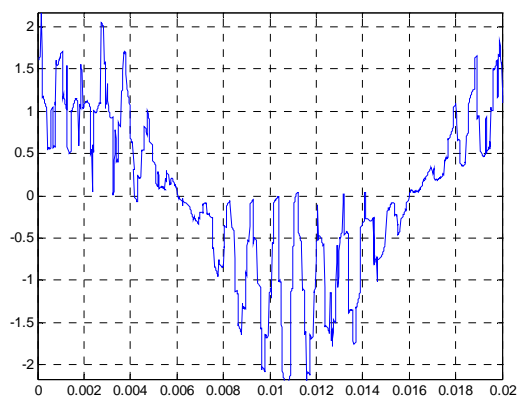
a) $n = 1$



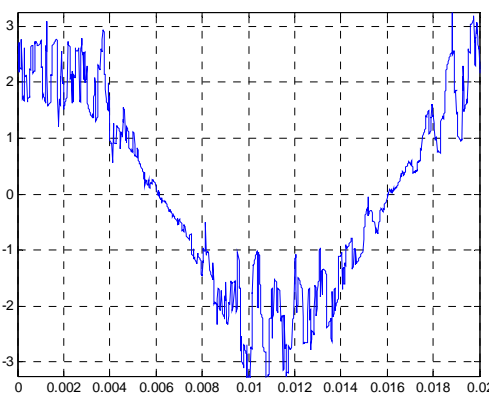
b) $n = 2$



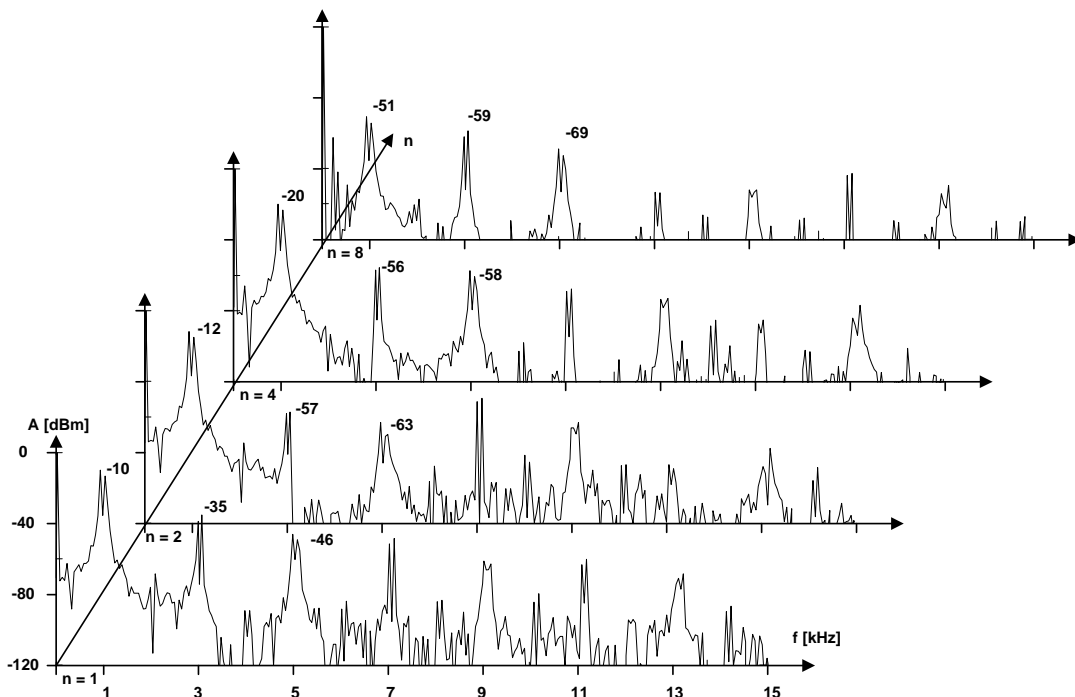
c) $n = 4$



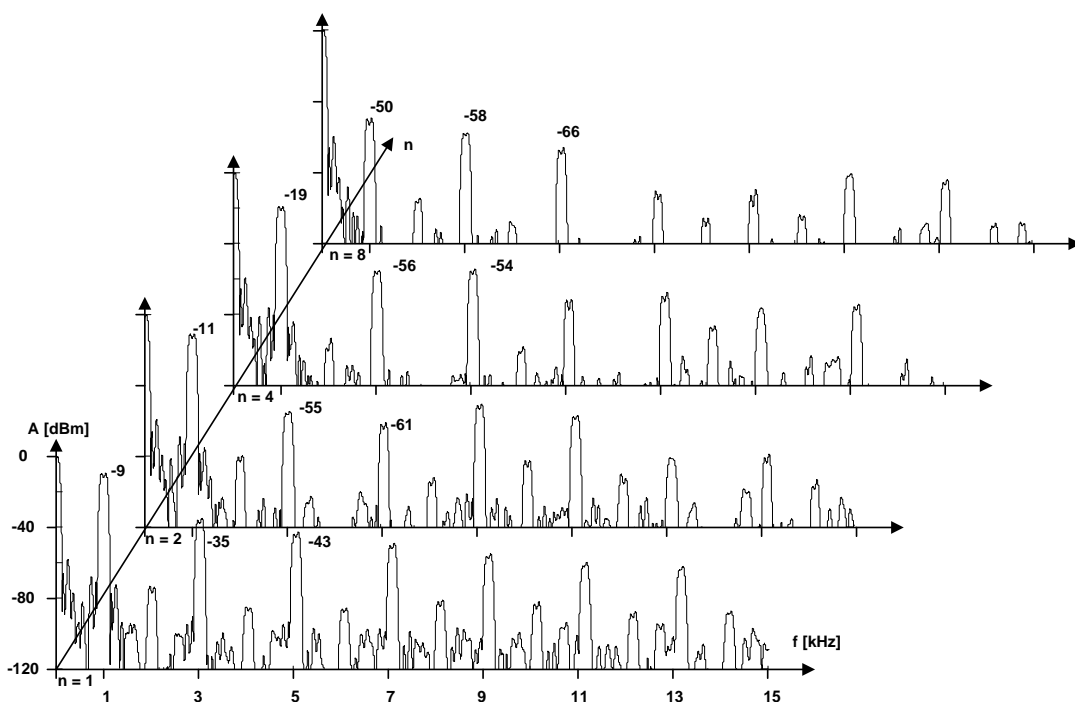
d) $n = 8$



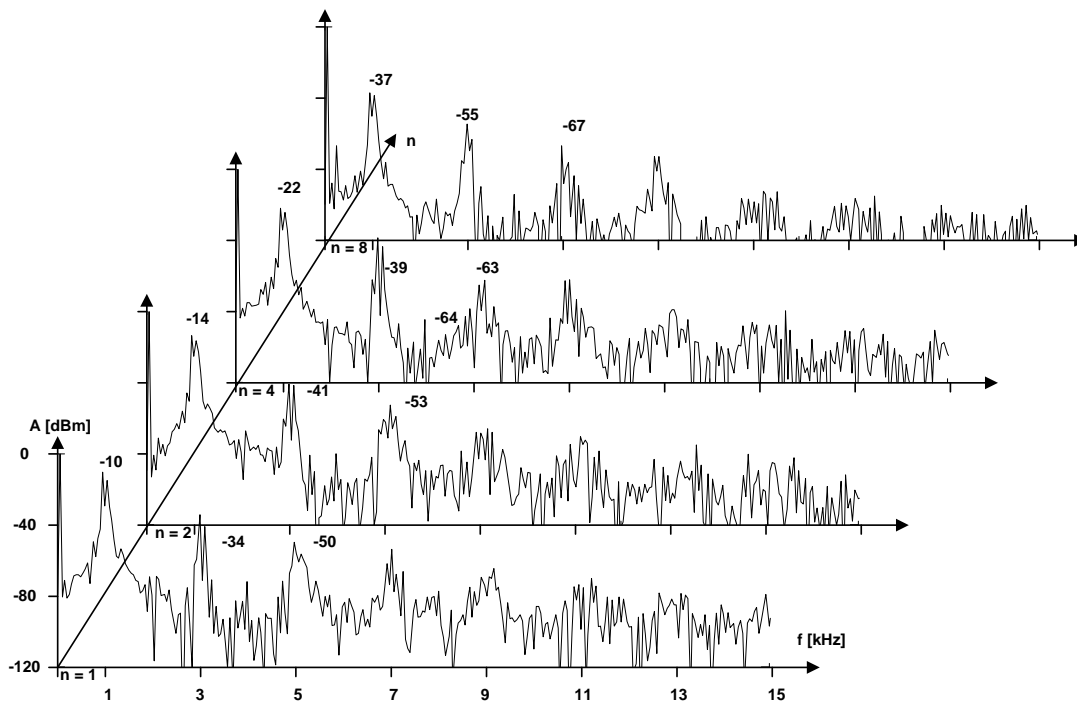
Rys. Z6.4. Wypadkowy prąd wejściowy ISPP, sterowanie z modulacją SAPWM dla $n = (1, 2, 4, 8)$, $\mathfrak{R} = 0,3$



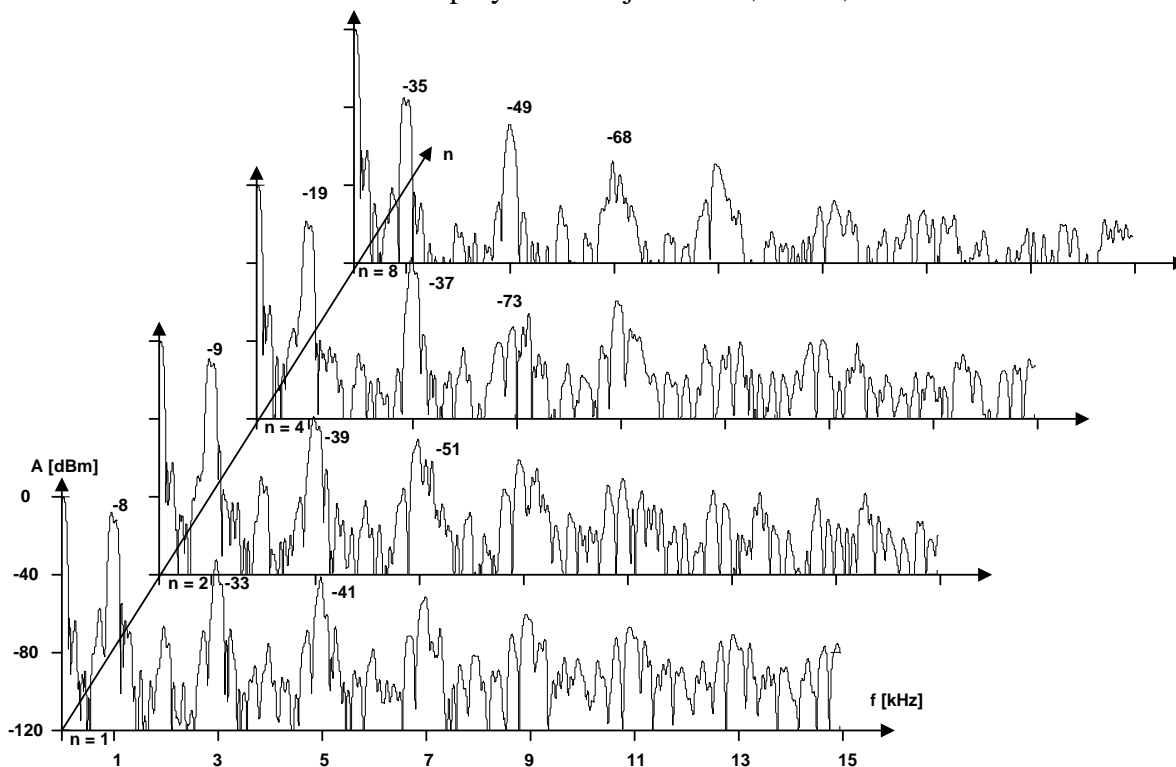
Rys. Z6.5. Widma amplitudowe wypadkowego prądu wejściowego ISPP przy modulacji deterministycznej



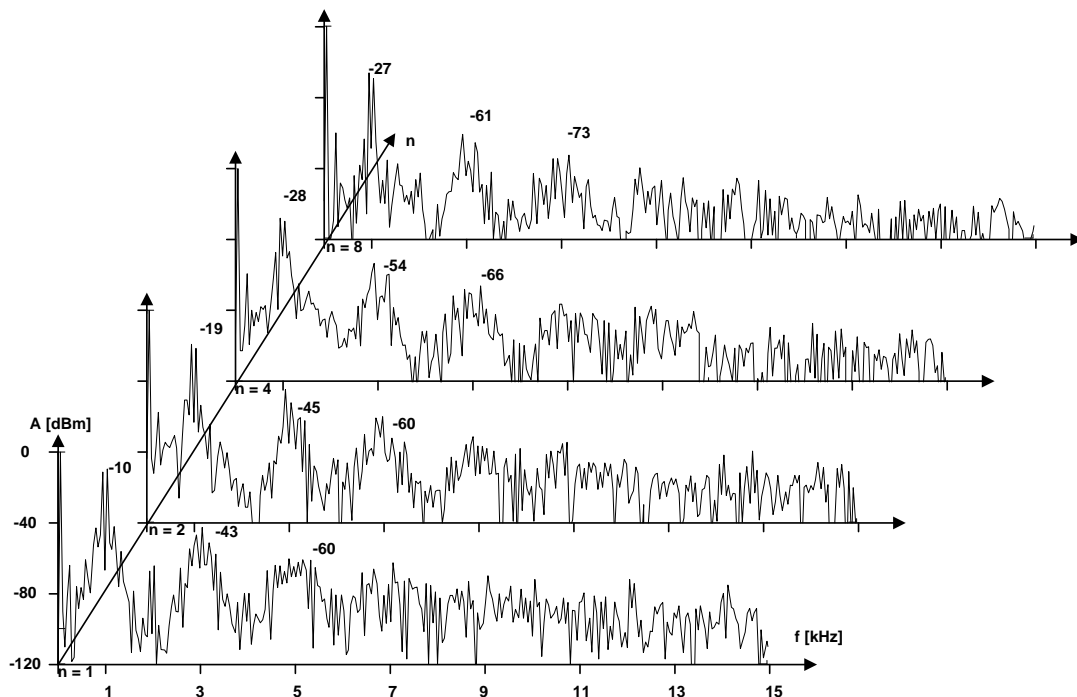
Rys. Z6.6. PSD wypadkowego prądu wejściowego ISPP przy modulacji deterministycznej



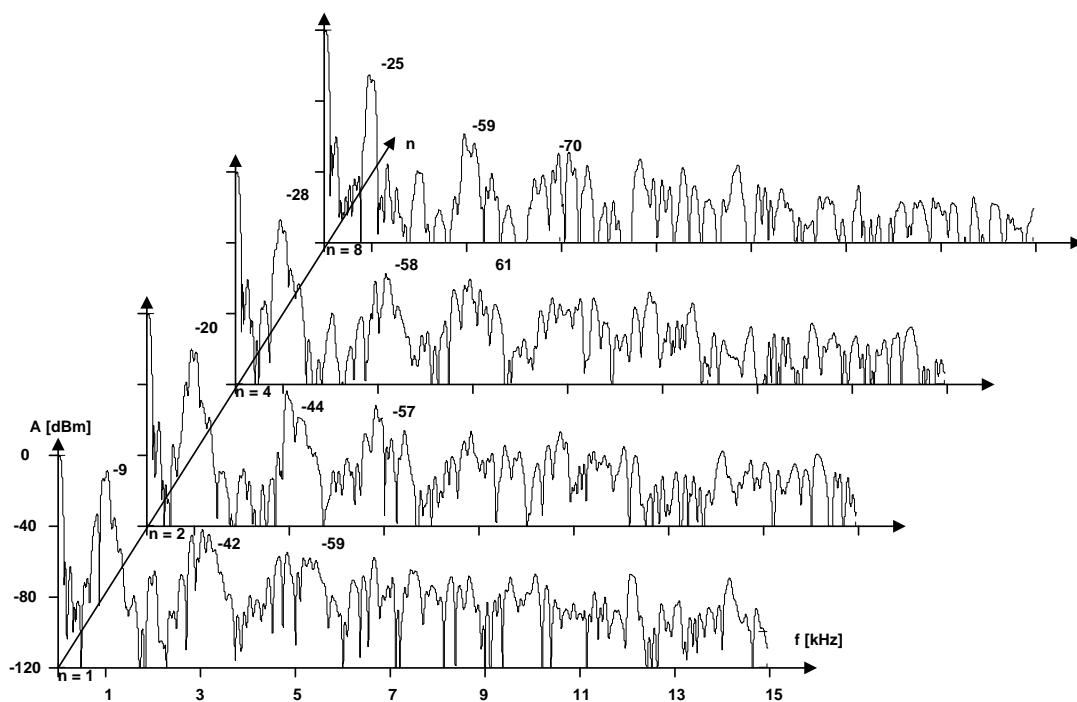
Rys. Z6.7. Widma amplitudowe wypadkowego prądu wejściowego ISPP przy modulacji APWM, $\mathfrak{R} = 0,1$



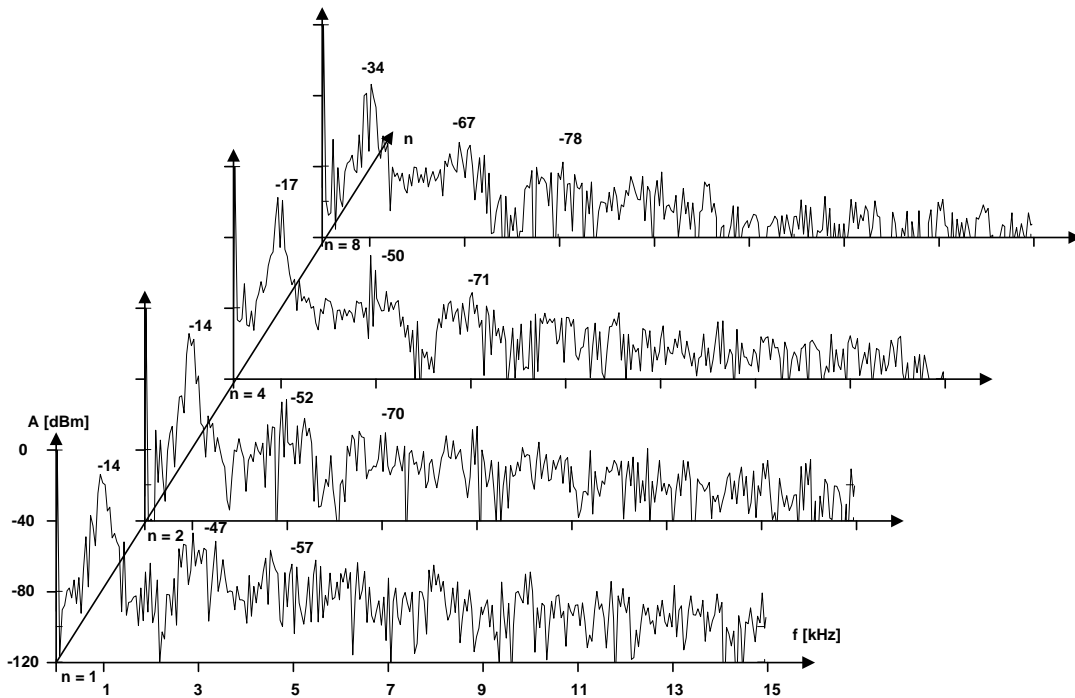
Rys. Z6.8. PSD wypadkowego prądu wejściowego ISPP przy modulacji APWM, $\mathfrak{R} = 0,1$



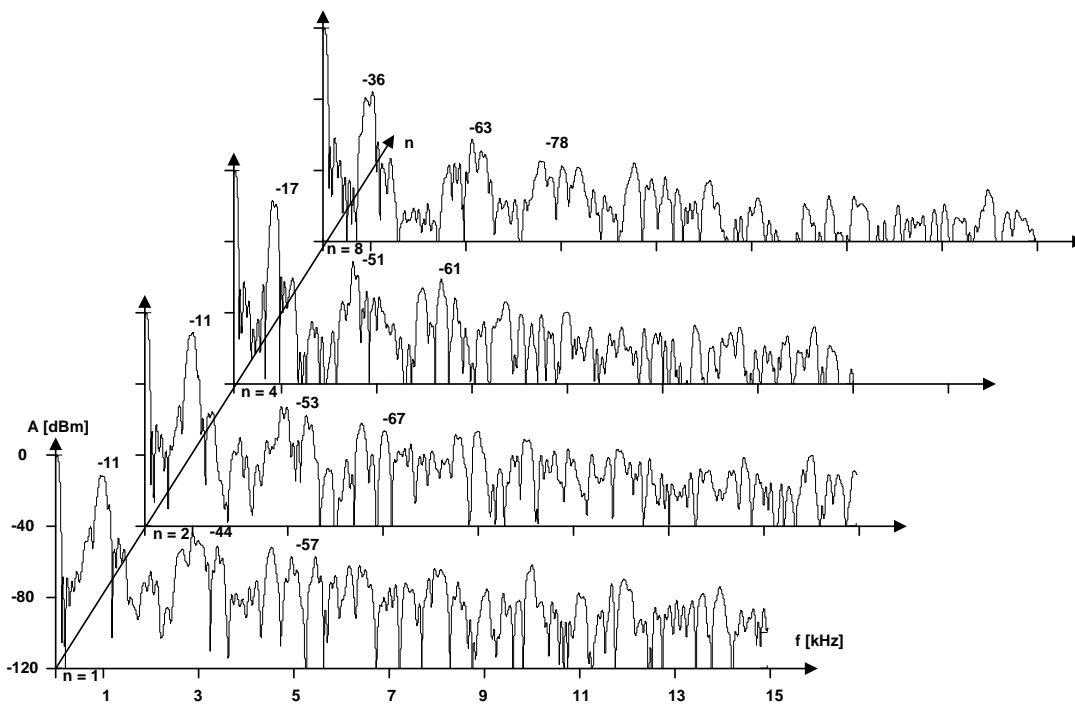
Rys. Z6.9. Widma amplitudowe wypadkowego prądu wejściowego ISPP przy modulacji APWM, $\mathfrak{R} = 0,2$



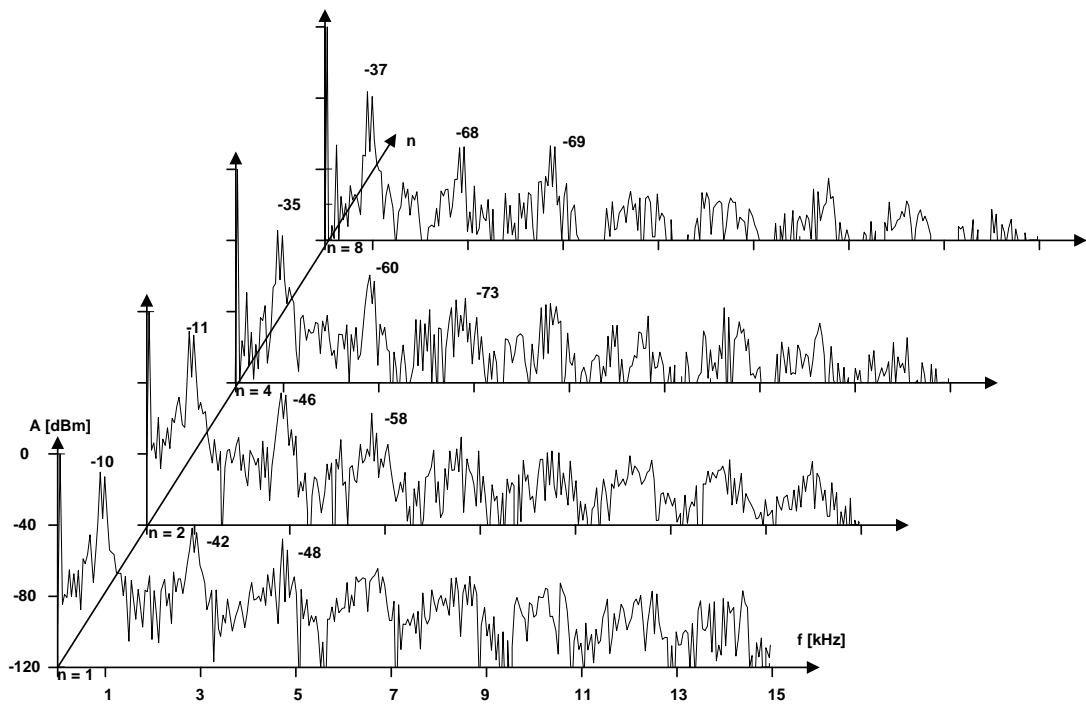
Rys. Z6.10. PSD wypadkowego prądu wejściowego ISPP przy modulacji APWM, $\mathfrak{R} = 0,2$



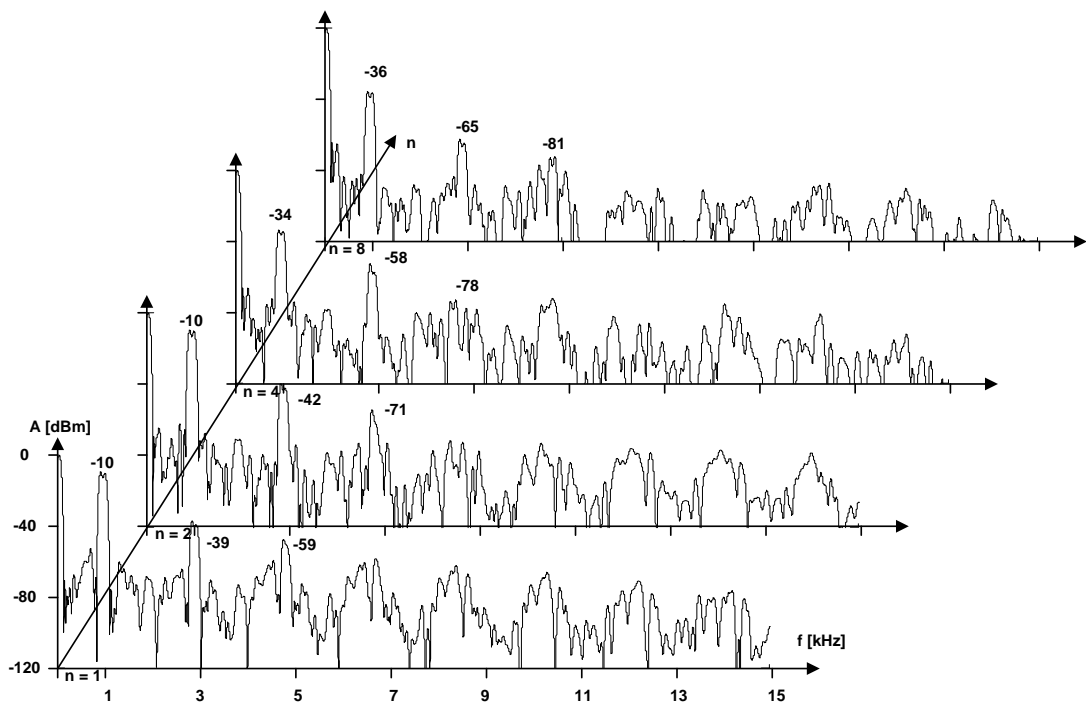
Rys. Z6.11. Widma amplitudowe wypadkowego prądu wejściowego ISPP przy modulacji APWM, $\mathfrak{R} = 0,3$



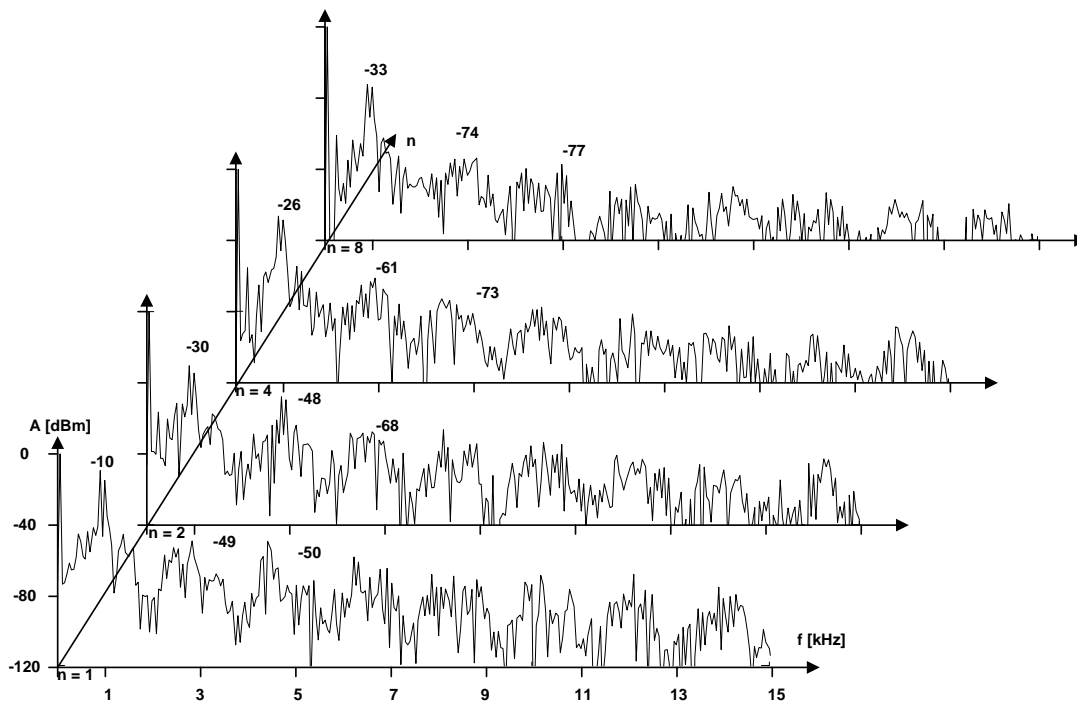
Rys. Z6.12. PSD wypadkowego prądu wejściowego ISPP przy modulacji APWM, $\mathfrak{R} = 0,3$



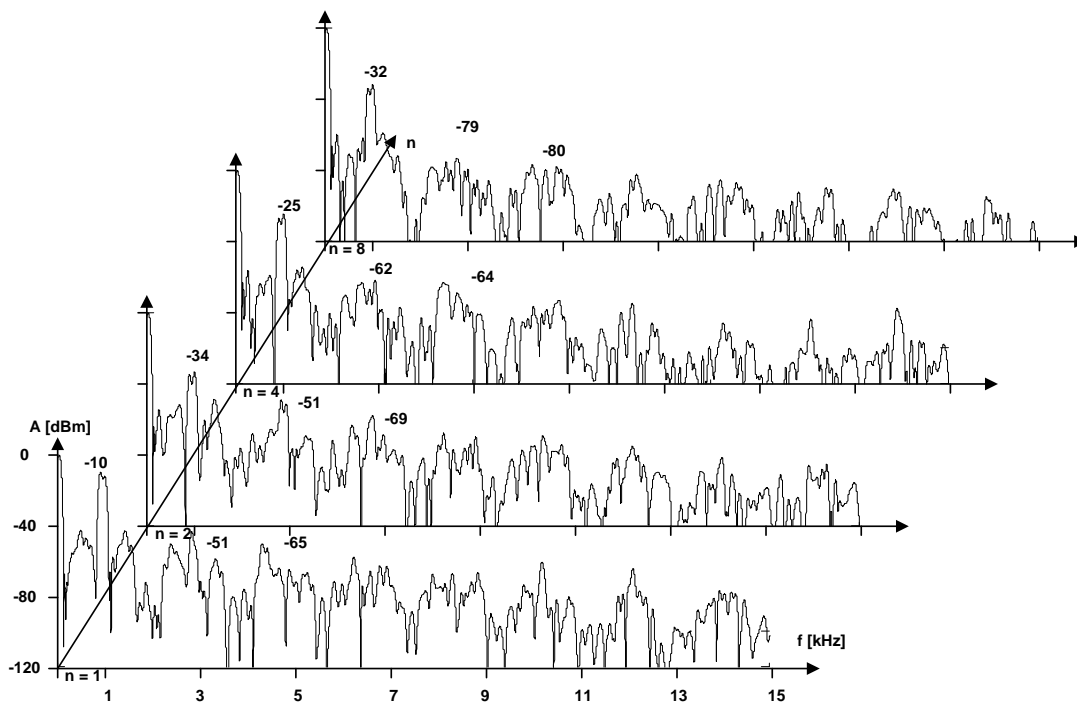
Rys. Z6.13. Widma amplitudowe wypadkowego prądu wejściowego ISPP przy modulacji RPPM, $\mathfrak{R} = 0,1$



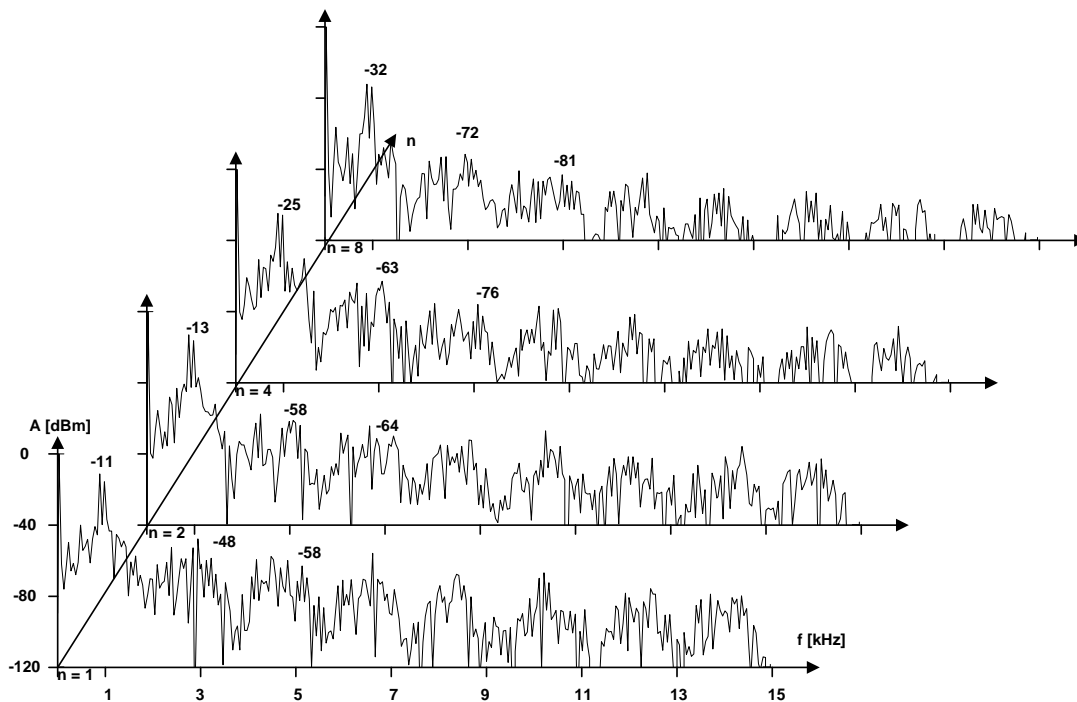
Rys. Z6.14. PSD wypadkowego prądu wejściowego ISPP przy modulacji RPPM, $\mathfrak{R} = 0,1$



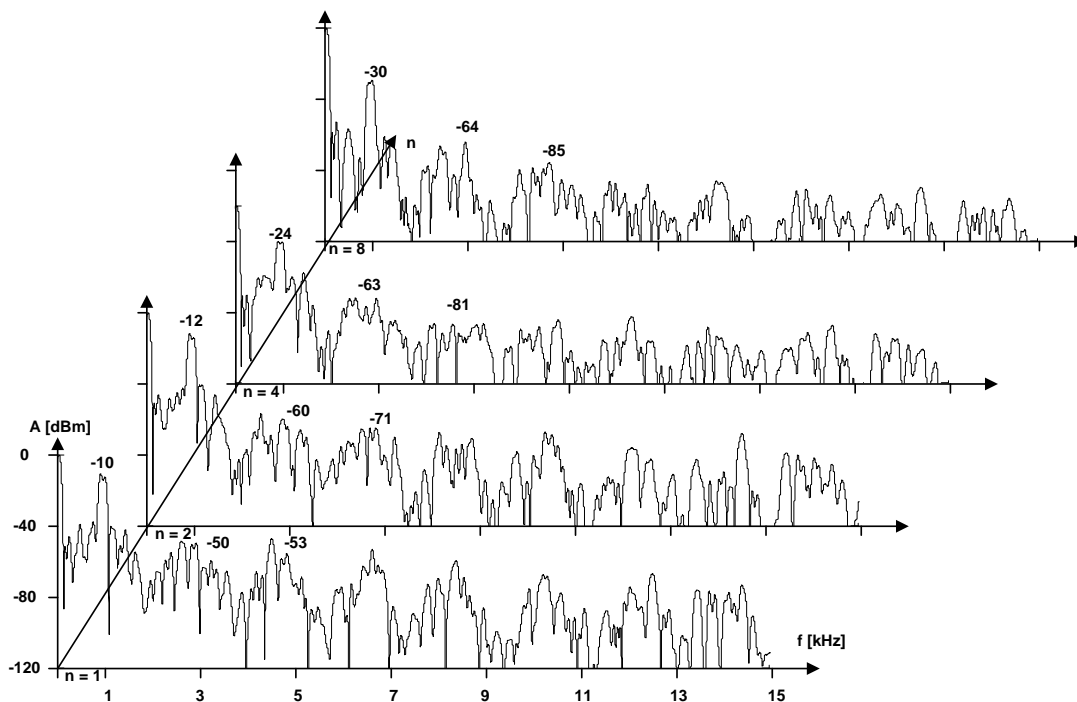
Rys. Z6.15. Widma amplitudowe wypadkowego prądu wejściowego ISPP przy modulacji RPPM, $\mathfrak{R} = 0,2$



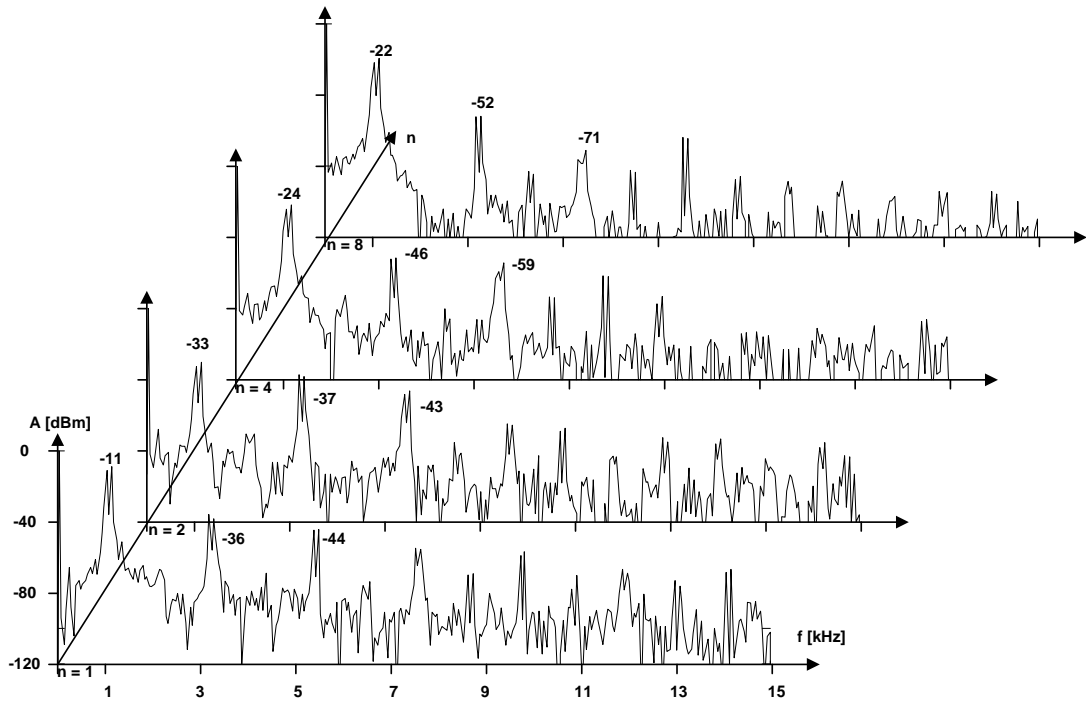
Rys. Z6.16. PSD wypadkowego prądu wejściowego ISPP przy modulacji RPPM, $\mathfrak{R} = 0,2$



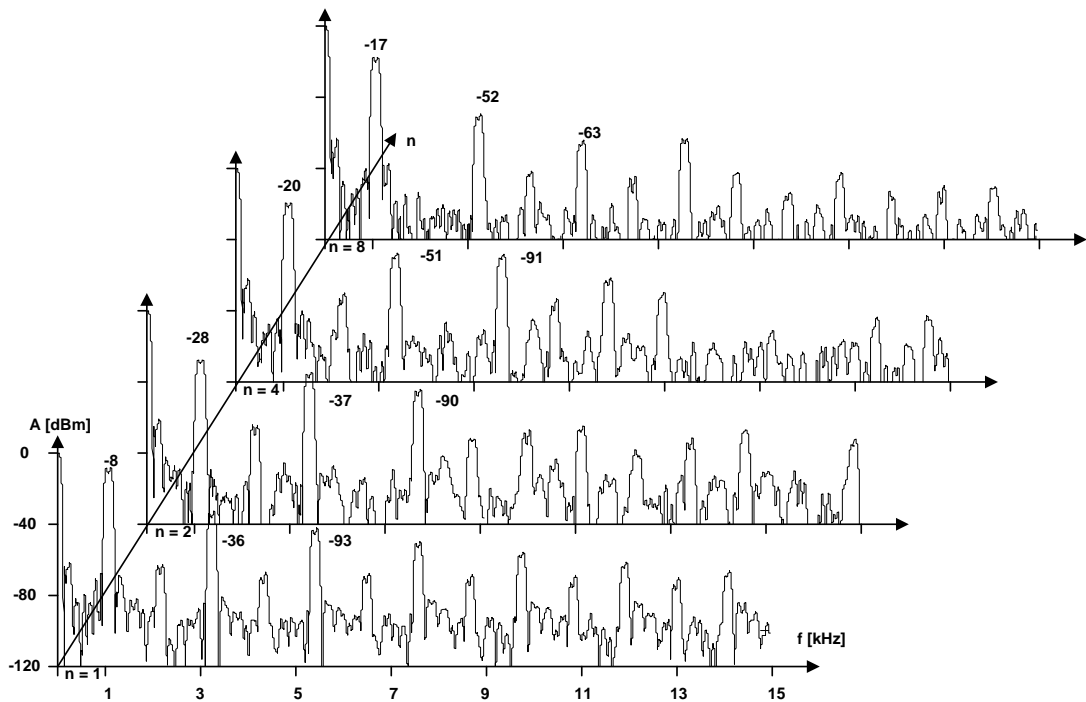
Rys. Z6.17. Widma amplitudowe wypadkowego prądu wejściowego ISPP przy modulacji RPPM, $\mathfrak{R} = 0,3$



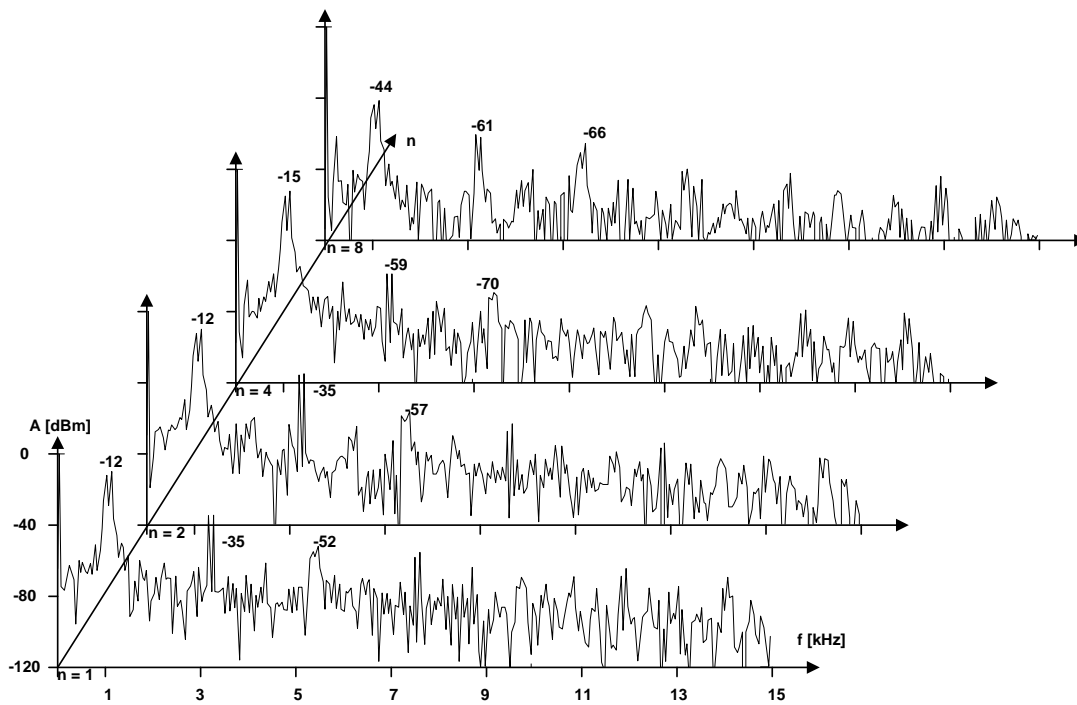
Rys. Z6.18. PSD wypadkowego prądu wejściowego ISPP przy modulacji RPPM, $\mathfrak{R} = 0,3$



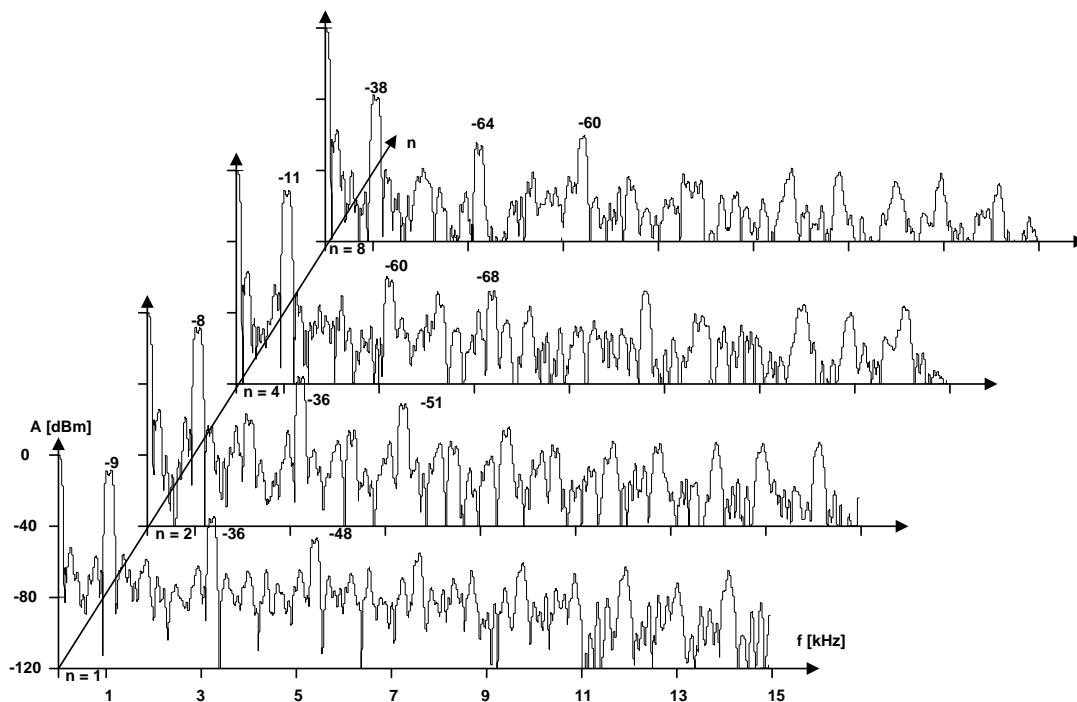
Rys. Z6.19. Widma amplitudowe wypadkowego prądu wejściowego ISPP przy modulacji RPWM, $\mathfrak{R} = 0,1$



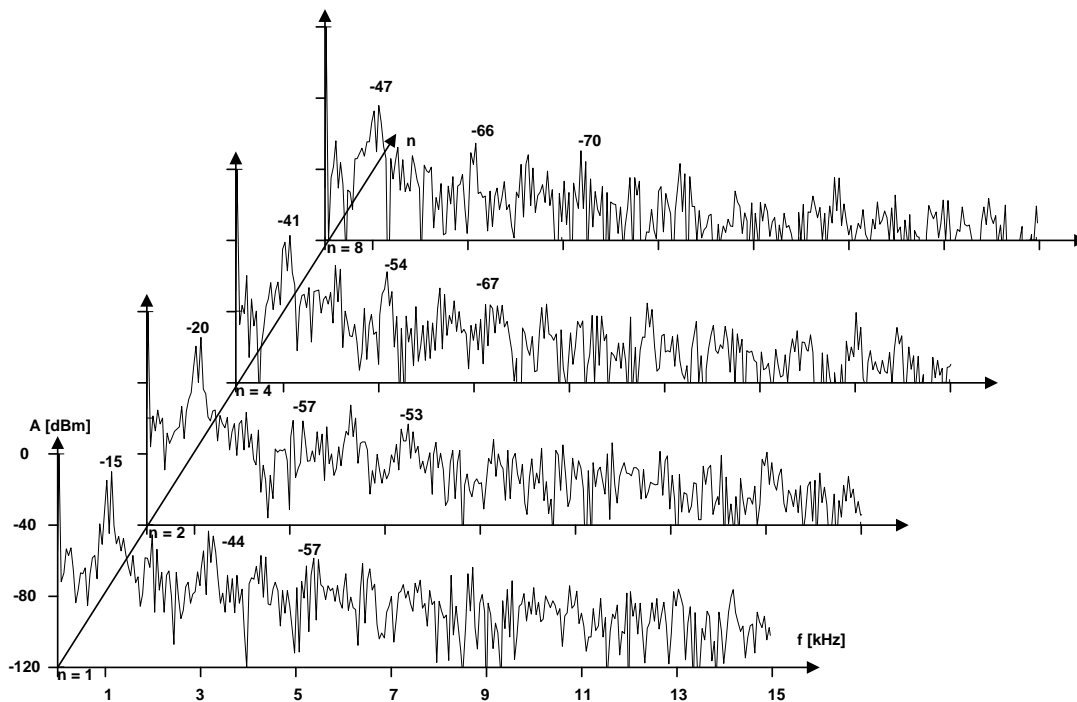
Rys. Z6.20. PSD wypadkowego prądu wejściowego ISPP przy modulacji RPWM, $\mathfrak{R} = 0,1$



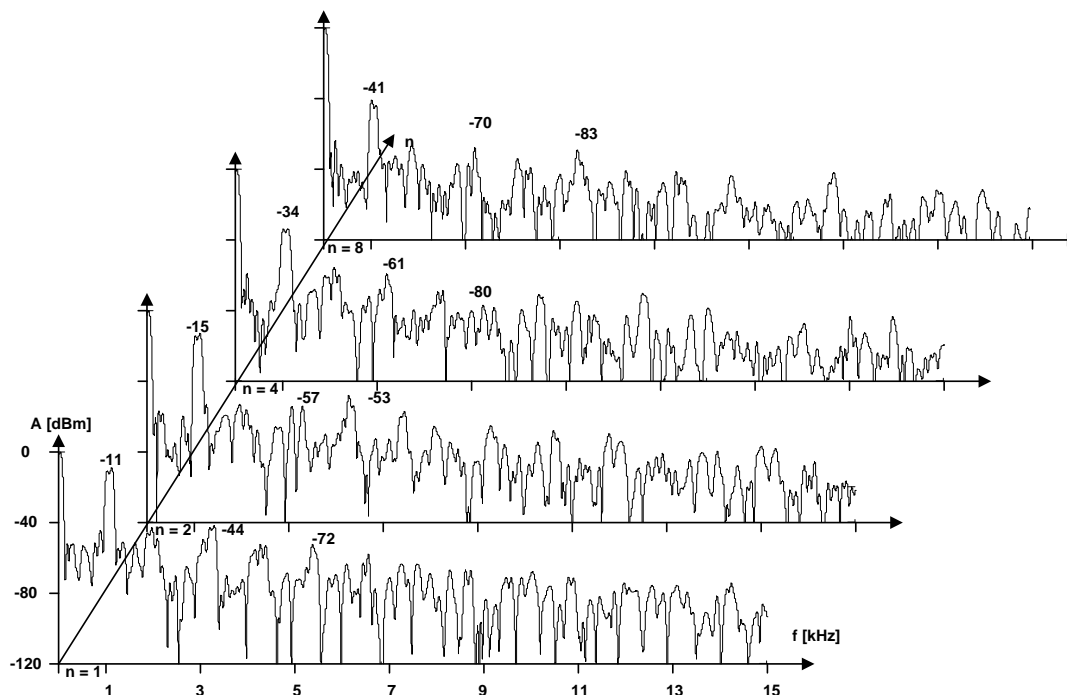
Rys. Z6.21. Widma amplitudowe wypadkowego prądu wejściowego ISPP przy modulacji RPWM, $\mathfrak{R} = 0,2$



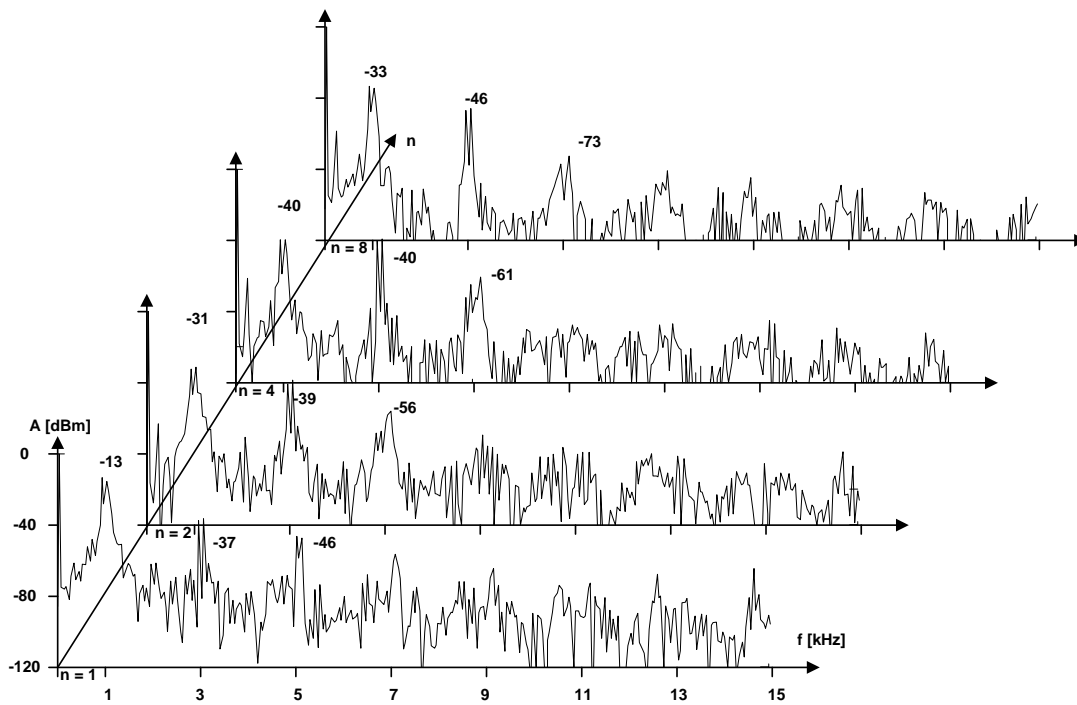
Rys. Z6.22. PSD wypadkowego prądu wejściowego ISPP przy modulacji RPWM, $\mathfrak{R} = 0,2$



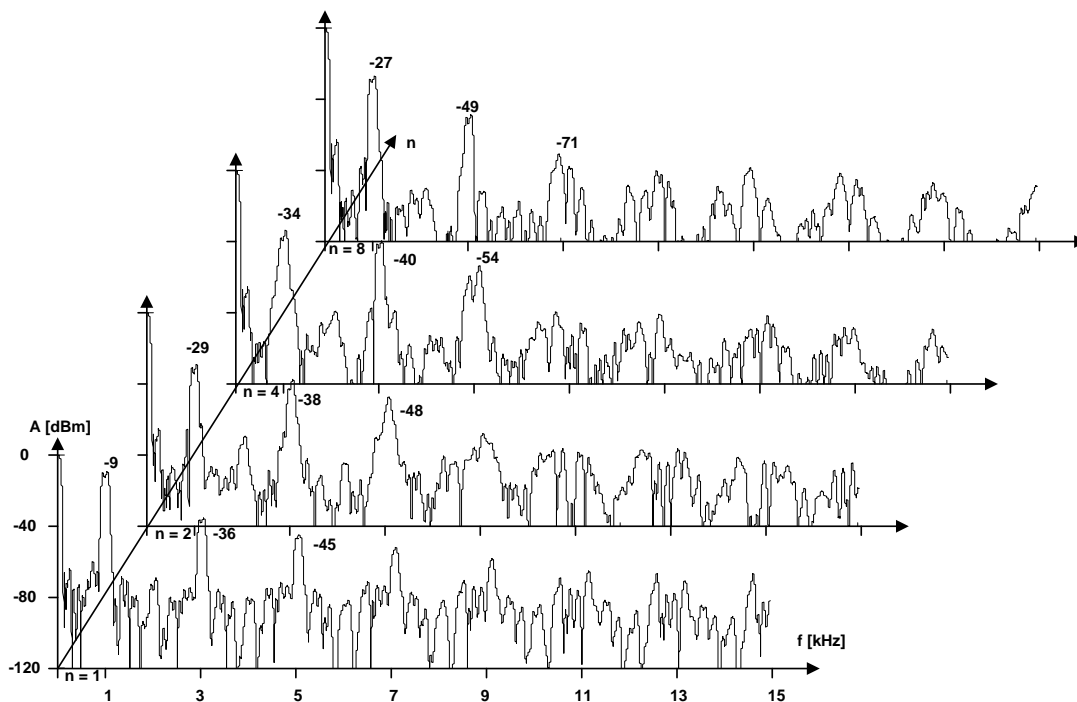
Rys. Z6.23. Widma amplitudowe wypadkowego prądu wejściowego ISPP przy modulacji RPWM, $\mathfrak{R} = 0,3$



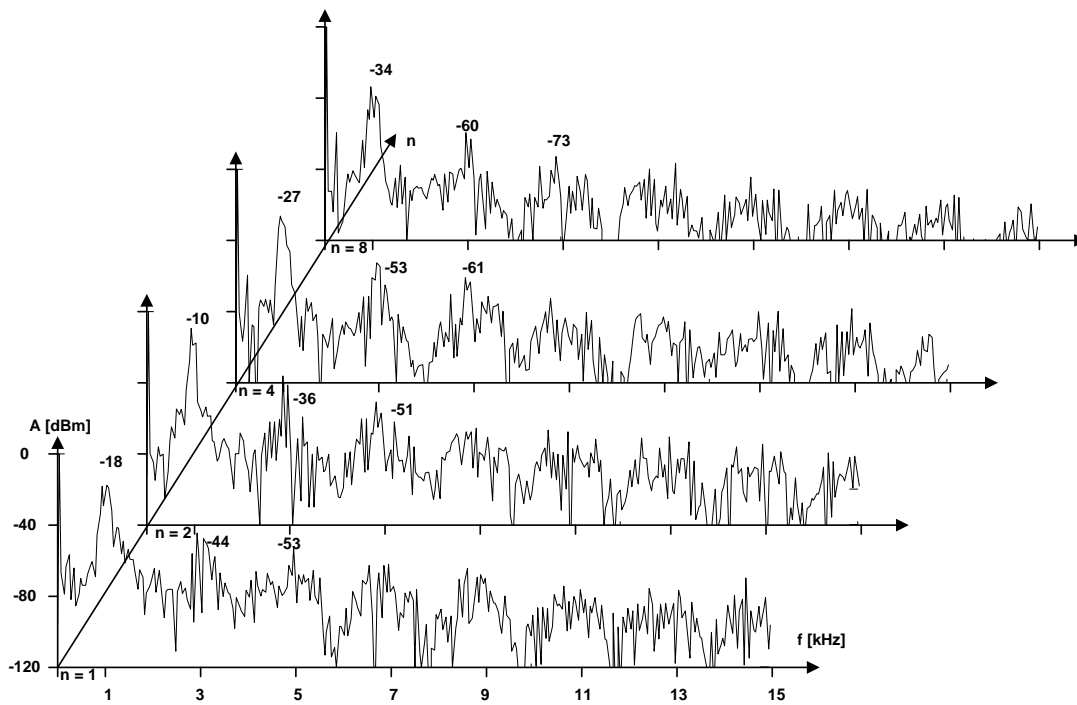
Rys. Z6.24. PSD wypadkowego prądu wejściowego ISPP przy modulacji RPWM, $\mathfrak{R} = 0,3$



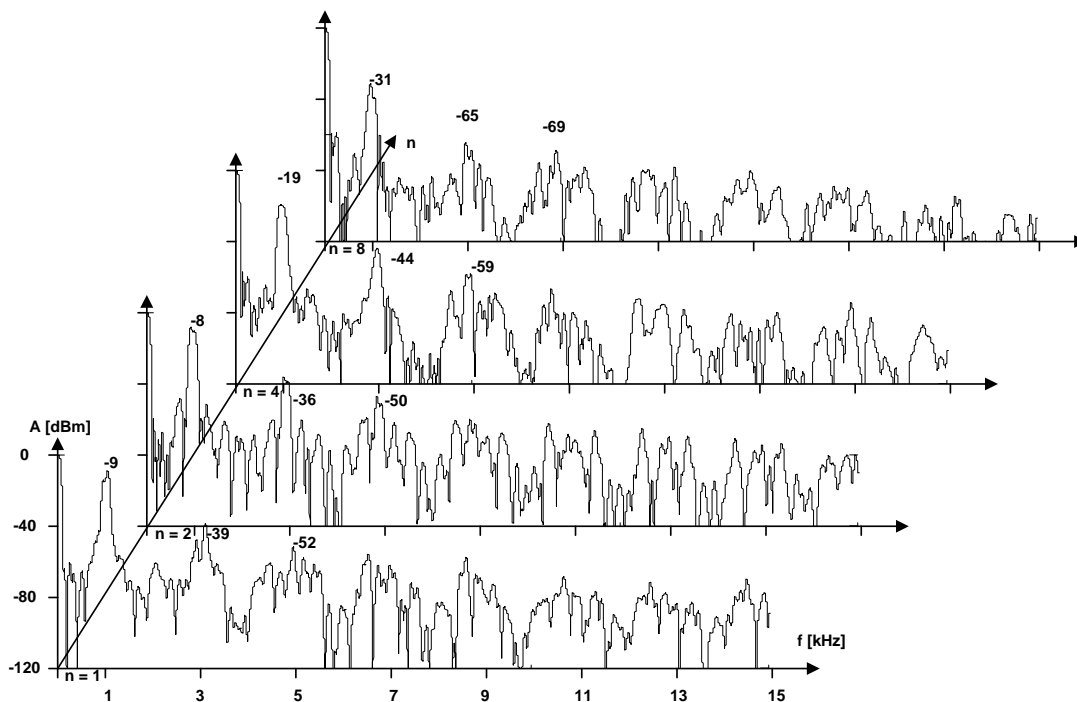
Rys. Z6.25. Widma amplitudowe wypadkowego prądu wejściowego ISPP przy modulacji SAPWM, $\mathfrak{R} = 0,1$



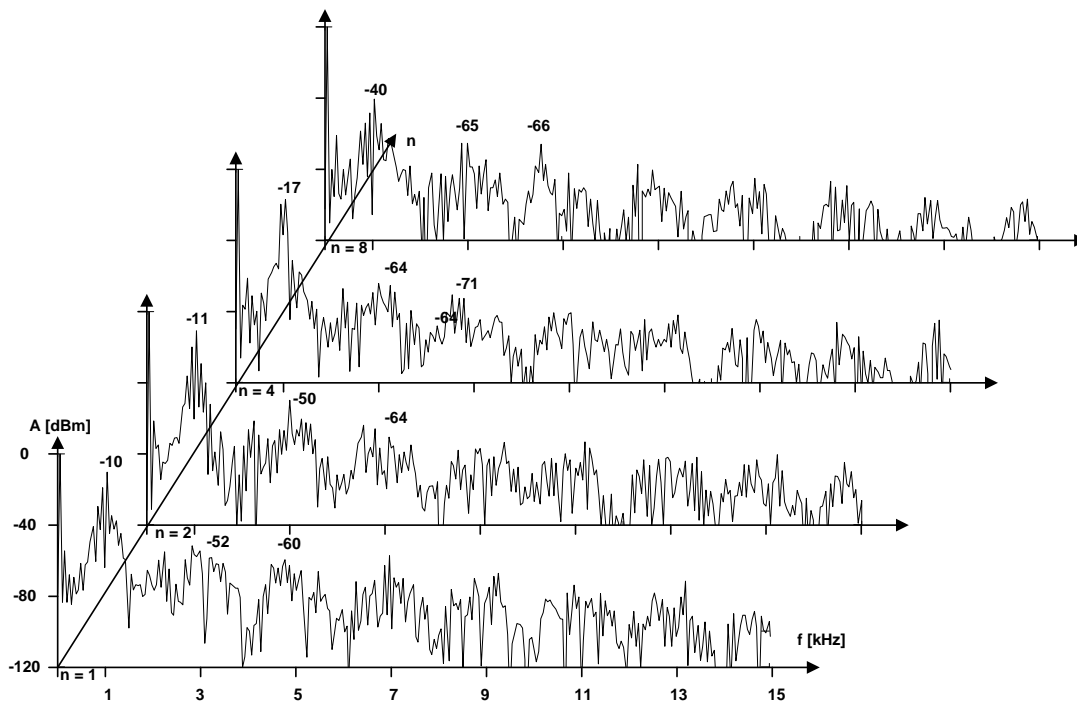
Rys. Z6.26. PSD wypadkowego prądu wejściowego ISPP przy modulacji SAPWM, $\mathfrak{R} = 0,1$



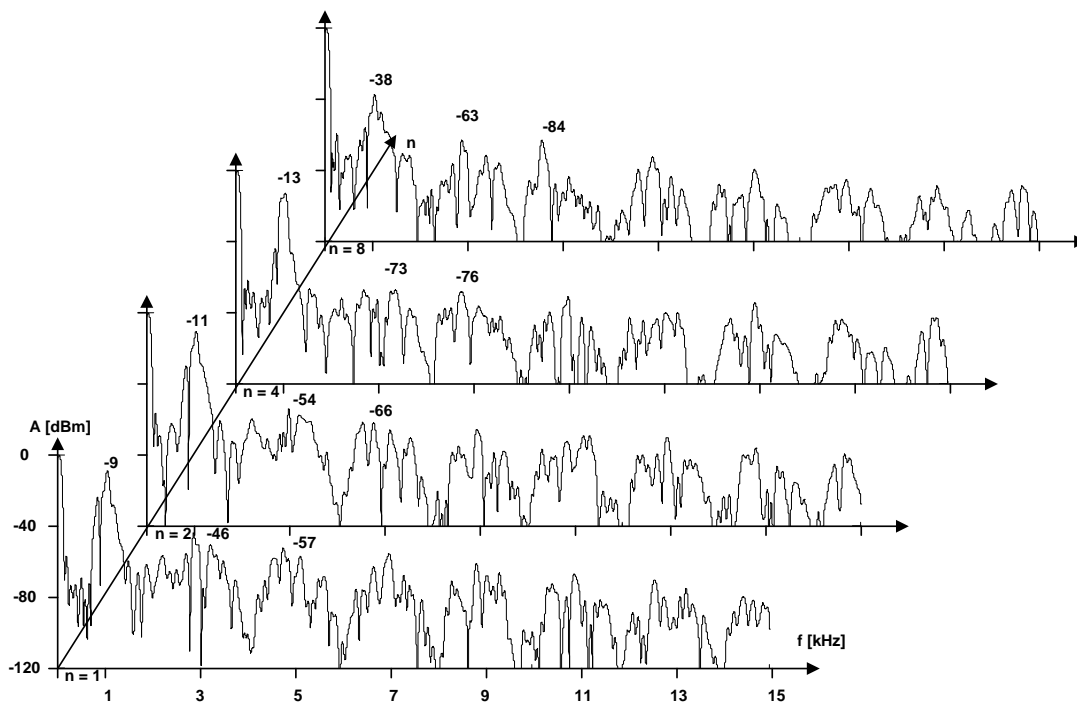
Rys. Z6.27. Widma amplitudowe wypadkowego prądu wejściowego ISPP przy modulacji SAPWM, $\mathfrak{R} = 0,2$



Rys. Z6.28. PSD wypadkowego prądu wejściowego ISPP przy modulacji SAPWM, $\mathfrak{R} = 0,2$



Rys. Z6.29. Widma amplitudowe wypadkowego prądu wejściowego ISPP przy modulacji SAPWM, $\mathfrak{R} = 0,3$



Rys. 6.30. PSD wypadkowego prądu wejściowego ISPP przy modulacji SAPWM, $\mathfrak{R} = 0,3$