



LABORATORIUM PRZYRZĄDÓW I UKŁADÓW MOCY

Ćwiczenie 5^B

Tranzystory BJT Wielostopniowe przekształtniki sieciowe

Ramowy plan pracy

15'	30'	45'	1 ^h	1 ^h 15'	1 ^h 30'	po zajęciach
4.2/1-4	4.2/5	4.2/6-10		4.3/1-2	4.3/3-6	5

Opracowanie ćwiczenia i instrukcji:
Łukasz Starzak

Łódź 2017

Spis treści

B Wprowadzenie do ćwiczenia.....	5
1. Cel i przebieg ćwiczenia.....	5
2. Elektroniczny statecznik lampy fluorescencyjnej.....	7
2.1. Zastosowania tranzystorów BJT w elektronice mocy.....	7
2.1.a. Ewolucja rynkowej pozycji tranzystorów BJT.....	7
2.1.b. Współczesne obszary zastosowań.....	7
2.2. Lampy fluorescencyjne.....	9
2.2.a. Budowa i działanie niskociśnieniowych lamp fluorescencyjnych.....	9
2.2.b. Wpływ warunków pracy.....	10
2.2.c. Kształtowanie prądu lampy.....	11
2.2.d. Statecznik magnetyczny.....	12
2.2.e. Wady stateczników tradycyjnych.....	13
2.3. Topologia półmostka.....	14
2.3.a. Półmostek zasilany napięciowo.....	14
2.3.b. Podział prądu kondensatorów.....	15
2.3.c. Podział napięcia kondensatorów.....	17
2.3.d. Pojemność w przekątnej zmiennoprądowej.....	18
2.4. Stateczniki elektroniczne.....	20
2.4.a. Zalety.....	20
2.4.b. Statecznik elektroniczny jako przekształtnik wielostopniowy.....	20
2.4.c. Budowa statecznika półmostkowego zasilanego napięciowo.....	22
2.5. Działanie statecznika półmostkowego.....	24
2.5.a. Zasada działania – takt 1.....	24
2.5.b. Zasada działania – takt 2.....	27
2.5.c. Mechanizm zapłonu.....	28
2.5.d. Rozruch falownika.....	29
3. Prostowniki.....	31
3.1. Charakterystyka ogólna.....	31
3.1.a. Funkcja i zastosowanie prostowników.....	31
3.1.b. Podział.....	32
3.1.c. Parametry.....	32
3.2. Działanie najprostszych prostowników diodowych.....	34
3.2.a. Układ gwiazdowy jednopulsowy.....	34
3.2.b. Mostek Graetza.....	36
3.3. Mostek Graetza z kondensatorem.....	40
3.3.a. Zmniejszenie tętnienia na wyjściu za pomocą kondensatora.....	40
3.3.b. Odkształcenie prądu wejściowego.....	42
3.3.c. Kompatybilność elektromagnetyczna.....	43
C Doświadczenie	45
4. Pomiar.....	45
4.1. Układ doświadczalny.....	45
Badany układ statecznika.....	45
Prowadzenie pomiarów.....	46
4.2. Dwustopniowy przekształtnik AC-AC.....	48
Przygotowanie układu.....	48
Przebiegi napięć i prądów.....	49

4.3.	Działanie prostownika.....	53
D Wyniki.....		57
5.	Opracowanie i analiza wyników.....	57
5.1.	Działanie statecznika.....	57
	Statecznik elektroniczny jako przekształtnik wielostopniowy.....	57
	Działanie falownika półmostkowego.....	58
	Praca tranzystorów w falowniku.....	58
5.2.	Współpraca z lampą fluorescencyjną.....	59
	Uruchomienie programu Scilab	59
	Wyznaczenie parametrów	59
	Analiza	60
5.3.	Prostownik i kompatybilność elektromagnetyczna	61
	Wyznaczenie parametrów	61
	Analiza	61
E Informacje.....		63
6.	Wymagana wiedza.....	63
6.1.	Przygotowanie do wykonywania ćwiczenia.....	63
6.2.	Zakres kolokwium	63
7.	Literatura.....	64

B

Wprowadzenie do ćwiczenia

1. Cel i przebieg ćwiczenia

W tej części ćwiczenia kontynuowane są badania tranzystora BJT mocy. Za przykład jego zastosowania posłuży typowy elektroniczny statecznik lampy fluorescencyjnej (potocznie zwanej świetlówką kompaktową). Zastosowane w nim tranzystory BJT należą do grupy przyrządów wysokonapięciowych, ale niewielkiej mocy (znamionowa moc maksymalna strat rzędu 0,1–1 W). Wyniki pomiarów posłużą do analizy, w jaki sposób tranzystor został dobrany do układu.

Wybrany układ demonstracyjny stwarza jednocześnie dobrą okazję do zapoznania się z konstrukcją (na poziomie bloków funkcjonalnych) nowoczesnych elektronicznych przemienników częstotliwości. Zamiast skomplikowanych konstrukcji jednostopniowych stosowanych wcześniej, mamy tu konstrukcję dwustopniową, za to złożoną z bardzo prostych układów: prostownika i falownika. Przeanalizowane zostanie działanie tych układów, w tym oddziaływanie z siecią zasilającą. Przy okazji pokazana zostanie jedna z typowych konfiguracji pracy przyrządów półprzewodnikowych mocy – półmostek.

2. Elektroniczny statecznik lampy fluorescencyjnej

2.1. Zastosowania tranzystorów BJT w elektronice mocy

2.1.a. Ewolucja rynkowej pozycji tranzystorów BJT

Tranzystor BJT był **pierwszym przyrządem półprzewodnikowym, dla którego opracowano konstrukcję wysokonapięciową**. Dzięki temu wynalazkowi elektronika półprzewodnikowa rozpoczęła ekspansję na obszar aplikacji zarezerwowanych wówczas dla lamp elektronowych (np. układy odchyłania do kineskopów) i układów elektromechanicznych (np. technika napędowa). Tranzystory BJT były używane **we wszystkich aplikacjach, w których niezbędne były przyrządy w pełni sterowalne**, w związku z czym zastosowanie tyrystorów było wykluczone, lub też w których zastąpienie tyrystorów przyrządami w pełni sterowanymi **przyniosło znaczące korzyści** konstrukcyjne (uproszczenie budowy układu) i funkcjonalne (poprawa osiągnięć).

Jednak w ostatnich dziesięcioleciach tranzystory te zostały wyparte z układów mocy przez **nowocześniejsze przyrządy**:

- w układach trakcyjnych dużej mocy (dotyczy to dużych tranzystorów energetycznych, które dzisiaj nie są już w ogóle produkowane) – całkowicie przez tranzystory IGBT i tyrystory GTO;
- w przetwornicach i innych przekształtnikach oraz układach sterowania mniejszych silników (dotyczy to przyrządów średniej i małej mocy) – w dużym stopniu przez tranzystory MOSFET i IGBT.

Odwrót od tranzystorów BJT został spowodowany przez szereg czynników, z których najważniejsze to:

- 1° sposób sterowania – w przypadku tranzystorów MOSFET i IGBT napięciowo-ładunkowy, w przypadku GTO ładunkowy – a więc bez konieczności ciągłego przepływu prądu sterującego;
- 2° duża szybkość przełączania w przypadku tranzystorów MOSFET i IGBT – a więc wysoka maksymalna częstotliwość pracy i mniejsza moc strat dynamicznych (patrz instrukcja 3^A, par. 3.3).

2.1.b. Współczesne obszary zastosowań

Z biegiem czasu pole zastosowań tranzystorów BJT w elektronice mocy zostało poważnie ograniczone. Tranzystory BJT są jednak wciąż **stosowane w kilku specyficznych, tradycyjnych obszarach**. Są to:

- 1) stopnie wyjściowe wzmacniaczy dużej mocy o działaniu ciągłym (zwykle klasy AB) lub przełączającym (zwykle klasy D);

- 2) przetwornice w zasilaczach impulsowych (przy czym w tym zastosowaniu popularniejsze są tranzystory MOSFET);
- 3) elektroniczne stateczniki niskociśnieniowych lamp fluorescencyjnych (potocznie znanych jako świetlówki i żarówki energooszczędne);
- 4) elektroniczny zapłon silników samochodowych (tu jednak BJT ustępują powoli tranzystorom polowym, zarówno dyskretnym, jak i specjalizowanym układom scalonym).

Do połowy lat 2000. jeszcze jednym znaczącym obszarem dominacji tranzystorów BJT były przetwornice w układach odchyłania dla kineskopów; w tym przypadku przyrządy te znikły z rynku nie w konsekwencji własnych wad, ale odejścia do historii samej aplikacji. Poza wzmacniaczami o działaniu ciągłym, we wszystkich powyższych aplikacjach tranzystory BJT pracują w roli łączników, gdyż pozwala to na minimalizację mocy strat w przekształtniku.

Z powodów, dla których tranzystory BJT nie zostały całkowicie wyparte z rynku, można wymienić:

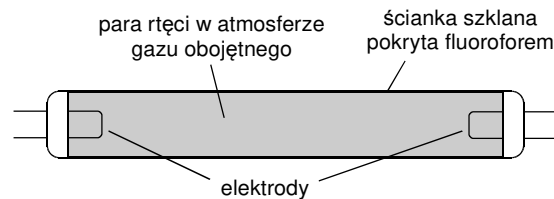
- łatwość **projektowania samego przyrządu** (struktura wysokonapięciowego tranzystora bipolarnego jest prosta, a w ciągu pół wieku jej właściwości zostały bardzo dobrze zbadane);
- łatwość **produkcji** (prosta 4-warstwowa struktura, brak konieczności wytwarzania bramki);
- w związku z powyższymi – bardzo niski **koszt** elementu (dla niezbyt dużych prądów maksymalnych tranzystory BJT są najtańszymi wysokonapięciowymi łącznikami półprzewodnikowymi);
- bardzo niskie **napięcie nasycenia** i bardzo niska **rezystancja dynamiczna** w zakresie nasycenia (co zostało wykazane w pierwszej części ćwiczenia) – a więc bardzo mała moc strat w stanie załączenia. Stanowi to zaletę w przypadku tych układów przełączanych, w których moc strat dynamicznych jest niewielka z powodu niewysokiej częstotliwości przełączania, a więc dominują straty statyczne;
- jednocześnie, **dla przyrządów najmniejszej mocy, akceptowalna szybkość przełączania** – a więc wystarczająca w wielu zastosowaniach maksymalna częstotliwość pracy (nawet do 100 kHz);
- **sterowanie prądowe**, które, chociaż zwiększa moc potrzebną do sterowania (co jest wadą), bywa w niektórych układach łatwiejsze w realizacji dzięki temu, że spowodować przepływ prądu bazy można dość prosto i w rozmaitych konfiguracjach układowych, w tym bez połączenia układu sterowania z emiterem oraz z zasilaniem obwodu bazy z obwodu głównego lub przez transformator. Tymczasem w przypadku przyrządów sterowanych polowo konieczne jest wytworzenie odpowiedniego napięcia dokładnie między końcówkami obwodu sterowania (np. bramką i źródłem), co bywa trudne, podobnie jak zasilanie obwodu bramki z obwodu głównego lub z izolacją galwaniczną.

2.2. Lampy fluorescencyjne

2.2.a. Budowa i działanie niskociśnieniowych lamp fluorescencyjnych

Lampa fluorescencyjna (potocznie *światłówka*, ang. *fluorescent lamp*) jest rodzajem **lampy wyładowczej** (ang. *discharge lamp*). Jej główny element stanowi **szklana rurka wypełniona gazem** obojętnym (najczęściej argonem lub kryptonem), w której umieszczona została niewielka ilość **parującej rtęci** (zob. rys. 1). Zadaniem gazu jest wspomoczenie procesów fizycznych opisanych dalej. Ścianki rurki są pokryte od wewnątrz **fluoroforem** (ang. *fluorophore*), czyli materiałem **emitującym światło w wyniku absorpcji światła** (lub ogólnie promieniowania elektromagnetycznego) o innej długości fali. Na obu końcach rurki znajdują się włókna metalowe – elektrody.

W ćwiczeniu używamy **lampy niskociśnieniowej** (ang. *low-pressure lamp*), tj. w której ciśnienie gazu nie przekracza 1 atm. Tego typu lampy są przeznaczone do oświetlania pomieszczeń biurowych i mieszkalnych – w odróżnieniu od **lamp wysokociśnieniowych** (ang. *high-pressure lamp*), które posiadają większą moc, umożliwiającą oświetlanie hal i przestrzeni otwartych. Do lamp niskociśnieniowych należą tradycyjne światłówki, jak również światłówki kompaktowe.



Rys. 1. Budowa typowej niskociśnieniowej lampy fluorescencyjnej

Nieświecąca, zimna lampa fluorescencyjna stanowi **dużą rezystancję**. Można do niej przyłożyć stosunkowo duże napięcie przy przepływie nieznacznego prądu. Stanowi temu odpowiada odcinek 1 na charakterystyce prądowo-napięciowej przedstawionej na rys. 2a.

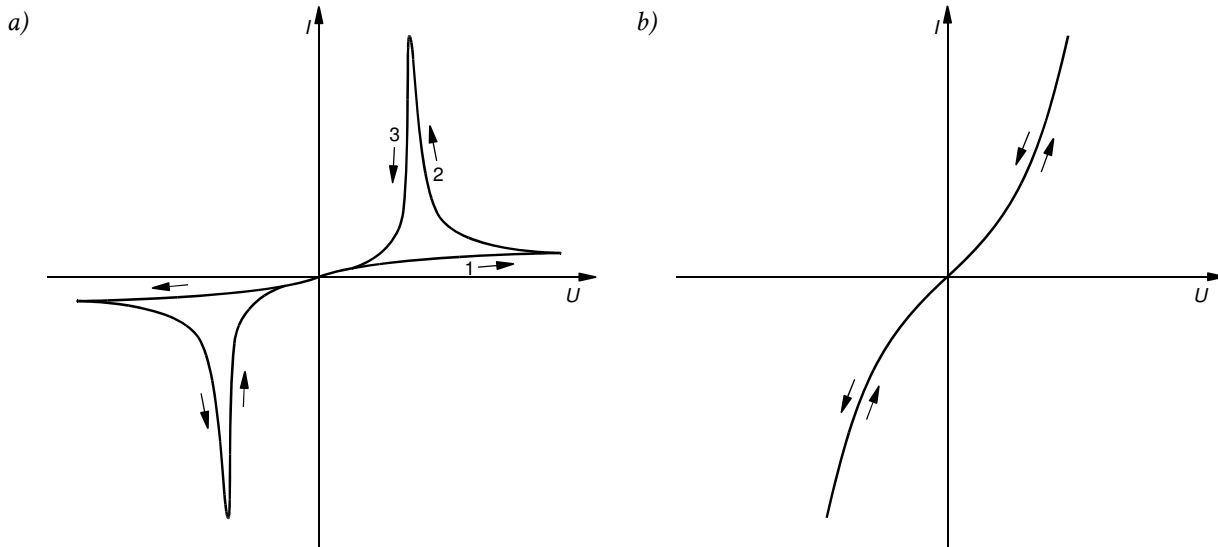
Jeżeli jednak napięcie między elektrodami przekroczy pewną wartość, zwaną **napięciem zapłonu** (ang. *ignition voltage*) – rzędu setek woltów, a nawet powyżej 1 kV – to wypełniająca lampę **para rtęci ulegnie jonizacji**, tj. rozpadowi na jony dodatnie i wolne elektrony. Dążenie do przywrócenia równowagi elektrycznej powoduje wytworzenie **łuku elektrycznego** (ang. *electric arc*) – utrzymującego się przez dłuższy czas **wyładowania elektrycznego** (ang. *electrical discharge*), tj. przepływu prądu przez dielektryk (w analizowanym przypadku – parę rtęci).

W większości lamp fluorescencyjnych, po zapłonie **łuk jest podtrzymywany dzięki zjawisku emisji termoelektronowej** (ang. *thermionic emission*), tj. emisji elektronów przez rozgrzany metal elektrod. W analizowanym przypadku metal, z którego wykonane są elektrody, rozgrzewa się na skutek przepływu przez nie prądu. Wysokie napięcie między elektrodami przestaje więc być potrzebne. Emisja termoelektronowa staje się bardziej intensywna ze wzrostem temperatury. Z drugiej strony temperatura rośnie z prądem, gdyż rośnie moc wydzielana na rezystancji elektrod. Wobec tego, jeżeli prąd rośnie, to lampa jeszcze lepiej przewodzi, a napięcie na niej dalej spada. Oznacza to zmniejszenie rezystancji statycznej (U/I) i **ujemną rezystancję różniczkową** (dU/dI). Efekt ten widoczny jest na rys. 2a w postaci odcinka 2 o ujemnym nachyleniu.

Zmniejszenie prądu powoduje z kolei wzrost rezystancji lampy, co objawia się niewielkim jedynie zmniejszeniem napięcia (odcinek 3 na rys. 2a). Dopiero spadek prądu do dużo mniejszej wartości powoduje ostatecznie wyłączenie lampy – jej punkt pracy wraca na linię 1.

Jeżeli wyładowanie wywołuje emisję światła, to nazywane jest **jarzeniowym** (ang. *glow discharge*). Taki właśnie charakter ma łuk elektryczny w parach rtęci – powoduje on **emisję światła w paśmie ultrafioletu**. Promieniowanie to pobudza z kolei fluorofor do **emisji światła w paśmie widzialnym**. Jest to oczywiście proces o ograniczonej wydajności; nieprzetworzone promieniowanie ultrafioletowe – jako niebezpieczne dla człowieka – musi zostać pochłonięte przez

szklane ścianki. Obecnie stosuje się często potrójną warstwę fluoroforu – świecącego na czerwono, zielono i niebiesko. Pozwala to na skomponowanie cieplejszej barwy, bliższej światłu słonecznemu i wytwarzanemu przez lampy żarowe.



Rys. 2. Charakterystyka prądowo-napięciowa lampy fluorescencyjnej: a) dla niskiej częstotliwości pracy; b) dla wysokiej częstotliwości pracy (oba wykresy wykonano w identycznej skali obu osi)

2.2.b. Wpływ warunków pracy

Opisany wyżej przebieg zapłonu nazywamy **zapłonem na zimno** (ang. *cold ignition*). Niekorzystnie wpływa on na elektrody lamp przeznaczonych do pracy na zasadzie emisji termoelektrycznej. Są one bowiem pokrywane materiałem wspomagającym to zjawisko, który ulega degradacji wskutek oddziaływania silnego pola elektrycznego. Dlatego zwykle stosuje się **zapłon na ciepło** (ang. *warm ignition*), który polega na **wstępnym podgrzaniu elektrod**, tak by wywołać emisję termoelektryczną jeszcze przed zapłonem. Prostą techniką jest wykorzystanie elektrod w dodatkowej roli żarników poprzez przepuszczenie przez nie prądu, najczęściej w odpowiednim obwodzie zewnętrznym. Do tego celu muszą one posiadać po dwa wyprowadzenia (jak na rys. 1), między którymi taki przepływ prądu będzie możliwy. Emisja termoelektryczna obniża napięcie zapłonu i łagodzi przebieg tego procesu.

Jak można się spodziewać, w przypadku lamp opartych na emisji termoelektrycznej obserwuje się niekorzystny wpływ niskiej temperatury otoczenia. Moc wydzielana w elektrodach może być wówczas niewystarczająca do zapłonu. Z tego powodu lampy tego typu nie są przeznaczone do instalacji na zewnątrz budynków. Do takich celów opracowane zostały tzw. **lampy o zimnej katodzie** (ang. *cold cathode lamps*), w których łuk elektryczny jest wywoływany i podtrzymywany wyłącznie przez wysokie napięcie między elektrodami. Są one jednak mniej wydajne energetycznie.

Najważniejszym parametrem opisującym wydajność źródeł światła jest **sprawność świetlna** η_v – stosunek emitowanego strumienia świetlnego (którego jednostką w układzie SI jest lumen – lm), do mocy, jaką w tym celu należy dostarczyć z zewnątrz. Na sprawność świetlną lamp fluorescencyjnych mają wpływ przede wszystkim:

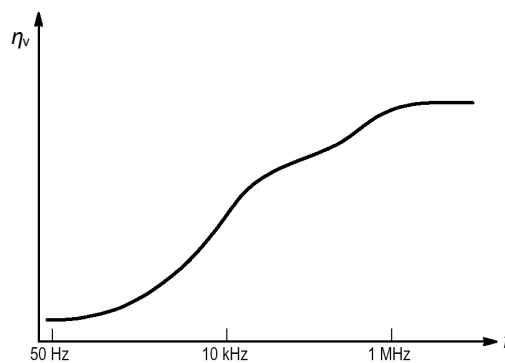
- wydajność zjawiska jarzenia par rtęci – część energii łuku elektrycznego jest zamieniana na energię cieplną zamiast na świetlną;
- wydajność zjawiska fluorescencji, czyli konwersji promieniowania ultrafioletowego na widzialne – promieniowanie nie przetworzone, a pochłonięte przez ścianki, ulega również zamianie na ciepło;
- energia cieplna wydzielana w elektrodach – jest ona niezbędna do wywołania emisji termoelektrycznej.

Wynikowa **sprawność świetlna współczesnych niskociśnieniowych lamp fluorescencyjnych jest stosunkowo wysoka** – 80–100 lm/W, podczas gdy dla zwykłych lamp

zarowych sięga ona zaledwie 10 lm/W. Wraz z potencjalnie **dłuższym czasem życia** (zależnym oczywiście od jakości, a więc ceny) stanowi to dużą zaletę mimo **wyższego kosztu** lampy. Zasilanie lampy fluorescencyjnej bezpośrednio ze źródła napięcia stałego lub przemiennego nie jest jednak możliwe. Konieczne są układy pośredniczące, które muszą być tak zaprojektowane, by nie pogorszyć znacząco sprawności świetlnej oraz nie zwiększyć kosztu powyżej granicy akceptowalnej przez konsumentów.

Na sprawność świetlną duży wpływ ma częstotliwość pracy lampy. Dotychczas analizowana charakterystyka z rys. 2a ma zastosowanie do niskiej częstotliwości i charakteryzuje się **zanikiem łuku elektrycznego – czyli zgaszeniem lampy** – przy pewnej niskiej wartości prądu. Zwiększenie napięcia w drugim kierunku powoduje przesuwanie się punktu pracy po odcinku 1 aż do napięcia, przy którym nastąpi ponowny zapłon. Napięcie to nie jest wprawdzie tak wysokie, jak przy pierwszym zapłonie; elektrody bowiem nadal emitują elektrony, jako że stygną one stosunkowo wolno. Niemniej do tego czasu lampa pozostaje zgaszona.

Jednakże łuk elektryczny także posiada pewną bezwładność. Przy częstotliwości rzędu 1 kHz stanie się ona zauważalna, a **przy odpowiednio wysokiej częstotliwości łuk elektryczny przestaje gasnąć**. Jest oczywiste, że tym samym lampa emituje więcej światła, a więc jej sprawność świetlna rośnie (o ok. 20%), co widać na rys. 3. **Charakterystyka prądowo-napięciowa** zmienia postać na pokazaną na rys. 2b. Jak widać, staje się ona bardziej **zbliżona do liniowej**, przy czym rezystancja lampy jest nieco większa niż po zapłonie dla niskiej częstotliwości (odcinki 2 i 3 na rys. 2a).



Rys. 3. Charakterystyka sprawności świetlnej typowej lampy fluorescencyjnej w funkcji częstotliwości [1] (oś f nie przecina osi η_v w zerze; względny wzrost sprawności jest rzędu 20%)

2.2.c. Kształtowanie prądu lampy

Lampy fluorescencyjne są zasilane zawsze napięciem przemiennym, a więc o polaryzacji okresowo zmiennej w czasie. W przeciwnym razie następowałoby bardzo nierównomierne zużycie elektrod, jako że – zgodnie z kierunkiem przepływu nośników – elektronów dostarczałyby elektroda przyłączona do niższego potencjału, zaś druga trwale absorbowałaby je. W ten sposób materiał pierwszej elektrody ulegałby stopniowemu zubożeniu. **Prąd lampy powinien więc być przemienny, bez składowej stałej** – wówczas w każdym okresie tego prądu tyle samo elektronów będzie emitowanych i przyjmowanych przez każdą z elektrod.

Dodatkowo należy dążyć do tego, by **kształt prądu lampy był możliwie bliski sinusoidalnemu**, gdyż stwierdzono, że wydłuża to czas życia elektrod. Kształt przebiegu można scharakteryzować przez **współczynnik szczytu** (ang. *crest factor*)

$$k_{ci} = \frac{\Delta I_{pk}}{I_{rms}} \quad (2.1)$$

gdzie I_{pk} – wartość szczytowa prądu, I_{rms} – wartość skuteczna prądu. Jak nietrudno obliczyć, współczynnik szczytu sinusoidy wynosi $\sqrt{2} \approx 1,41$. Wyznaczona empirycznie wartość maksymalna nie powodująca wyraźnego skrócenia czasu życia lampy fluorescencyjnej wynosi natomiast ok. 1,7.

Z powodu niskiej rezystancji lampy w stanie załączenia, **układ zasilający musi zapewnić odpowiednie ograniczenie prądu**. W przeciwnym razie natężenie prądu lampy osiągnęłoby wartość powodującą jej zniszczenie. Aby uniknąć znaczących strat mocy w układzie zasilania, ograniczenie prądowe jest realizowane nie za pomocą opornika, a dławika (cewki). Element ten wnosi tylko **ograniczenie dynamiczne**, tj. **szybkości narastania prądu w czasie** zgodnie z równaniem cewki

$$\frac{di}{dt} = \frac{u}{L} \quad (2.2)$$

gdzie L jest jej indukcyjnością.

Do uzyskania ograniczenia wartości szczytowej prądu lampy konieczne jest **dopasowanie indukcyjności dławika do częstotliwości** napięcia zasilającego tak, by w ciągu jednego półokresu prąd nie zdążył narosnąć do wartości niebezpiecznej. W kolejnym półokresie napięcie zmienia polaryzację, a więc – zgodnie z równaniem (2.2) – zmienia się kierunek zmian prądu, który zaczyna opadać, a następnie narastać w przeciwnym kierunku, z szybkością tak samo ograniczoną przez dławik. Podzespół realizujący ograniczenie narastania prądu lampy zwany jest **statecznikiem** (ang. *ballast*). Mianem tym zwykle określa się rozszerzająco także **cały układ zasilająco-sterujący**, realizujący także dodatkowe funkcje (zapłon, zmianę jasności itp.)

Producent lampy określa jej nominalną moc P_{nom} . W przypadku pracy z wysoką częstotliwością (rys. 2b) można przyjąć, że świecąca lampa ma charakter rezystancyjny. W takim razie **optymalny prąd skuteczny** można wyliczyć jako

$$I_{\text{rms(opt)}} = \frac{P_{\text{nom}}}{U_{\text{on(rms)}}} \quad (2.3)$$

gdzie $U_{\text{on(rms)}}$ jest wartością skuteczną napięcia na załączonej lampie pracującej z wysoką częstotliwością.

2.2.d. Statecznik magnetyczny

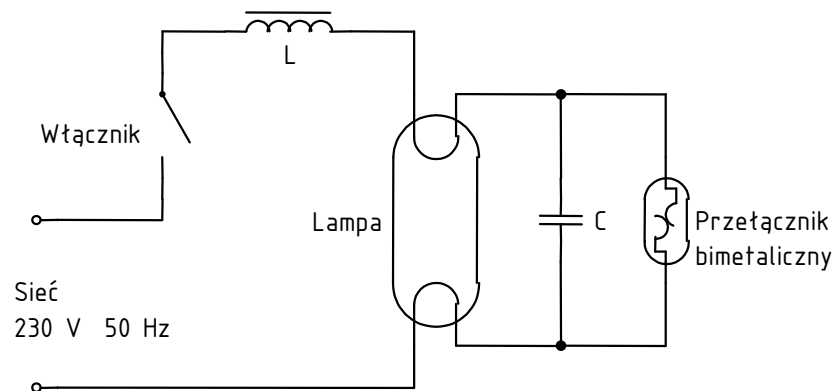
Obwód tradycyjnego – magnetycznego statecznika lampy fluorescencyjnej został przedstawiony na rys. 4. Ściśle rzecz ujmując, **statecznikiem jest dławik L** (to on ogranicza bowiem narastanie prądu w obwodzie w czasie, gdy lampa jest załączona), natomiast przełącznik bimetaliczny pełni rolę **zapłonika** (ang. *starter*). Przełącznik składa się z dwóch kontaktów metalicznych umieszczonych w szklanej bańce wypełnionej neonem i jest normalnie otwarty.

Zasada działania tego układu jest następująca.

1. Kiedy lampa jest wyłączona i stanowi przerwę w obwodzie, napięcie między elektrodami narasta. Napięcie to powoduje jonizację gazu w równoległe włączonym przełączniku.
2. Jonizacja gazu w przełączniku doprowadza do powstania w nim łuku elektrycznego na zasadzie identycznej jak opisana w par. 2.2.a. Łuk podgrzewa elektrody przełącznika, z których przynajmniej jedna jest wykonana z dwóch metali o różnej rozszerzalności cieplnej. Tak skonstruowana elektroda wygina się pod wpływem wysokiej temperatury i w końcu styka się z drugą elektrodą. Prąd może obecnie płynąć bezpośrednio przez przewodnik, wobec czego łuk elektryczny gaśnie. Prąd płynący przez przełącznik podgrzewa elektrody lampy.
3. Zanik łuku powoduje, że elektrody przełącznika stygną, w wyniku czego w końcu następuje ich rozłączenie. Obwód zostaje nagle przerwany, co oznacza nagły spadek natężenia prądu. Powoduje to powstanie przepięcia na dławiku zgodnie z zależnością (2.2).
4. Jeżeli przepięcie jest wystarczająco duże, to doprowadzi ono do jonizacji gazu w lampie i jej załączenia. Jednak niekoniecznie musi tak być, bowiem zapłonnik wyłącza się w przypadkowym momencie okresu sieci. Jeżeli będzie to blisko zera sinusoidy prądu, to zmiana prądu w czasie będzie niewielka i zgodnie z

przywołanym wyżej wzorem zaindukowane napięcie będzie zbyt małe. W takim przypadku wszystko powtarza się od początku, aż do załączenia lampy. Zjawisko to można zaobserwować przy zapalaniu tradycyjnych świetlówek za pomocą tanich stateczników magnetycznych.

5. Kiedy uda się doprowadzić do załączenia lampy, napięcie na niej spada. Nie pozwala to już na jonizację neonu i załączenie przełącznika bimetalicznego. Obwód: elektroda lampy – przełącznik – druga elektroda lampy pozostaje więc rozarty. Prąd między elektrodami płynie przez lampę za pośrednictwem elektronów emitowanych przez jej elektrody.



Rys. 4. Tradycyjny statecznik magnetyczny

2.2.e. Wady stateczników tradycyjnych

W układzie ze statecznikiem magnetycznym lampa pracuje z częstotliwością sieci zasilającej, a więc (w Europie) 50 Hz. Tym samym – jak stwierdziliśmy w par. 2.2.b – obserwuje się krótkotrwałe wyłączenie lampy w okolicach zera prądu. Jest to powodem **migotania lampy** z częstotliwością 100 Hz (2·50 Hz, gdyż prąd przechodzi przez zero dwa razy na okres).

Migotanie nie tylko jest męczące dla wzroku, ale może być niebezpieczne dla życia. Kiedy świetłówki wprowadzono do hal fabrycznych, problemem stał się tzw. **efekt stroboskopowy**. Jeżeli w hali takiej znajdują się elementy maszyn wirujące z częstotliwością równą lub bliską wielokrotności 100 Hz, to oświetlanie hali błyskami świetlówek powoduje, że wydaje się, iż elementy te są w stanie spoczynku lub obracają się z niewielką prędkością i można ich bezpiecznie dotknąć. W takiej sytuacji łatwo o tragiczną w skutkach pomyłkę.

Dlatego też lampy z tradycyjnymi statecznikami bywają montowane w parach lub trójkach zasilanych z różnych faz. W przypadku biur i pomieszczeń mieszkalnych zwykle dostępna jest tylko jedna faza; stosuje się wówczas sztuczne przesunięcie fazy za pomocą kondensatora umieszczonego w oprawie. Dzięki **różnej fazie napięcia** zasilającego poszczególne świetłówki, uzyskuje się mniejsze migotanie sumarycznego strumienia świetlnego i o większej częstotliwości (200 lub 300 Hz). Jest ono mniej zauważalne, a więc mniej uciążliwe dla użytkownika.

Zaletą statecznika tradycyjnego jest jego **prostota** i wynikający z tego niski koszt. **Wady** są jednak również wyraźnie widoczne:

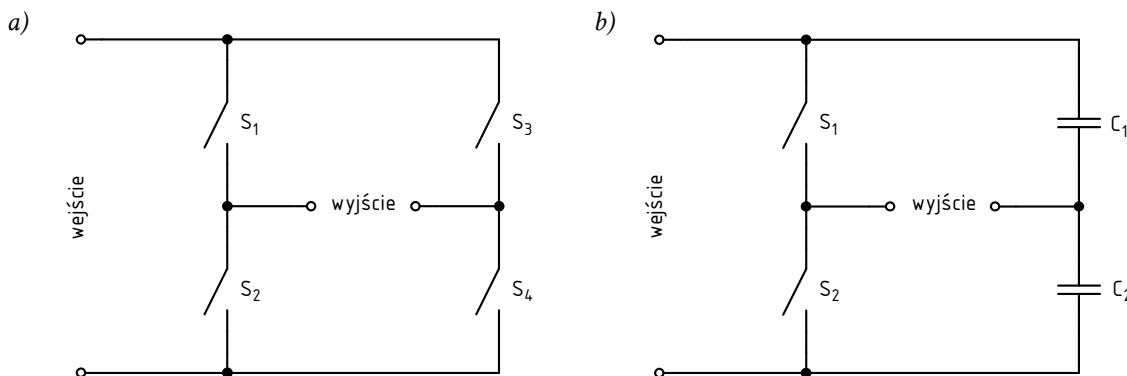
- 1) zapłon lampy następuje w przypadkowym momencie, więc może się wielokrotnie powtarzać bez powodzenia;
- 2) lampa migocze z podwojoną częstotliwością sieci, co jest męczące i niebezpieczne;
- 3) rdzeń pracującego dławika wywołuje drgania o podwojonej częstotliwości sieci, wzmacniane przez obudowę lampy, co skutkuje słyszalnym, nieprzyjemnym dla człowieka piskiem;
- 4) sprawność świetlna jest niska z powodu niskiej częstotliwości pracy (por. rys. 3);
- 5) sprawność elektryczna jest również stosunkowo niska (80–90%) z powodu dużych strat mocy w dławiku, które są konsekwencją jego dużej indukcyjności.

2.3. Topologia półmostka

2.3.a. Półmostek zasilany napięciowo

Półmostek (ang. *half-bridge*) stanowi jedną z typowych topologii obwodów mocy przekształtników elektronicznych. Jego schemat został pokazany na rys. 5b. Jak widać, jest on podobny do **mostka** (ang. *full bridge*), pokazanego na rys. 5a (zob. też par. 3.2.b oraz instrukcję 4^B, par. 2.1). Dla obu charakterystyczne jest wpisanie elementów obwodu głównego w **kontur czworokąta**. Wyróżnia się w nich **ramiona** (ang. *arms*, niekiedy *legs*), czyli zbiory gałęzi zawierających łączniki półprzewodnikowe, które (zbiory) łączą końcówki stałoprądowe lub zmiennoprądowe układu. Ramiona są także zwane **gałęziami** (ang. *branches*), co jednak może być mylące, gdyż w rozumieniu teorii obwodów same składają się z gałęzi – tego terminu nie będziemy więc stosować w tym znaczeniu.

Wizualna **różnica między mostkiem a półmostkiem** polega na tym, że pierwszy posiada dwa ramiona, zaś drugi – jedno, które w układzie na rys. 5b tworzą łączniki sterowane S_1 i S_2 . W miejsce drugiego ramienia (S_3, S_4 dla mostka), półmostek zawiera – w identycznym ułożeniu – dwie gałęzie zawierające elementy bierne – kondensatory C_1 i C_2 . **Wejście półmostka** – tak jak i mostka – znajduje się między końcami ramienia. W falowniku z rys. 8 przyłączone jest do niego napięcie wyprostowane U_{rect} . **Wyjście** znajduje się natomiast między **punktami środkowymi** (ang. *middle points*) ramion mostka lub – w przypadku półmostka – między punktem środkowym jego ramienia a punktem połączenia kondensatorów. Na rys. 8 do wyjścia przyłączone są połączone szeregowo: lampa z kondensatorem C_3 , dławik L_1 i uzwojenie pierwotne transformatora T_{1A} .



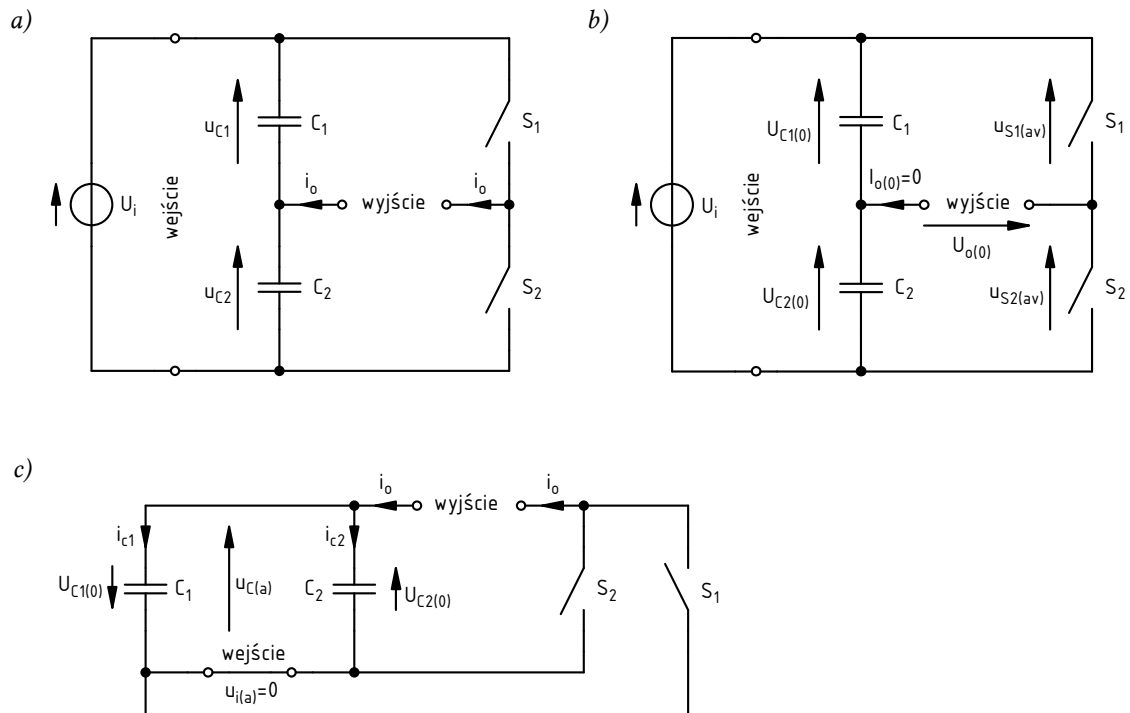
Rys. 5. Topologia: a) mostka, b) półmostka

Mimo, że schemat mostka i półmostka jest tradycyjnie rysowany w taki sam sposób, **gałęzie bierne półmostka działają w inny sposób** niż druga para gałęzi mostka. Zasadniczo tworzą one **dzielone źródło zasilania** dla ramienia – z wyprowadzonym potencjałem środka, co lepiej widać na rys. 6a. Środek ten stanowi – tak jak w mostku – jedną z końcówek wyjściowych układu. Jednakże – jak zaraz udowodnimy – prąd wyjściowy półmostka płynie równocześnie przez oba kondensatory, a nie na zmianę, jak przez łączniki S_3 i S_4 mostka (por. instrukcję 4^B, par. 2.1).

Załóżmy, że wejście półmostka jest zasilane ze źródła napięcia stałego o pewnej wartości U_i (rys. 6a). Oznacza to, że składowa przemienna tego napięcia $u_{i(a)}$ jest zerowa. Z kolei prąd wyjściowy i_o stanowi sumę prądów kondensatorów C_1 i C_2 . Ponieważ kondensator stanowi przerwę dla składowej stałej, więc składowa stała prądu wyjściowego $I_{o(0)}$ jest zerowa. Oznacza to, że **prąd wyjściowy półmostka jest z zasady przemienny**.

Powyższy sposób wykorzystania półmostka jest zasadniczo jedynym praktycznie użytecznym – **wejście stanowi przekątna łącząca końce gałęzi i jest ona stałoprądowa, zaś wyjście – przekątna łącząca punkty środkowe i jest ona zmiennoprądowa**, co odpowiada **funkcji falownika** (zob. instrukcję 0, par. 2.1). Jest to kolejna istotna różnica między półmostkiem a

mostkiem, który równie użytecznie można zasilić od strony przekątnej zmiennoprądowej, a przekątną stałoprądową wykorzystywać jako wyjście, uzyskując tym samym funkcję prostownika.



Rys. 6. Schemat półmostka zasilanego napięciowo: a) ogólny; b) dla składowej stałej; c) dla składowej przemiennej (z zaznaczeniem zwrotów składowych stałych napięć na kondensatorach)

W przypadku półmostka, ze względu na obecność kondensatorów, nie jest możliwe wywołanie przepływu prądu stałego w drugiej przekątnej, a więc uzyskanie jakiegokolwiek przekazu energii przy stałoprądowym zasilaniu obwodu od tej strony. Możliwe jest oczywiście zasilanie tej przekątnej napięciem przemiennym. Jeżeli byłoby to napięcie sinusoidalne, to na pierwszej przekątnej (stałoprądowej) uzyskalibyśmy napięcie wyprostowane dwupołówkowo (patrz par. 3.2), ale o mniejszej amplitudzie i przesunięte o pewną składową stałą. Przy tym zarówno amplituda składowej przemiennej, jak i wartość składowej stałej byłyby silnie zależne od pojemności kondensatorów i impedancji obciążenia. Nie jest to korzystne, a znacznie bardziej przewidywalne działanie gwarantuje prostownik mostkowy (patrz par. 3.2.b).

Zwróćmy jeszcze uwagę, że **wejście półmostka dla składowej przemiennej stanowi zwarcie**, skoro składowa przemienna napięcia wejściowego $u_{i(a)} = 0$. Oznacza to, że dla składowej przemiennej połączone ze sobą są nie tylko końcówki kondensatorów C_1 i C_2 przyłączone do wyjścia – co dobrze widać na schemacie z rys. 5b – ale także drugie, przyłączone do wejścia – co pokazuje rys. 6c. Kondensatory są więc efektywnie **połączone równolegle**, a prąd wyjściowy rozplywa się między nie na zasadzie impedancyjnego dzielnika prądu.

2.3.b. Podział prądu kondensatorów

Z rys. 6c wynika, że na obu kondensatorach występuje ta sama składowa przemienna napięcia $u_{C(a)}$, czyli taka sama zmiana tego napięcia w czasie, którą można opisać poprzez pochodną du_C/dt . Wobec tego z równania kondensatora

$$i_C = C \frac{du_C}{dt} \quad (2.4)$$

wynika, że prądy dzielą się w stosunku równym stosunkowi pojemności:

$$\frac{i_{C1}}{C_1} = \frac{i_{C2}}{C_2} = \frac{du_C}{dt} \Rightarrow \frac{i_{C1}}{i_{C2}} = \frac{C_1}{C_2} \quad (2.5)$$

Optymalnie prąd powinien dzielić się na oba kondensatory równo, gdyż w tym wypadku sumaryczna moc strat w tych elementach (które w rzeczywistości są stratne) będzie minimalna. Ze wzoru (2.5) wynika, że osiąga się to dla **jednakowych pojemności** $C_1 = C_2$. Ponieważ suma prądów kondensatorów jest równa prądowi obciążenia i_o , więc w tej sytuacji

$$i_{C1} = i_{C2} = \frac{i_o}{2} \quad (2.6)$$

Skoro prąd i_o jest przemienny, to zmienny będzie także zwrot prądów i_{C1} i i_{C2} . Porównanie zwrotów składowych stałych $U_{C1(0)}$ i $U_{C2(0)}$ ze zwrotem składowej przemiennej $u_{C(a)}$ (zob. rys. 6c; zwroty te wynikną z analizy, którą przeprowadzimy w par. 2.3.c) prowadzi do wniosku, iż w wyniku przepływu dodatniego prądu i_o , kondensator C_2 będzie doładowywany, a C_1 – rozładowywany o takie samo napięcie. Odwrotna sytuacja wystąpi dla ujemnego prądu i_o .

Skoro składowa stała prądu i_o jest zerowa, to – zgodnie z twierdzeniem Fouriera – zerowa jest jego wartość średnia:

$$I_{o(0)} = I_{o(av)} = \frac{1}{T_s} \int i_o dt = 0 \quad (2.7)$$

Wynika stąd, że w ciągu jednego okresu przełączania zmiana ładunku kondensatora C_1 jest także zerowa, gdyż

$$\Delta q_C = \int i_C dt \quad (2.8)$$

skąd

$$\Delta q_{C1}(T_s) = \int_{T_s} i_{C1} dt = \frac{1}{2} \int_{T_s} i_o dt = 0 \quad (2.9)$$

Z definicji pojemności

$$u_C = \frac{q_C}{C} \quad (2.10)$$

wynika, iż

$$\Delta u_{C1} = \frac{\Delta q_{C1}}{C_1} \quad (2.11)$$

Z (2.9) wynika więc, że

$$\Delta u_{C1}(T_s) = \frac{\Delta q_{C1}}{C_1} = 0 \quad (2.12)$$

co oznacza, że po upływie każdego kolejnego okresu napięcie na kondensatorze wraca do wartości początkowej. Przez analogię to samo dotyczy kondensatora C_2 .

Zwróćmy uwagę, że z powodu równoległego połączenia kondensatorów dla składowej przemiennej, działanie obwodu nie ulegnie jakościowej zmianie, gdyby jeden z nich został usunięty. Ulegnie jedynie zmniejszeniu wypadkowa pojemność, a cały prąd obciążenia będzie płynąć przez jedyny kondensator, co – zgodnie z zależnością (2.12) – spowoduje wzrost amplitudy zmian napięcia na nim. **Do prawidłowej pracy półmostka wystarczy więc tylko jeden kondensator.** Należy

jednak pamiętać, że dla zachowania takiego samego tętnienia napięcia i nie pogorszonej niezawodności, pojedynczy kondensator musi mieć dwukrotnie większą pojemność i wytrzymałość prądową. Z tego powodu półmostek z jednym kondensatorem niekoniecznie będzie posiadać niższy koszt, aczkolwiek z reguły zajmie mniejszą objętość.

2.3.c. Podział napięcia kondensatorów

Z rozumowania przeprowadzonego w par. 2.3.b wynika, że **napięcia na kondensatorach** u_{C1} i u_{C2} **będą tętnić wokół pewnych wartości** – składowych stałych $U_{C1(0)}$ i $U_{C2(0)}$. Zgodnie z zależnością (2.12), amplituda tego tętnienia będzie tym mniejsza, im większe pojemności C_1 i C_2 . Natomiast składowe stałe można wyznaczyć z napięciowego prawa Kirchhoffa korzystając z faktu, że jest ono prawdziwe także dla wartości średnich (które są – na podstawie twierdzenia Fouriera – równe składowym stałym). Z przedstawionego na rys. 6b schematu półmostka dla składowej stałej wynika, iż

$$\begin{aligned} U_{C1(0)} &= u_{S1(av)} + U_{o(0)} \\ U_{C2(0)} &= u_{S2(av)} - U_{o(0)} \end{aligned} \quad (2.13)$$

gdzie $U_{o(0)}$ jest składową stałą napięcia wyjściowego u_o , zależną od charakteru odbiornika, zaś $u_{S1(av)}$ i $u_{S2(av)}$ – wartościami średnimi napięć na łącznikach S_1 i S_2 .

W przypadku **odbiornika R, L lub RL składowa stała napięcia wyjściowego $U_{o(0)}$ jest zerowa**, gdyż dla składowej stałej cewka stanowi zwarcie, zaś zerowa składowa stała prądu $I_{o(0)}$ nie odłoży żadnego napięcia na rezystancji. Wobec tego składowa stała napięcia na kondensatorze jest równa wartości średniej napięcia na odpowiadającym mu łączniku:

$$\begin{aligned} U_{C1(0)} &= u_{S1(av)} \\ U_{C2(0)} &= u_{S2(av)} \end{aligned} \quad (2.14)$$

Średnie wartości napięć na łącznikach wynikają z ich przełączania. Oznaczmy przez D współczynnik wypełnienia sygnału sterującego łącznikiem S_2 . Przyjmijmy, że łączniki są sterowane dokładnie naprzemiennie, co oznacza, że współczynnik wypełnienia sygnału sterującego łącznikiem S_1 wynosi $(1 - D)$. Napięcie u_{S2} wynosi 0, kiedy łącznik S_2 jest załączony, a więc przez czas DT_s , oraz U_i kiedy jest on wyłączony (a załączony jest S_1), a więc przez czas $(1 - D)T_s$, gdzie T_s jest okresem przełączania. Wobec tego wartość średnia tego napięcia wynosi

$$u_{S2(av)} = \frac{1}{T_s} \int u_{S2} dt = \frac{1}{T_s} \left(\int_{DT_s} 0 dt + \int_{(1-D)T_s} U_i dt \right) = \frac{1}{T_s} \int_{(1-D)T_s} U_i dt = \frac{1}{T_s} U_i (1 - D) T_s = (1 - D) U_i \quad (2.15)$$

Analogicznie dla łącznika S_1 uzyskuje się

$$u_{S1(av)} = \frac{1}{T_s} \left(\int_{(1-D)T_s} 0 dt + \int_{DT_s} U_i dt \right) = D U_i \quad (2.16)$$

Ostatecznie **składowe stałe napięć na kondensatorach** wynoszą

$$\begin{aligned} U_{C1(0)} &= D U_i \\ U_{C2(0)} &= (1 - D) U_i \end{aligned} \quad (2.17)$$

Są więc one **zależne wyłącznie od napięcia wejściowego i od współczynnika wypełnienia** sygnału sterującego łącznikami. Oznacza to, iż także z punktu widzenia składowej stałej półmostek **działałby prawidłowo z jednym tylko kondensatorem**.

Zgodnie ze schematem elektrycznym z rys. 6b,

$$U_{C1(0)} + U_{C2(0)} = U_i \quad (2.18)$$

z czym w pełni zgadzają się zależności (2.17). Współczynnik podziału składowej stałej napięcia wynosi natomiast

$$\frac{U_{C1(0)}}{U_{C2(0)}} = \frac{D}{1-D} \quad (2.19)$$

Optymalnie napięcie U_i powinno dzielić się równo między kondensatory. Wynika to z faktu, iż – jak stwierdziliśmy w par. 2.3.b – kondensatory te powinny być jednakowe. W takim wypadku ich wymagana wytrzymałość napięciowa będzie najmniejsza (równa połowie napięcia wejściowego) przy równym podziale napięcia. Jak wynika z zależności (2.17), osiągnię się to dla symetrycznego – prostokątnego przebiegu sterującego, tj. $D = 0,5$. Wówczas

$$U_{C1(0)} = U_{C2(0)} = \frac{U_i}{2} \quad (2.20)$$

Jeżeli obciążenie miałyby charakter RLE, to – zgodnie z napięciowym prawem Kirchhoffa (2.13) – zależności (2.17) ulegną modyfikacji jedynie o składową stałą napięcia odbiornika E_0 :

$$\begin{aligned} U_{C1(0)} &= DU_i + E_0 \\ U_{C2(0)} &= (1-D)U_i - E_0 \end{aligned} \quad (2.21)$$

2.3.d. Pojemność w przekątnej zmiennoprądowej

Z inną sytuacją mamy do czynienia, jeżeli w przekątnej wyjściowej półmostka znajduje się szeregowo pojemność o pewnej wartości C_f . Dla **dużej pojemności** $C_f \gg C_1 + C_2$, w działaniu półmostka **nie zajdą widoczne zmiany**. Wynika to z faktu, iż impedancja kondensatora C_f dla częstotliwości przełączania

$$Z_{Cf}(f_s) = \frac{1}{2\pi f_s C_f} \quad (2.22)$$

będzie dużo mniejsza od impedancji kondensatorów C_1 i C_2 . Nie będzie więc miała znaczącego wpływu na obwód z rys. 6c, w którym dominować będą elementy C_1 i C_2 . Do wniosku tego można dojść także biorąc pod uwagę, że $C_f \rightarrow \infty$ oznacza po prostu zwarcie końcówek tego kondensatora.

Jednakże jeżeli $C_f \rightarrow 0$, to impedancja $Z_{Cf} \rightarrow \infty$, co oznacza **rozwarcie w przekątnej wyjściowej**. W takiej sytuacji przełączanie łączników z częstotliwością f_s nie może w żaden sposób oddziaływać na ramię z kondensatorami. Tym samym składowe stałe napięć na tych ostatnich nie będą mieć związku z napięciami na łącznikach, czyli zależności (2.17) nie będą obowiązywać. Skoro przełączanie nie będzie miało wpływu na napięcia $U_{C1(0)}$ i $U_{C2(0)}$, to jedynym elementem mogącym mieć taki wpływ będzie źródło napięcia wejściowego U_i . Jest ono nadal załączone na szeregowe połączenie kondensatorów, a więc zależność (2.18) jest nadal prawdziwa.

Załóżmy, że początkowo oba łączniki są wyłączane, a oba kondensatory są w pełni rozładowane, tzn. ładunek $q_{C1} = q_{C2} = 0$, skąd z (2.10) wynika $u_{C1} = u_{C2} = 0$. Przyłożenie napięcia U_i do wejścia obwodu będzie więc musiało spowodować **naładowanie kondensatorów** do sumy napięć równej U_i , co oznacza przepływ prądu ze źródła.

Skoro łączniki są rozwarte, to żaden prąd nie popłynie przez przekątną wyjściową, a więc $i_{C1} = i_{C2}$. Stąd, na podstawie (2.8), **do obu kondensatorów zostanie dostarczony jednakowy ładunek**

$$\Delta q_{C1} = \Delta q_{C2} = \Delta q_C = \int i_C dt \quad (2.23)$$

W wyniku tego na kondensatorach odłożą się napięcia wynikające z (2.12):

$$U_{C1} = \frac{\Delta q_C}{C_1}$$

$$U_{C2} = \frac{\Delta q_C}{C_2}$$
(2.24)

czyli **współczynnik podziału napięcia** U_i wyniesie

$$\frac{U_{C1}}{U_{C2}} = \frac{C_2}{C_1}$$
(2.25)

Biorąc pod uwagę (2.18),

$$U_{C1} = U_i \frac{C_2}{C_1 + C_2}$$

$$U_{C2} = U_i \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$
(2.26)

Dla jednakowych pojemności $C_1 = C_2 = C$, napięcie U_i podzieli się po połowie:

$$U_{C1} = U_{C2} = \frac{U_i}{2}$$
(2.27)

W rzeczywistości na współczynnik podziału będą miały też wpływ rezystancje upływu każdego z kondensatorów, na schemacie zastępczym występujące równolegle do nich. W rozważanym przypadku odbiornika (o charakterze pojemnościowym) precyzyjny podział składowej stałej napięcia nie jest możliwy ze względu na duży rozrzut zarówno pojemności, jak i rezystancji upływu fizycznych elementów.

Aby opisany efekt rozdzielenia ramienia półmostka i kondensatorów stał się widoczny, wystarczy, by $C_f \ll C_1 + C_2$. Można wykazać, iż dla $C_f = C_1 + C_2$ składowa stała będzie równa średniej z wartości (2.18) i (2.26).

Z analizy obwodu i zależności (2.26) wynika, że nie ma sensu realizacja półmostka z małą pojemnością w przekątnej zmiennoprądowej i tylko jednym kondensatorem C_1 lub C_2 . W takim przypadku jedyny kondensator półmostka nie będzie mógł zostać początkowo naładowany, gdyż przy wyłączonych tranzystorach brak będzie drogi przepływu prądu ze źródła do kondensatora. A więc początkowe napięcie na nim, a w konsekwencji składowa stała napięcia po uruchomieniu przełączania tranzystorów, będzie równe zero. Jest to równoważne usunięciu tego kondensatora i zastąpieniu go zwarcie, co zmniejszy koszt układu i zajmowaną przez niego powierzchnię.

2.4. Stateczniki elektroniczne

2.4.a. Zalety

Prace nad usunięciem wymienionych w par. 2.2.e wad stateczników magnetycznych doprowadziły do opracowania stateczników elektronicznych, które na skalę przemysłową zaczęły być produkowane w latach 1990. Ich liczne zalety spowodowały znaczące poszerzenie obszaru aplikacji niskociśnieniowych lamp fluorescencyjnych, które wcześniej stosowane były prawie wyłącznie w obiektach przemysłowych i użyteczności publicznej.

Stateczniki elektroniczne zapewniają pracę lamp z częstotliwością dużo wyższą niż tradycyjne – rzędu 10 kHz. Płyne stąd szereg korzyści:

- całkowita eliminacja **migotania** lampy, gdyż bezwładność łuku elektrycznego jest dużo większa niż okres pracy statecznika, w wyniku czego pali się on ciągle;
- zwiększenie **sprawności świetlnej**, wynikające głównie z ciągłości jarzenia (por. rys. 3);
- **miniaturyzacja układu** (rozmiarów i wagi) dzięki mniejszej niezbędnej indukcyjności dławika – jako że przy krótszym półokresie pracy szybkość narastania prądu może być większa, a prąd i tak nie zdąży osiągnąć w tym czasie niebezpiecznej wartości;
- zwiększenie **sprawności energetycznej** dzięki zastosowaniu znacznie mniejszego dławika, co powoduje zmniejszenie mocy strat w tym elemencie większe, niż dodatkowe straty wynikające ze wzrostu częstotliwości (głównie straty dynamiczne w elementach półprzewodnikowych);
- eliminacja **pisku** dzięki lokowaniu częstotliwości pracy poza zakresem słyszalnym.

Dodatkowo stateczniki elektroniczne dają możliwości (nie zawsze wykorzystywane ze względu na wzrost kosztu urządzenia):

- zasilania ze źródeł napięcia stałego, w tym **baterijnego** (dlatego układy te stosuje się m. in. do realizacji oświetlenia awaryjnego);
- wydłużenia **czasu życia** lampy dzięki optymalizacji przebiegu zapłonu, przede wszystkim poprzez wstępne podgrzanie elektrod (zapłon na ciepło);
- **zmiany strumienia świetlnego** (wielkości fizycznej potocznie określanej mianem „natężenia światła” lub „jasności lampy”), tj. realizacji funkcji ściemniania;
- poprawy **współpracy z siecią zasilającą** – zwiększenia współczynnika mocy i zmniejszenia współczynnika zawartości harmonicznych;
- **zabezpieczenia statecznika** na wypadek awarii lampy – tak, aby nie dopuścić do zniszczenia i konieczności wymiany tego stosunkowo kosztownego układu.

Jak wynika z dwóch ostatnich punktów, stateczniki elektroniczne umożliwiają także (pod warunkiem zastosowania dodatkowych bloków) ograniczenie swoich własnych wad: wprowadzania harmonicznych do sieci zasilającej czy też wysokiego kosztu samego statecznika.

2.4.b. Statecznik elektroniczny jako przekształtnik wielostopniowy

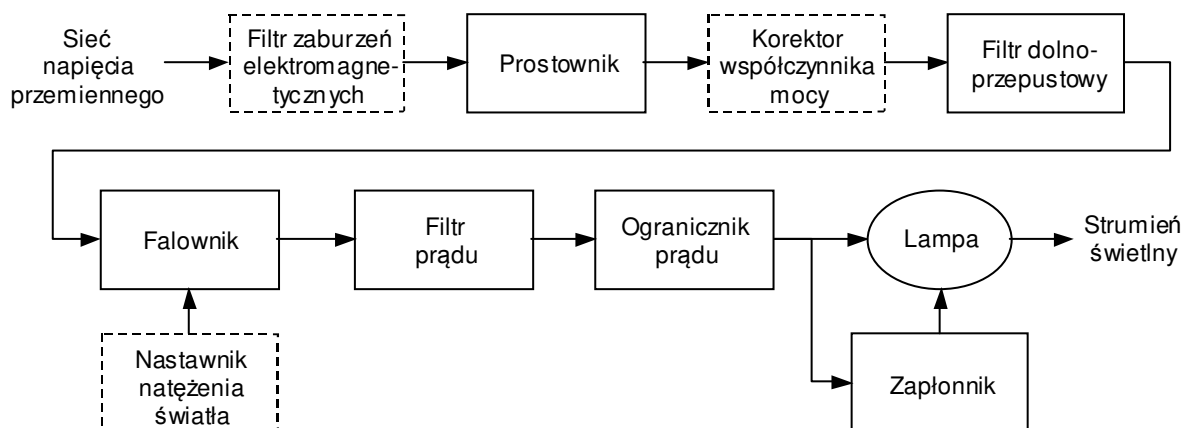
Ogólny schemat blokowy statecznika elektronicznego przedstawia rys. 7. Nie wszystkie jego elementy występują w każdym układzie praktycznym; bloki opcjonalne zostały zaznaczone linią przerywaną. Niektóre z nich mogą być zintegrowane, tj. wykorzystywać te same, wspólne elementy.

Rola poszczególnych bloków funkcjonalnych jest następująca.

1. **Filtr zaburzeń elektromagnetycznych** – redukuje zaburzenia wprowadzane przez układ do sieci zasilającej, a wynikające z przełączanej pracy falownika.
2. **Prostownik dwupołkowy z filtrem dolnoprzepustowym** – zamienia napięcie przemiennie na napięcie jednobiegunowe zawierające głównie składową stałą. Filtracja składowej przemiennnej nie musi być jednak idealna, tj. napięcie

wyjściowe nie musi być idealnie stałe, a tylko na tyle, by nie powodować zauważalnego dla człowieka tętnienia strumienia świetlnego. Biorąc pod uwagę, że lampa nie jest bezpośrednio zasilana napięciem wyprostowanym, jego wpływ jest na tyle ograniczony, że wymagania pod tym względem są łagodne.

3. **Korektor współczynnika mocy** – pozwala zmniejszyć moc bierną pobieraną przez układ, a wprowadzaną przez prostownik, dzięki czemu układ stanowi korzystniejsze obciążenie dla sieci zasilającej (patrz instrukcja 0, par. 2.4). Stosowane są prostsze układy bierne (z użyciem elementów R, C, D) albo droższe czynne (przetwornice). Dla oszczędności korektor współczynnika mocy może być zintegrowany z falownikiem, tj. nie jest wówczas możliwe dokonanie rozgraniczenia między jednym a drugim blokiem, gdyż obie funkcje realizowane są w pewnym stopniu łącznie przez te same elementy.
4. **Falownik** – zamienia energię prądu stałego na dostarczaną do lampy energię prądu przemiennego o wysokiej częstotliwości.
5. **Nastawnik strumienia świetlnego** – steruje pracą falownika w taki sposób, by do lampy dostarczana była różna moc, w wyniku czego zmienia się emitowany strumień świetlny („jasność”). W odróżnieniu od lamp żarowych, sterowanie takie nie polega na zmianie wartości napięcia zasilającego, gdyż zbyt niska jego wartość doprowadziłaby do zgaśnięcia łuku elektrycznego. Na moc lampy wpływa się poprzez zmianę częstotliwości, w wyniku czego prąd lampy osiąga mniejszą lub większą wartość szczytową, a w konsekwencji – skuteczną.
6. **Ogranicznik prądu** – stosunkowo niewielki (dzięki wysokiej częstotliwości pracy) dławik, który ogranicza szybkość narastania prądu świecącej lampy, a więc realizuje zasadniczą funkcję **statecznika**.
7. **Filtr prądu** – szeregowy obwód LC zapewniający optymalny – zbliżony do sinusoidy – kształt prądu świecącej lampy oraz eliminację składowej stałej (dzięki szeregowo włączonej pojemności). Dla zmniejszenia liczby elementów, rolę cewki filtru pełni zwykle jednocześnie ogranicznik prądu, zaś kondensatora – kondensatory falownika.
8. **Zapłonnik** – pozwala doprowadzić do zapłonu lampy, wytwarzając odpowiednio wysokie napięcie na zasadzie rezonansu elektrycznego. Ma więc postać obwodu RLC, w skład którego wchodzi dławik (zwykle ogranicznik prądu wykorzystany w kolejnej roli), zgaszona lampa (jako duża rezystancja) i dedykowany kondensator. Wykorzystanie innych kondensatorów układu nie jest możliwe, gdyż konieczne jest uzyskanie częstotliwości rezonansowej innej niż częstotliwość normalnej pracy, tak aby po zapłonie rezonans ustąpił i wysokie napięcie przestało być generowane. Kondensator zapłonika zapewnia także przepływ prądu w obwodzie przez elektrody wyłączanej lampy, dzięki czemu ulegają one podgrzaniu i następuje korzystny dla lampy zapłon gorący.



Rys. 7. Schemat blokowy przepływu energii w rozbudowanym elektronicznym stateczniku lampy fluorescencyjnej

Warto w tym miejscu zwrócić uwagę na widoczną na schemacie cechę charakterystyczną dla współczesnych elektronicznych układów przekształtnikowych. Prezentowany **przekształtnik jest wielostopniowy**, tzn. energia wyjściowa jest uzyskiwana z wejściowej **w kilku etapach**. W tym przypadku:

- 1) energia wejściowa związana jest ze składową przemienną napięcia sieci;
- 2) jest ona przekształcana na energię związaną ze składową stałą napięcia wyprostowanego (prostownik);
- 3) ta z kolei przekształcana jest na energię związaną ze składową stałą innego napięcia (przetwornica jako korektor współczynnika mocy);
- 4) wreszcie ta energia przekształcana jest z powrotem na związaną ze składową przemienną, lecz napięcia i prądu o zupełnie innych parametrach niż przebiegi wejściowe (falownik).

Patrząc jedynie na wejście i wyjście kompletnego układu, rozważany przekształtnik traktowany jako całość należy zaliczyć do klasy przekształtników AC-AC, a ściślej – do grupy **przebiegów częstotliwości** (ang. *cycloconverters*). Jednak z użyciem klasycznych jednostopniowych przebiegów częstotliwości nie jest możliwa konwersja częstotliwości na wyższą – co w rozważanej aplikacji jest akurat niezbędne.

Inne typowe przekształtniki wielostopniowe to prostowniki (przekształtniki AC-DC) z poprawą współczynnika mocy (ang. *power factor correction rectifiers*). Stanowią one kaskadowe połączenie zasadniczego prostownika (blok AC-DC) i przetwornicy prądu stałego (blok DC-DC). Układy takie są stosowane do zasilania urządzeń elektrycznych i elektronicznych, np. komputerów osobistych, ale – jak widać na rys. 7 – można je spotkać także w statecznikach lamp fluorescencyjnych.

Dzięki komplikacji układu względem statecznika tradycyjnego uzyskuje się lepsze warunki pracy lampy (więc dłuższy czas życia), wyższą sprawność świetlną oraz (w przypadku użycia bloku poprawy współczynnika mocy) korzystniejsze obciążenie sieci zasilającej. Prowadzi to do realnych oszczędności i dlatego *per saldo* opłaca się. Dowodzi tego sukces rynkowy **światłówek kompaktowych** (ang. *compact fluorescent lamps, CFL*) – tj. lamp fluorescencyjnych zintegrowanych w jednej obudowie ze statecznikiem elektronicznym. Pod wymienionymi względami, jedyną konkurencją dla kompaktowych lamp fluorescencyjnych stanowią obecnie lampy elektroluminescencyjne (ang. *LED lamps* od *LED – Light Emitting Diode*).

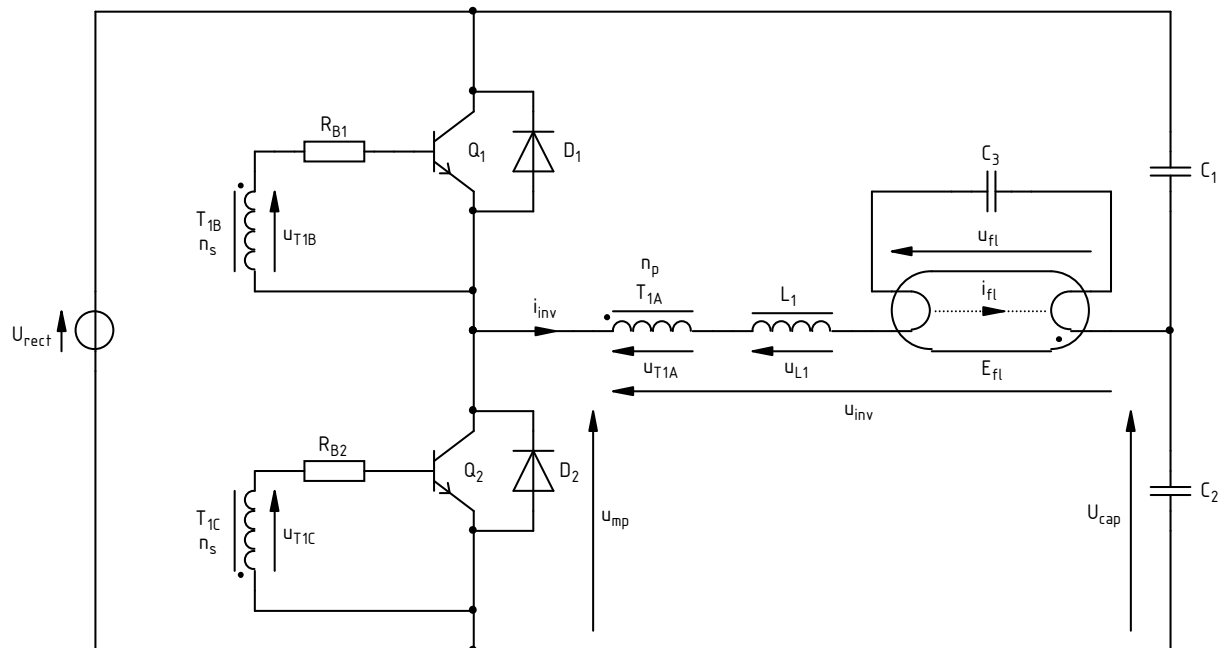
2.4.c. Budowa statecznika półmostkowego zasilanego napięciowo

Kluczową część statecznika elektronicznego stanowi falownik zintegrowany z ogranicznikiem i filtrem prądu oraz zapłonikiem (por. rys. 7). Ma on zazwyczaj **topologię półmostka** (ang. *half-bridge*) dla lamp mniejszej mocy, w tym światłówek kompaktowych, lub **przeciwsobną** (ang. *push-pull*) dla lamp większej mocy. Główną zaletą tej drugiej jest możliwość bezpiecznej pracy w warunkach zwarcia lub rozwarcia odbiornika, dzięki czemu uszkodzenie lampy nie powoduje zniszczenia statecznika, co zmniejsza koszty eksploatacji (wystarczy wymienić samą lampę). Topologia ta jest jednak bardziej złożona oraz występują w niej wyższe napięcia, co podnosi koszty produkcji. W obu wymienionych topologiach występują dwa sterowalne elementy półprzewodnikowe, co jest dla falownika liczbą minimalną. Większa ich liczba zwiększyłaby cenę urządzenia i straty mocy.

Uproszczony schemat falownika półmostkowego sterującego lampą fluorescencyjną przedstawia rys. 8. Dla uproszczenia analizy założymy, że pochodzące z prostownika (patrz rys. 7 i 14) wejściowe napięcie wyprostowane U_{rect} jest stałe, aczkolwiek do poprawnej pracy falownika wystarczy, aby było ono jednobiegunowe. W przypadku statecznika lampy fluorescencyjnej źródło U_{rect} reprezentuje wyjście filtra prostownika. Schemat zawiera więc następujące bloki statecznika (rozumianego w szerokim sensie):

- 1) **falownik** – półmostek utworzony przez tranzystory Q_1 i Q_2 wraz z diodami D_1 i D_2 oraz kondensatory C_1 i C_2 , którego obwód sterowania stanowi transformator T_1 o trzech uzwojeniach (T_{1A} , T_{1B} i T_{1C}) wraz z opornikami R_{B1} i R_{B2} ;
- 2) **ogranicznik prądu** (zasadniczy statecznik) – dławik L_1 ;

- 3) **filtr prądu** – szeregowy obwód RLC tworzony przez ten sam dławik L_1 , kondensatory C_1 i C_2 (zgodnie z wnioskami z par. 2.3.a, dla składowej przemienną są one połączone równoległe) oraz rezystancję zapalonej lampy;
- 4) **lampę fluorescencyjną** E_{fl} ;
- 5) **zapłonnik** – obwód rezonansowy RLC tworzony przez ten sam dławik L_1 , kondensator C_3 oraz szeregowe rezystancje dławika, kondensatora (C_3) i elektrod lampy, a także dużą równoległą rezystancję zgaszonej lampy (między jej elektrodami).



Rys. 8. Uproszczony schemat statecznika elektronicznego – quasi-rezonansowego szeregowego falownika półmostkowego zasilanego napięciowo

Jak widać, nie jest możliwe rozdzielanie falownika i kolejnych bloków – **kilka elementów pełni bowiem jednocześnie różne funkcje**. Dzięki temu liczba elementów jest mniejsza, co umożliwia redukcję wymiarów i kosztów urządzenia. Bardziej wymagający jest natomiast proces projektowy, gdyż dobór elementu musi uwzględniać wszystkie pełnione przez niego zadania.

Ponieważ w rozważanym przypadku energia zasilająca falownik pochodzi z układu mającego charakter źródła napięcia (prostownik z filtrem w postaci kondensatora o dużej pojemności), mówimy, że jest on **zasilany napięciowo** (ang. *voltage-fed*). Z kolei ze względu na to, że zawiera on szeregowy obwód rezonansowy, nazywamy go **rezonansowym szeregowym** (ang. *series resonant*; patrz instrukcja 0, par. 3.1). Dokładniej rzecz biorąc, jest on **quasi-rezonansowy** (ang. *quasi-resonant*), gdyż chwile przełączania łączników półprzewodnikowych są wprawdzie związane z przebiegiem prądu generowanym przez obwód rezonansowy, jednak przełączanie nie jest **bezpośrednio** wywołane przez te przebiegi (jak stwierdzimy, chwile te wyznacza działanie transformatora).

2.5. Działanie statecznika półmostkowego

2.5.a. Zasada działania – takt 1

Przyjmijmy, że układ z rys. 8 jest optymalny (patrz par. 2.3.b i 2.3.c), tj. kondensatory C_1 i C_2 są identyczne, wobec czego – zgodnie z zależnością (2.20) – składowa stała napięcia w punkcie połączenia kondensatorów jest równa $U_{rect}/2$. Dla ułatwienia analizy założymy dodatkowo, iż pojemności tych kondensatorów są na tyle duże, że napięcie na nich U_{cap} można uznać za stałe [patrz par. 2.3.c i zależność (2.11)], równe rzeczywistej składowej stałej $U_{rect}/2$ – aczkolwiek stałość ta nie jest konieczna dla poprawnego działania układu.

Tranzystory Q_1 i Q_2 są sterowane w sposób powodujący ich **przełączanie okresowe i naprzemienne**. Na rys. 9 przedstawiono uproszczone przebiegi w układzie z rys. 8. Posłużą nam one do wyjaśnienia zasady działania, przy czym na razie pominiemy początkową fazę zapłonu. Po pomyślnym zapłonie układ działa w następującym cyklu.

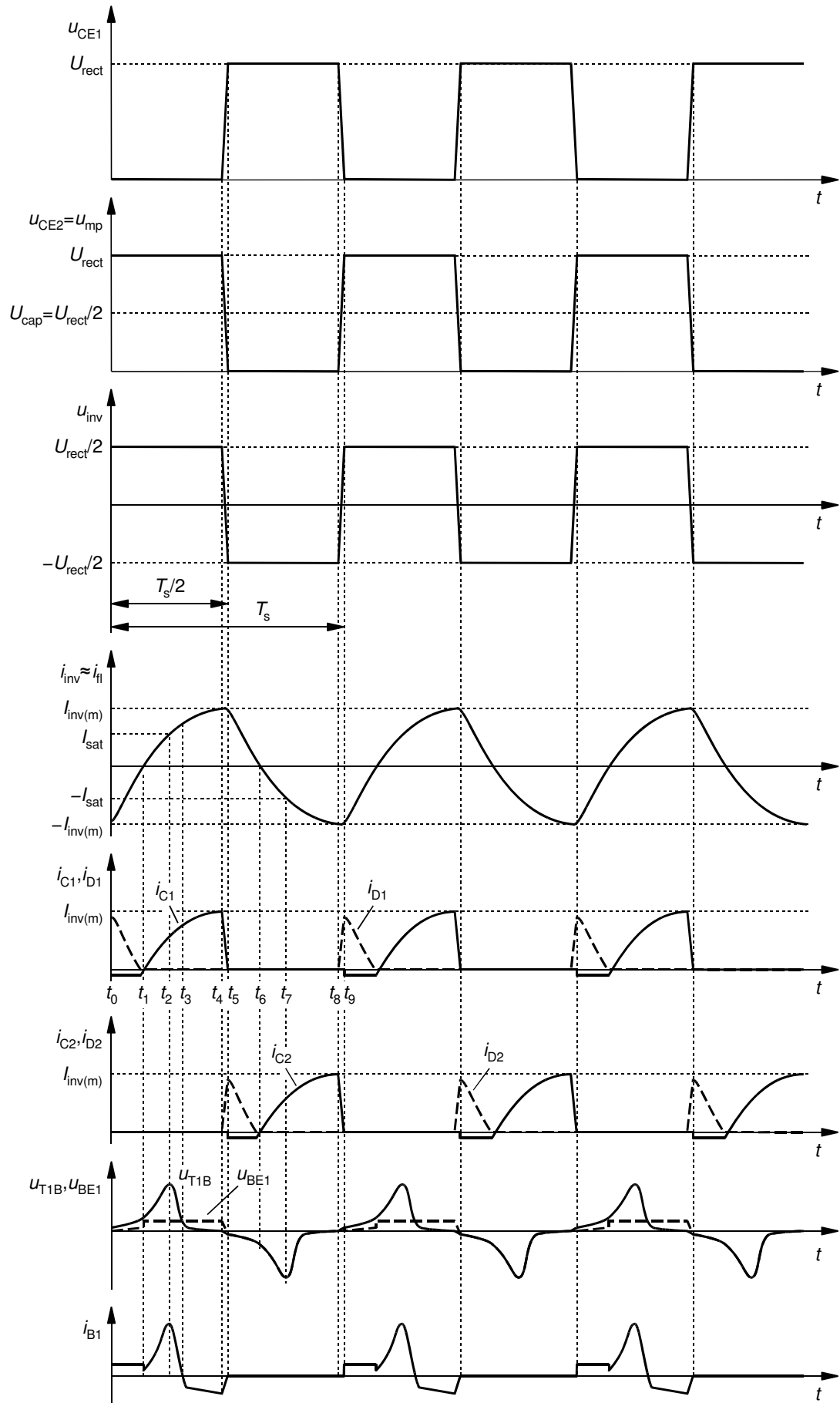
1. Załóżmy, że w chwili t_0 załączony zostaje tranzystor Q_1 , natomiast przedtem przewodził tranzystor Q_2 . Napięcie kolektor-emiter tego tranzystora u_{CE1} spada więc do niskiej wartości, dużo mniejszej od U_{rect} . Pozwala to przyjąć, dla uproszczenia analizy, że $u_{CE1} \approx 0$. Wówczas, z napięciowego prawa Kirchhoffa, napięcie na tranzystorze Q_2 $u_{CE2} \approx U_{rect}$. Napięcie wyjściowe falownika u_{inv} stanowi różnicę napięć $u_{mp} - U_{cap}$, przy czym $u_{mp} = u_{CE2}$; w rozważanym momencie wynosi więc ono

$$u_{inv} = u_{mp} - U_{cap} = U_{rect} - \frac{U_{rect}}{2} = \frac{U_{rect}}{2} \quad (2.28)$$

2. Uzyskany wynik jest dodatni, co oznacza, że napięcie wyjściowe u_{inv} , podawane na obwód $T_{1A} - L_1$ – lampa, jest skierowane zgodnie ze strzałką na rys. 8. Tym samym układ wymusza przepływ dodatniego (tj. także w kierunku zgodnym ze strzałką na rys. 8) prądu wyjściowego i_{inv} . Jak ustalimy dalej, na koniec taktu załączenia tranzystora Q_2 prąd ten był ujemny, a więc musi on obecnie zmienić kierunek. Nie może się to jednak dokonać skokowo ze względu na obecność dławika L_1 , który dla częstotliwości przełączania falownika wykazuje dużą impedancję. Zmiana prądu ma więc charakter zbliżony do wykładniczego. W par. 2.4.c stwierdziliśmy jednak, że lampa i dławik tworzą też szeregowy obwód rezonansowy z kondensatorami C_1 i C_2 . Działanie tego obwodu staje się widoczne, jeżeli impedancja kondensatorów jest porównywalna z impedancją dławika – co wymaga małych pojemności. Wówczas przebieg prądu jest bardziej zbliżony do sinusoidalnego. Wpływ elementów C_3 i T_{1A} na obwód jest zanedbywalny ze względu na małe impedancje tych elementów: C_3 względem równoległej do niego lampy, a T_{1A} względem szeregowo włączonego dławika L_1 .
3. Szybkość narastania prądu wyjściowego jest więc określona głównie przez indukcyjność dławika, zgodnie z zależnością

$$\frac{di_{inv}}{dt} = \frac{u_{L1}}{L_1} = \frac{\frac{1}{2}U_{rect} - u_{fl}}{L_1} \quad (2.29)$$

Wartość maksymalna prądu $I_{inv(m)}$ to wartość, jaką prąd i_{inv} osiągnie w czasie jednego półokresu przełączania $T_s/2$. Zależy ona oczywiście od wyrażonej powyższym wzorem szybkości jego narastania. Tym samym dławik faktycznie pełni rolę ogranicznika prądu, a jego indukcyjność musi być tak dobrana, by przy danej częstotliwości przełączania uzyskać pożądaną amplitudę prądu.



Rys. 9. Przebiegi napięć i prądów w elektronicznym stateczniku półmostkowym zasilanym napięciowo

4. Jak stwierdziliśmy wyżej, prąd wyjściowy i_{inv} posiada początkowo wartość ujemną. Płyne więc w kierunku wstecznym dla tranzystora Q_1 , natomiast w kierunku przewodzenia równoległej do niego diody D_1 . Tranzystor BJT posiada wprawdzie zdolność przewodzenia wstecznego, jednak struktury wysokonapięciowe są wyraźnie asymetryczne (patrz instrukcja 5^A, podrozdz. 2.1), dlatego przy wymuszonej zamianie ról kolektora i emitera wzmocnienie prądowe jest niewielkie, a spadek potencjału dość duży. Zasadniczo za przewodzenie prądu i_{inv} w tej fazie odpowiada więc dioda D_1 , a $i_{D1} \approx -i_{inv}$.
5. Można jednak zauważyć przepływ pewnej części prądu i_{inv} w postaci wstecznego prądu kolektora i_{C1} , co oznacza, że tranzystor Q_1 pracuje w zakresie inwersyjnym. Skoro bowiem dioda D_1 przewodzi, to występujący na niej spadek potencjału stanowi ujemne napięcie u_{CE1} . Z kolei narastający prąd i_{inv} indukuje na uzwojeniu pierwotnym T_{1A} pewne dodatnie napięcie u_{T1A} , które transformowane jest na stronę wtórną jako

$$u_{T1B} = u_{T1A} \frac{n_s}{n_p} \quad (2.30)$$

gdzie n_p i n_s oznaczają liczbę zwojów uzwojeń T_{1A} i T_{1B} (patrz rys. 8). Ze względu na sposób włączenia początków uzwojeń, napięcie u_{T1B} ma taki sam zwrot jak u_{T1A} – jest więc obecnie także dodatnie. Skoro – jak stwierdziliśmy – napięcie $u_{CE1} < 0$, a $u_{T1B} > 0$, to potencjał bazy jest wyższy niż potencjał kolektora, a więc napięcie $u_{BC1} > 0$. Oznacza to, że złącze baza-kolektor tranzystora Q_1 jest polaryzowane napięciem dodatnim, a wobec tego znajduje się w stanie przewodzenia.

6. Prąd wyjściowy i_{inv} zmienia znak na dodatni w chwili t_1 . Kierunek ten jest wsteczny dla diody D_1 , która wobec tego wyłącza się. Przewodzenie prądu i_{inv} przejmuje natomiast w pełni tranzystor Q_1 , dla którego jest to kierunek przewodzenia. Kierunek i charakter zmiany prądu i_{inv} jest narzucony przez obwód mocy, a więc nie ulega zmianie. Tym samym obwód baza-emiter tranzystora Q_1 jest polaryzowany dodatnim napięciem u_{T1B} , czyli złącze baza-emiter znajduje się w stanie przewodzenia, a prąd bazy wynosi

$$i_{B1} = \frac{u_{T1B} - u_{BE1}}{R_{B1}} \quad (2.31)$$

Od wartości tego prądu zależy zakres pracy tranzystora: dopóki jest on mały, tranzystor pracuje w zakresie aktywnym, zaś odkąd osiągnie odpowiednio dużą wartość (zależną od prądu kolektora) – w zakresie nasycenia.

7. W chwili t_2 rozpoczyna się sekwencja prowadząca do kolejnego przełączenia tranzystorów, tj. wyłączenia Q_1 , a załączenia Q_2 . Odpowiedzialnym za to elementem jest transformator T_1 . We wspomnianej chwili jego prąd – a więc prąd wyjściowy i_{inv} – osiąga wartość I_{sat} , wywołującą nasycenie jego rdzenia. Stan ten oznacza spadek współczynnika sprzężenia rzeczywistego transformatora, a tym samym jego przekładnia napięciowa u_{T1B}/u_{T1A} spada znacznie poniżej wartości idealnej, tj. przekładni zwojowej n_s/n_p . Napięcie na uzwojeniu wtórnym u_{T1B} staje się więc mniejsze niż przewiduje wzór (2.30). W miarę upływu czasu spada ono coraz bardziej, jako że tranzystor Q_1 nadal przewodzi, a więc prąd i_{inv} nadal narasta, co wprowadza rdzeń transformatora w tym głębsze nasycenie.
8. Kiedy w chwili t_3 wymuszenie w obwodzie bazy u_{T1B} staje się mniejsze od napięcia przewodzenia złącza baza-emiter u_{BE1} , rozpoczyna się właściwy proces wyłączenia tranzystora Q_1 . Przy tym samo napięcie u_{BE1} na razie pozostaje prawie niezmiennione, gdyż złącze baza-emiter nadal przewodzi (podobnie jak dioda PIN podczas wyłączania – patrz instrukcja 1, rozdz. 2.2). Skoro $u_{T1B} < u_{BE1}$,

to – zgodnie ze wzorem (2.31) – prąd bazy i_B zmienia zwrot. Fizycznie przepływ ujemnego prądu bazy związany jest z usuwaniem nośników nadmiarowych z bazy i obszaru słabo domieszkowanego kolektora (znów podobnie jak w przypadku diody PIN).

9. W chwili t_4 koncentracja nośników nadmiarowych staje się na tyle niska, że tranzystor Q_1 wychodzi z zakresu nasycenia (lub quasi-nasycenia) do zakresu aktywnego, co oznacza wzrost napięcia kolektor-emiter u_{CE1} . Ostatecznie złącze baza-emiter wychodzi ze stanu przewodzenia w chwili t_5 , co oznacza przejście tranzystora w zakres odcięcia, w którym przewodzenie prądu między kolektorem a emiterem nie jest możliwe. Tym samym prąd kolektora i_{C1} spada do zera.

2.5.b. Zasada działania – takt 2

Wyłączenie tranzystora Q_1 kończy pierwszy takt pracy układu. Jego działanie w kolejnym takcie jest analogiczne, przy czym zmianie ulega przewodząca para łączników półprzewodnikowych.

10. Przepływ prądu wyjściowego i_{inv} nie może zostać przerwany ze względu na obecność dławika L_1 . Musi on więc zostać przejęty przez inny łącznik półprzewodnikowy. W chwili t_4 prąd i_{inv} jest dodatni, czyli płynie w kierunku wstecznym dla tranzystora Q_2 , ale w kierunku przewodzenia diody D_2 . Tym samym dioda ta przejmuje przewodzenie prądu wyjściowego.
11. Wyłączenie tranzystora Q_1 i załączenie diody D_2 zmienia układ napięć w obwodzie. Obecnie tranzystor Q_1 stanowi rozwarcie, zaś dioda D_2 – w uproszczeniu zwarcie, gdyż spadek potencjału na niej jest dużo mniejszy od U_{rect} . Wobec tego $u_{mp} = u_{CE2} \approx 0$, $u_{CE1} \approx U_{rect}$, zaś

$$u_{inv} = u_{mp} - U_{cap} = 0 - \frac{U_{rect}}{2} = -\frac{U_{rect}}{2} \quad (2.32)$$

12. Jak widać, w przedziale od t_4 do t_5 napięcie wyjściowe zmienia swój znak na ujemny. Oznacza to zmianę wymuszenia w obwodzie lampy. Obecnie wymuszony jest ujemny kierunek prądu wyjściowego i_{inv} , przy czym do stanu tego prąd będzie dążyć w przybliżeniu wykładniczo (patrz pkt 2).
13. Opadający prąd i_{inv} indukuje ujemne napięcie u_{T1A} , które przenosi się na uzwojenia wtórne jako u_{T1B} i u_{T1C} . Ze sposobu włączenia początków uzwojeń wynika, że obecnie $u_{T1B} < 0$ – a więc złącze baza-emiter tranzystora Q_1 polaryzowane jest w kierunku zaporowym (tym samym $i_B = 0$, więc $u_{BE1} = u_{T1B}$); natomiast $u_{T1C} > 0$, co powoduje spolaryzowanie złącza baza-kolektor tranzystora Q_2 w kierunku przewodzenia analogicznie do pkt. 5 i pracę tego tranzystora w zakresie inwersyjnym. Uzwojenia T_{1B} i T_{1C} są identyczne, jedynie przeciwnie skierowane; wobec tego przebieg napięcia u_{T1C} jest identyczny jak u_{T1B} , jedynie z przeciwnym znakiem – odbity względem osi czasu.
14. Transformator T_1 posiada rdzeń o prostokątnej pętli histerezy. Oznacza to, że wchodzi on w nasycenie dość nagle po przekroczeniu wartości prądu I_{sat} , a wychodzi po spadku prądu poniżej pewnej niższej wartości I_{des} . Dochodzi do tego na pewno przed chwilą t_6 , skoro w chwili tej prąd i_{inv} ma już wartość 0. Wraz z dalszym opadaniem prądu, współczynnik sprzężenia transformatora rośnie, co powoduje narastanie napięcia u_{T1C} .
15. W chwili t_6 (analogicznie do t_1 – pkt 6) przewodzenie prądu przejmuje od diody D_2 tranzystor Q_2 , który pracuje odtąd w zakresie aktywnym, a następnie – ze wzrostem prądu bazy – w zakresie nasycenia.
16. W chwili t_7 (analogicznie do t_2 – pkt 7) ujemny prąd i_{inv} osiąga wartość $-I_{sat}$, co powoduje wejście rdzenia transformatora w nasycenie, bowiem jego charakterystyka jest symetryczna względem prądu. Tym samym rozpoczyna się

sekwencja wyłączenia tranzystora Q_2 (analogiczna do pkt. 7–9), kończąca się w chwili t_9 .

17. Analogicznie do pkt. 10–12, wyłączenie tranzystora Q_2 powoduje załączenie diody D_1 , a w konsekwencji zmianę znaku napięcia wyjściowego u_{inv} na dodatni i kierunku zmian prądu wyjściowego i_{inv} na rosnący. Tym samym cykl pracy układu rozpoczyna się od nowa jak w chwili t_0 .

Jak wynika z przeprowadzonej analizy, okres przełączania o długości T_s jest podzielony na dwa takty: załączenia tranzystora Q_1 i załączenia tranzystora Q_2 . Jeżeli rdzeń transformatora jest symetryczny, tj. nasycenie dla wartości dodatnich i ujemnych prądu następuje przy tej samej wartości I_{sat} , oraz jeżeli tranzystory Q_1 i Q_2 mają identyczne parametry, tj. wykazują taki sam spadek potencjału u_{CE} w stanie załączenia, a ich wyłączenie trwa taki sam czas ($t_5 - t_3$) – to czas trwania załączenia obu tranzystorów jest również identyczny. Tym samym **oba takty mają tę samą długość**, a więc przebieg napięcia wyjściowego u_{inv} jest prostokątny, czyli posiada współczynnik wypełnienia 0,5.

W powyższej sytuacji prąd wyjściowy i_{inv} ma w obu taktach identyczny (jedynie odwrócony) przebieg i jest symetryczny względem zera. Oznacza to, że jego składowa stała jest zerowa. W układzie rzeczywistym szczególnie parametry tranzystorów mogą się różnić, składowa stała prądu musi być jednak nadal zerowa dzięki wybranej topologii półmostka (patrz par. 2.3.a). Asymetria przejawia się natomiast w nierównomiernym podziale napięcia U_{rect} między kondensatory C_1 i C_2 .

2.5.c. Mechanizm zapłonu

Po załączeniu zasilania (czyli przyłączeniu źródła U_{rect} do wejścia układu), zanim ustali się tryb pracy opisany w poprzednim paragrafie, należy doprowadzić do zapłonu lampy. W chwili początkowej jest ona zimna, a napięcie na jej zaciskach jest stosunkowo niskie. Może ono wynosić co najwyżej $U_{rect}/2$, bowiem prawa (na rys. 8) elektroda lampy ma stały potencjał $U_{cap} = U_{rect}/2$, zaś na jej lewej elektrodzie może wystąpić potencjał między 0 a U_{rect} (wynikać on będzie z obecności dodatkowych elementów nie uwidocznionych na rys. 8). Oznacza to ok. 160 V przy zasilaniu poprzez prostownik z sieci 230 V. W związku z tym elektrody lampy praktycznie nie emitują elektronów oraz nie występują warunki konieczne do zapłonu łuku wewnątrz niej, czyli odpowiednio wysokie napięcie. Z braku emisji wynika **brak przepływu prądu przez lampę**, co oznacza, że stanowi ona dużą rezystancję, którą w uproszczeniu można traktować jak rozwarcie.

W obwodzie może jednak płynąć **prąd przemienny, który omija lampę przez równoległy do niej kondensator C_3** . Jego przemiennosc wynika z naprzemiennego przełączania tranzystorów Q_1 i Q_2 pracujących w układzie półmostka – analogicznie do prądu lampy po jej zapłonie (patrz par. 2.5.a–2.5.b). Prąd ten płynie w prawie bezstratnym (z uwagi na dużą rezystancję lampy) **obwodzie rezonansowym**, którego parametry narzucają dławik L_1 i kondensator C_3 . Jak stwierdziliśmy w par. 2.5.a, uzwojenie T_{1A} nie ma dużego wpływu na parametry tego obwodu, gdyż jego impedancja jest mniejsza niż dławika L_1 . Analogicznie nie mają go również kondensatory C_1 i C_2 , gdyż ich pojemność jest większa niż C_3 , zaś impedancja kondensatora jest odwrotnie proporcjonalna do pojemności.

Parametry całego układu są tak wzajemnie dobrane, aby **częstotliwość przełączania tranzystorów podczas zapłonu**, wynikająca – jak już wiemy – z nasycania rdzenia transformatora przez prąd obwodu rezonansowego, **była bliska częstotliwości rezonansowej** tegoż obwodu. W konsekwencji pracy w pobliżu rezonansu, na kondensatorze szeregowego obwodu rezonansowego (w naszym przypadku C_3) wytwarza się napięcie wielokrotnie wyższe od napięcia zasilania tego obwodu (w naszym przypadku U_{rect}). Tymczasem, ponieważ lampa włączona jest równoległe do kondensatora C_3 , występuje na niej to samo napięcie. Tym samym odpowiednio zaprojektowany obwód wywoła na lampie napięcie **wyższe od napięcia jonizacji**, co doprowadzi do jej zapłonu.

Dodatkowo z rys. 8 wynika, że prąd obwodu rezonansowego po drodze do kondensatora C_3 **przepływa przez elektrody lampy**. Elektrody te posiadają pewną rezystancję, a więc przepływ prądu powoduje wydzielanie w nich ciepła i ich podgrzanie. Dzięki temu uzyskujemy korzystny dla lampy **zapłon na gorąco** – wzmagają się emisja elektronów, a napięcie zapłonu obniża się, przez co jest on łatwiejszy do wywołania i w mniejszym stopniu negatywnie oddziałuje na lampę (patrz par. 2.2.b).

Po zapłonie częstotliwość rezonansowa obwodu ulega modyfikacji, gdyż rezystancja lampy radykalnie spada. Impedancja kondensatora C_3 jest większa od rezystancji zapalanej lampy, w związku z czym element ten traci decydujący wpływ na prąd w obwodzie. Jak stwierdziliśmy w par. 2.5.a, kluczowym elementem staje się dławik L_1 . Wobec tego zmianie ulega szybkość zmian prądu, a w konsekwencji – częstotliwość przełączania tranzystorów, gdyż rdzeń transformatora T_1 nasycy się po upływie odmiennego czasu. W poprawnie zaprojektowanym układzie te dwie nowe częstotliwości (rezonansowa i przełączania) różnią się od siebie na tyle, że **układ pracuje daleko od rezonansu** i przestaje wytwarzać wysokie napięcie na lampie. Jest ono już niepotrzebne, gdyż emisję elektronów w lampie podtrzymuje przepływający przez nią prąd. W ten sposób układ przechodzi do swojego podstawowego trybu pracy, opisanego w par. 2.5.a–2.5.b.

2.5.d. Rozruch falownika

Pozostaje jeszcze wyjaśnić, w jaki sposób dochodzi do zapoczątkowania naprzemiennego załączania tranzystorów. Do realizacji tego celu konieczna jest obecność wspomnianych w par. 2.5.c dodatkowych elementów, a ponieważ istnieją w tym aspekcie **różne rozwiązania szczegółowe**, niezbędne jest odwołanie się do konkretnego układu. Jednym z możliwych jest statecznik badany w niniejszym ćwiczeniu, którego schemat przedstawia rys. 14 (s. 46).

Kiedy załączone zostaje zasilanie U_{rect} , początkowo **potencjał punktu środkowego** ramienia u_{mp} **zostaje podciągnięty do napięcia U_{rect} przez opornik R_3** . Z kolei przez opornik R_2 **ładowany jest kondensator C_5** . Kiedy napięcie na nim przekroczy napięcie przełączania diaka D_4 o napięcie progowe złącza baza-emiter tranzystora Q_2 , diak załącza się. Dochodzi wówczas do rozładowania kondensatora w obwodzie $C_5 - D_4 - Q_2 - R_{E2}$. Tym samym **złącze baza-emiter tranzystora Q_2 zostaje wysterowane prądem płynącym z kondensatora**. W ten sposób dochodzi do załączenia tego tranzystora, a potencjał u_{mp} po raz pierwszy zmienia się z U_{rect} na wartość bliską zera (równą sumie spadków potencjału na tranzystorze – u_{CE2} i na oporniku R_{E2}).

Załączenie tranzystora Q_2 wywołuje przeładowanie obwodu rezonansowego poprzez przepływ prądu w gałęzi wyjściowej półmostka (C_1 i $C_2 - C_3 - L_1 - T_{1A} - Q_2 - R_{E2}$). Przy odpowiednio dobranych parametrach tego obwodu, w odpowiedniej chwili prąd osiągnie wartość nasycenia rdzenia transformatora I_{sat} . Doprowadzi to do wyłączenia tranzystora Q_2 , a załączenia Q_1 na zasadzie opisanej w par. 2.5.a. W analogiczny sposób dojdzie następnie do ponownego załączenia tranzystora Q_2 . Układ **zacznie więc działać w sposób okresowy**, a obwód rezonansowy będzie pobudzany przemiennym napięciem u_{mp} o częstotliwości wynikającej z parametrów tego obwodu. W ten sposób dojdzie do zapłonu lampy (patrz par. 2.5.c).

Po inicjacji przełączania, elementy R_2 i C_5 nie powinny mieć dalszego wpływu na działanie układu. Po załączeniu tranzystora Q_2 , kondensator C_5 zostaje szybko **całkowicie rozładowany przez diodę D_3** , obwód kolektor-emiter tranzystora Q_2 i opornik R_{E2} o niewielkiej rezystancji. W czasie wyłączenia tranzystora Q_2 następuje wprawdzie ponowne ładowanie kondensatora, ale stała czasowa obwodu R_2C_5 jest dużo większa od okresu przełączania tranzystorów. Dlatego zanim naładuje się on do napięcia przełączania diaka, zostaje on ponownie rozładowany przez diodę D_3 w kolejnym takcie przewodzenia tranzystora Q_2 .

3. Prostowniki

3.1. Charakterystyka ogólna

3.1.a. Funkcja i zastosowanie prostowników

Źródłem energii dla układów elektronicznych jest najczęściej jedno- lub trójfazowa **sieć energetyczna niskiego napięcia przemiennego**. W Europie parametry znamionowe sieci niskiego napięcia to: skuteczne napięcie fazowe 230 V i częstotliwość 50 Hz (w Ameryce i Japonii: 120 V, 60 Hz). Jednakże bardzo często rozważane układy **muszą być zasilane napięciem stałym**. Jest ono wymagane przez większość nowoczesnego sprzętu domowego i biurowego. Zawiera on bowiem cyfrowe bloki sterowania, wymagające zasilania napięciem stałym.

Dlatego też niezbędne jest stosowanie odpowiednich przekształtników energii elektrycznej – **przekształtników AC-DC** zwanych też *prostownikami*. Jak wiadomo, rolą tych układów jest przekształcanie energii związanej ze składową przemienną prądu i napięcia na energię związaną ze składową stałą prądu i napięcia. **Z reguły kluczową wielkością** zarówno wejściową, jak i wyjściową, **jest napięcie**. Natomiast pobór i wydawanie prądu wynika z tego napięcia i charakterystyk odbiornika.

Wbrew potocznemu rozumieniu, prostownik **nie musi wytwarzać napięcia stałego**. Definicja przekształtnika AC-DC mówi jedynie o tym, że **decydująca część mocy czynnej wyjściowej** ma być związana ze składową stałą. Rozważany w niniejszym ćwiczeniu układ statecznika jest właśnie przykładem aplikacji nie wymagającej napięcia stałego. Wystarczy, że napięcie nie spadnie nigdy poniżej poziomu powodującego wyłączenie lampy. To bowiem spowodowałoby jej migotanie z częstotliwością 100 Hz (patrz paragraf 2.2.e). Z punktu widzenia kosztów i wymiarów prostownika, brak wymagania stałości napięcia wyjściowego jest korzystny. Bowiemy parametry te silnie rosną wraz z wymaganą skutecznością filtracji.

Istnieją również układy w ogóle **nie wymagające filtracji**. Napięcie może się w nich zmieniać dokładnie tak, jak napięcie wejściowe – z jednym wyjątkiem. Musi to być **napięcie jednobiegunowe**, a nie dwubiegunowe, tj. jego polaryzacja (znak, zwrot) nie może się zmieniać. Takie wymaganie narzucają niektóre układy oparte na łącznikach półprzewodnikowych pozbawionych sterowalności przy polaryzacji wstecznej. Na przykład, jeżeli dany łącznik pozbawiony jest stanu zaworowego (jak tranzystor MOSFET), to zasilenie obwodu mocy napięciem dwubiegunowym powodowałoby w każdym półokresie ujemnym automatyczne załączenie tego łącznika – co niekoniecznie jest pożądane. Natomiast zasilenie obwodu mocy napięciem jednobiegunowym pozwala na kontrolowane załączanie łącznika w każdym półokresie.

W najprostszym przypadku prostownik realizuje więc **funkcję modułu** (wartości bezwzględnej). Napięcie jednobiegunowe uzyskane z dwubiegunowego nazywamy **napięciem wyprostowanym**. Można udowodnić, że już przy napięciu wyjściowym będącym tylko wartością bezwzględną napięcia przemiennego, decydująca część mocy czynnej związana jest ze składową stałą. Część ta staje się tym większa, im lepsza filtracja napięcia, tj. im większa jego stałość w czasie.

3.1.b. Podział

Podstawowy podział prostowników opiera się o dwie rodziny topologii (struktur połączeń między łącznikami półprzewodnikowymi). Według tego kryterium wyróżniamy:

- 1) **prostowniki jednokierunkowe (gwiazdowe)** – w których gałęzie z łącznikami zbiegają się w jednym punkcie. Najprostszym przykładem jest jedna gałąź z jednym zaworem (potocznie *prostownik jednopółkowy*);
- 2) **prostowniki dwukierunkowe (mostkowe)** – w których gałęzie z zaworami półprzewodnikowymi tworzą mniej lub bardziej skomplikowane połączenia mostkowe (patrz paragraf 2.4.c). Najprostszym przykładem jest popularny prostownik o topologii *mostka Graetza* z czterema łącznikami.

Duża część prostowników energetycznych – tj. realizujących faktycznie przetwarzanie energii elektrycznej – pracuje z częstotliwością sieciową 50 Hz (60 Hz). W odniesieniu do związanego z nią okresu 20 ms (16⅔ ms), nawet najpowolniejsze przyrządy półprzewodnikowe mocy przełączają się dużo szybciej (1–10 μs dla przyrządów mniejszej mocy). Dlatego do zastosowań w tego typu przekształtnikach znakomicie nadają się:

- 1° **diody** w wykonaniu niskiej częstotliwości – tzw. *diody prostownicze częstotliwości sieciowej* (ang. *line-frequency rectifier diodes, line-frequency rectifiers*);
- 2° **tyrystory** w wykonaniu niskiej częstotliwości – tzw. *tyrystory częstotliwości sieciowej* (ang. *phase-control thyristors*).

Zaletą tych przyrządów są przede wszystkim: niska cena oraz niski spadek potencjału w stanie załączenia i niska rezystancja dynamiczna (szybkość wzrostu napięcia w funkcji prądu), co wynika z bipolarnego przewodnictwa.

Diody i tyrystory różnią się głównie możliwością sterowania. Wypływa z tego kolejne kryterium podziału:

- 1) **prostowniki niesterowane** – to układy, w których nie można sterować mocą wyjściową, a wynika ona wyłącznie z parametrów źródła i odbiornika. Są to oczywiście układy diodowe;
- 2) **prostowniki sterowane** – to układy, w których możliwa jest zmiana mocy wyjściowej (zwykle poprzez stosunek napięcia wyjściowego do napięcia wejściowego). Są to oczywiście układy tyrystorowe.

W ćwiczeniu 2 stwierdziliśmy, że zasada działania – w tym sterowania – tyrystorów dwukierunkowych predestynuje je do zastosowań w sterownikach prądu przemiennego. Jak zobaczymy, zasada działania tyrystorów konwencjonalnych (jednokierunkowych, SCR) sprawia, że znakomicie nadają się one do stosowania w prostownikach.

Układy prostownikowe wchodzą także w skład transformatorowych przetwornic prądu stałego, gdzie odpowiadają za ponowne wytworzenie składowej stałej po stronie wtórnej transformatora. W tych przekształtnikach energia przenoszona jest poprzez przebiegi wysokiej częstotliwości. Dlatego też stosowane muszą być w nich droższe *diody szybkie* (ang. *fast diodes, fast rectifiers*). W tym przypadku spotykane są zwykle najprostsze układy jednofazowe gwiazdowe – z 1 lub 2 łącznikami diodowymi. Do działania przetwornic niezbędna jest obecność tranzystorów, które realizują funkcję sterowania mocą. Nie stanowi więc ona zadania prostownika, a tym samym stosowanie tyrystorów nie ma uzasadnienia.

Układy o topologii prostowników są również wykorzystywane do przetwarzania sygnałów, tj. przebiegów niosących nie energię, ale informację. Sygnały te mogą mieć wysoką częstotliwość, co wymaga stosowania przyrządów szybkich. Jednak prostownik nie jest wówczas układem mocy, dlatego ten przypadek nie jest przedmiotem naszego zainteresowania.

3.1.c. Parametry

Istotnym parametrem prostowników jest **liczba tętnieniowa p** (lub *liczba impulsów*, ang. *pulse number*). Mówi ona, ile razy w okresie napięcia wejściowego prąd jest przełączany między łącznikami wchodzącymi w skład przekształtnika. Jest to jednocześnie liczba impulsów prądu przekształtnika w okresie napięcia wejściowego.

Fakt **zmienności napięcia wyjściowego** prostownika nazywany **tętnieniem** (ang. *ripple*). Ten sam termin jest również używany jako potoczna nazwa parametru opisującego wielkość tej zmienności. Nie jest to jednak jednoznaczne, gdyż może chodzić o jeden z trzech parametrów przebiegu: wartość międzyszczytową $U_{o(pp)}$, amplitudę $U_{o(m)}$ lub wartość skuteczną (składowej przemiennej) $U_{o(a)(rms)}$. Tętnienie najczęściej podaje się w postaci względnej – odniesione do składowej stałej $U_{o(0)}$. Stosunek ten nazywa się **współczynnikiem tętnienia** (ang. *ripple factor*). Można go zdefiniować w oparciu o każdy z trzech podanych wyżej parametrów bezwzględnych przebiegu.

W niniejszym ćwiczeniu tętnienie będziemy opisywać za pomocą wartości międzyszczytowej jako najłatwiejszej do pomiaru oscyloskopem. W związku z tym przyjmujemy definicję współczynnika tętnienia w postaci

$$r_{uo} = \frac{\Delta U_{o(pp)}}{U_{o(0)}} \quad (3.1)$$

przy czym **wartość międzyszczytowa** (ang. *peak-to-peak value*) dowolnego przebiegu x równa jest z definicji

$$x_{pp} = x_{pk} - x_{val} \quad (3.2)$$

gdzie x_{pk} – wartość szczytowa przebiegu x , x_{val} – wartość siodła przebiegu x . Biorąc pod uwagę, że składowa stała równa jest wartości średniej $U_{o(av)}$, wzór (3.1) można zapisać w postaci

$$r_{uo} = \frac{U_{o(pp)}}{U_{o(av)}} = \frac{u_{o(pk)} - u_{o(val)}}{U_{o(av)}} \quad (3.3)$$

Z punktu widzenia **łącników półprzewodnikowych** istotne są natomiast **wartości robocze** (tj. występujące podczas normalnej pracy układu) prądów przez nie płynących i napięć na nich blokowanych. Zasadniczo wartości te narzucone są przez wejście i wyjście przekształtnika, przy czym dla typowych topologii są one proporcjonalne odpowiednio do prądu i napięcia wyprostowanego (wyjściowego). Odpowiednie współczynniki proporcjonalności dla podstawowych układów prostownikowych, uzyskane drogą analityczną, podaje się w tabelach.

3.2. Działanie najprostszych prostowników diodowych

3.2.a. Układ gwiazdowy jednopulsowy

Działanie mostka Graetza występującego w aplikacji badanej w niniejszym ćwiczeniu łatwiej będzie zrozumieć, jeżeli zaczniemy od prostownika najprostszego. Jest nim układ gwiazdowy złożony z jednej tylko gałęzi, przedstawiony na rys. 10a. Zawiera on jeden łącznik niesterowalny – diodę. Odbiornik – o którym dla uproszczenia zakładamy, że ma charakter rezystancyjny – reprezentowany jest przez opornik R_L .

Przyjmijmy dla ustalenia uwagi, że przekształtnik ten zasilany jest z jednej z faz sieci niskiego napięcia, którą będzie reprezentować idealne źródło napięciowe. Napięcie u_i jest więc napięciem fazowym, o wartości skutecznej $U_i = 230 \text{ V}$ i częstotści $\omega = 2\pi f = 100\pi \text{ Hz}$. Równanie napięcia wejściowego ma więc postać (patrz rys. 10b)

$$u_i = \sqrt{2}U_i \sin \omega t \quad (3.4)$$

Amplituda napięcia sieci jest o 2–3 rzędy wielkości większa od napięcia progowego diody i od napięcia na niej w stanie załączenia. Dlatego wielkości te możemy uznać za zaniedbywalnie małe – bliskie zera. Przy tym założeniu, w pomijalnie krótkim czasie od przejścia sinusoidy napięcia u_i przez zero następuje **załączenie diody**, w wyniku czego

$$u_{D1} \approx 0 \quad (3.5)$$

Można więc uznać, że **wyjście jest zwarte do wejścia** i napięcie wyjściowe u_o jest równe (rys. 10b)

$$u_o = u_i - u_{D1} = u_i \quad (3.6)$$

Z prawa Ohma prąd wyjściowy i_o wynosi

$$i_o = i_{D1} = i_i = \frac{u_o}{R_L} \quad (3.7)$$

Zwróćmy uwagę, że w tym układzie prąd wyjściowy, prąd łącznika i prąd wejściowy są sobie równe.

Kiedy napięcie źródła przechodzi na wartości ujemne, napięcie na diodzie staje się również ujemne. **Dioda wyłącza się**, co – jak stwierdziliśmy – dzieje się w czasie niezauważalnym w skali okresu sieci. W układzie **nie płynie więc prąd**, a całe **napięcie wejściowe odłoży się na blokującej diodzie** (rys. 10b):

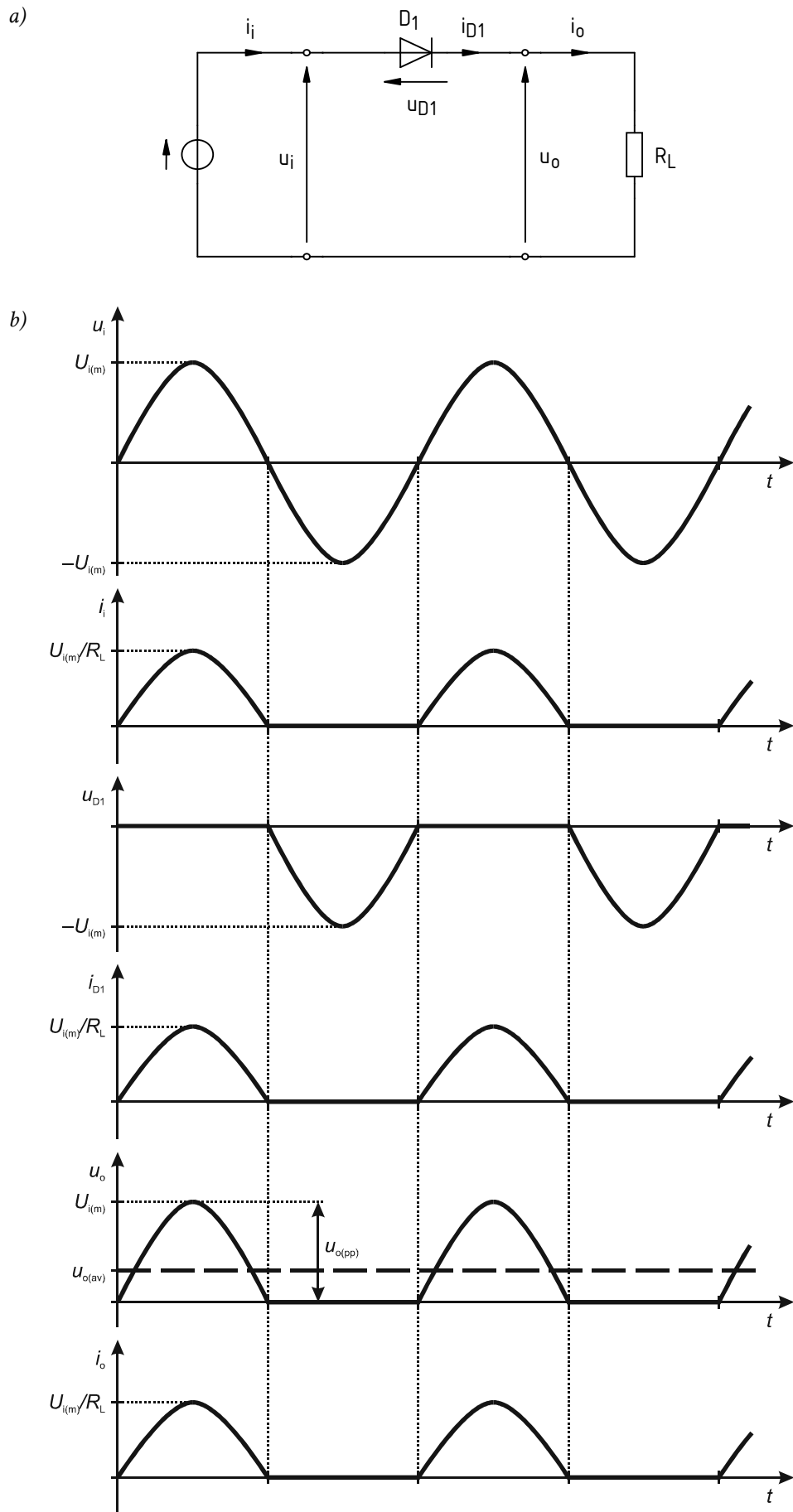
$$i_o = i_{D1} = i_i = 0 \quad (3.8)$$

$$u_o = i_o R_L = 0 \quad (3.9)$$

$$u_{D1} = u_i - u_o = u_i \quad (3.10)$$

Praca układu jest więc **dwutaktowa**:

- 1) takt pierwszy odpowiada dodatniemu półokresowi napięcia wejściowego; dioda jest wówczas załączona;
- 2) takt drugi odpowiada ujemnemu półokresowi napięcia wejściowego; dioda jest wówczas wyłączona.



Rys. 10. Niesterowany prostownik gwiazdowy jednopulsowy: a) schemat; b) przebiegi napięć i prądów

W jednym okresie napięcia wejściowego prąd jest załączany tylko raz i brak jest przełączenia do jakiegokolwiek innego łącznika (w obwodzie jest bowiem tylko jeden łącznik). W związku z tym rozważany **prostownik jest jednopulsowy** (liczba tętnieniowa $p = 1$). Zgodnie z przedstawioną w paragrafie 3.1.c interpretacją liczby tętnieniowej, **w jednym okresie napięcia wejściowego występuje jeden impuls prądu wyjściowego**, co widać na rys. 10b.

W tym układzie średnie napięcie wyjściowe wynosi

$$U_{o(av)} = \frac{1}{T} \int_T u_o dt = \frac{1}{T} \left(\int_0^{T/2} u_i dt + \int_{T/2}^T 0 dt \right) = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} U_{i(m)} \sin \omega t dt = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} U_{i(m)} \sin \frac{2\pi t}{T} dt = \quad (3.11)$$

$$= \frac{U_{i(m)}}{T} \left[-\frac{T}{2\pi} \cos \frac{2\pi t}{T} \right]_0^{T/2} = -\frac{U_{i(m)}}{2\pi} (\cos \pi - \cos 0) = -\frac{U_{i(m)}}{2\pi} (-1 - 1) = \frac{1}{\pi} U_{i(m)}$$

Z kolei wartość międzyszczytowa wynosi $U_{i(m)}$ (patrz rys. 10b). Stąd **współczynnik tętnienia** napięcia wyjściowego

$$r_{uo} = \frac{U_{o(pp)}}{U_{o(av)}} = \frac{U_{i(m)}}{\frac{1}{\pi} U_{i(m)}} = \pi = 3,14 \quad (3.12)$$

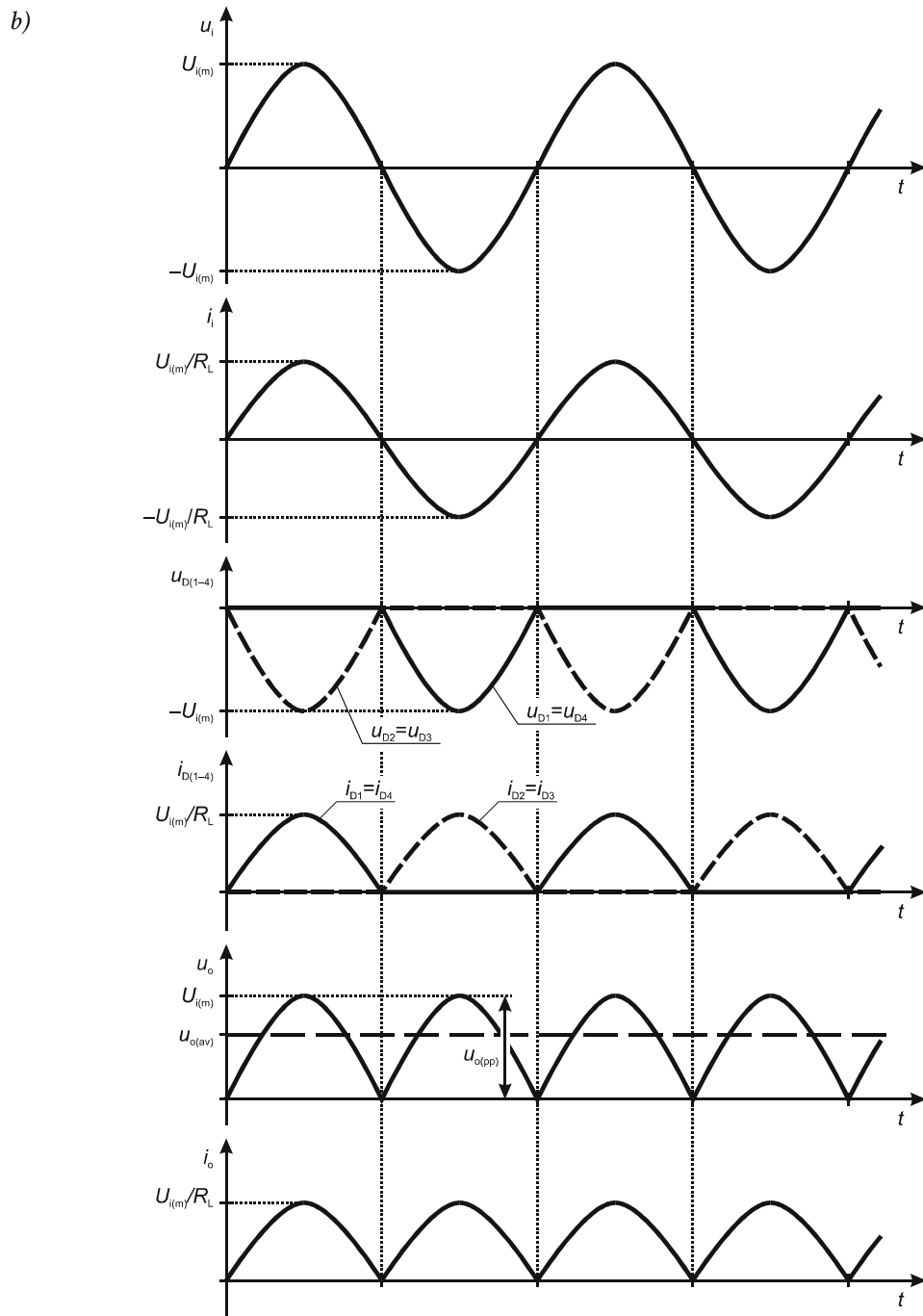
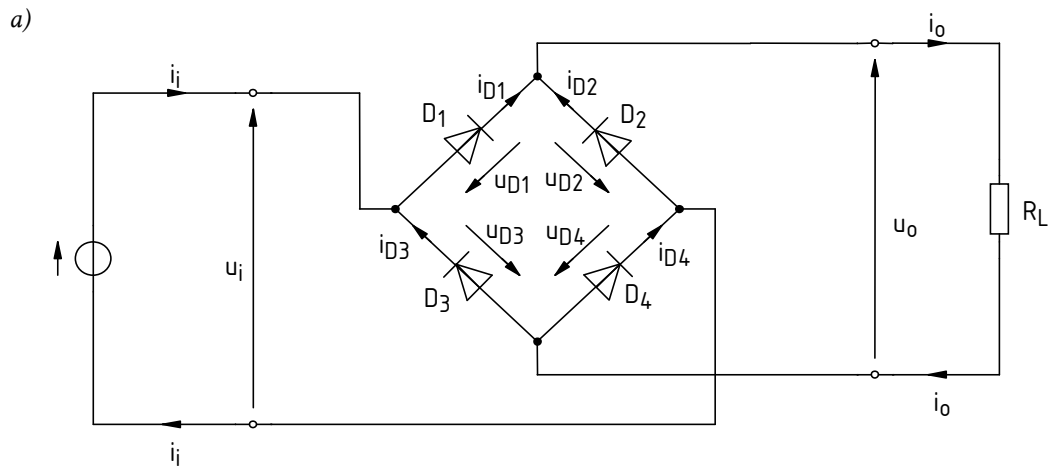
3.2.b. Mostek Graetza

Wadą prostownika jednopulsowego jest przewodzenie wyłącznie w jednym półokresie napięcia wejściowego. Jest to problemem:

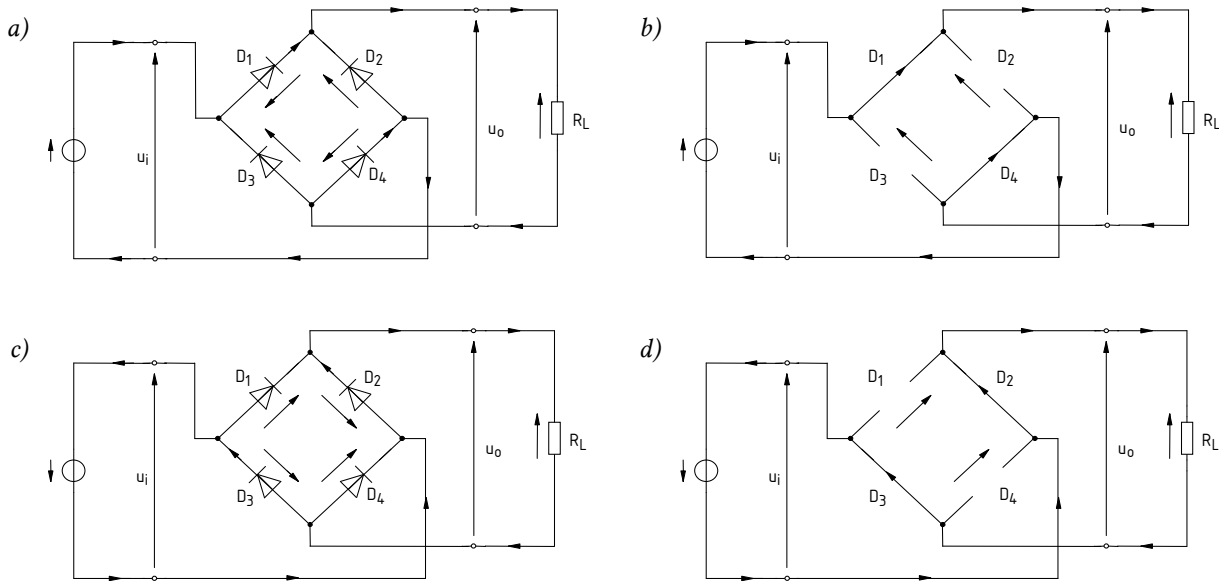
- 1° od strony wyjścia – gdyż przez połowę czasu brak dopływu energii. Ewentualny zbiornik energii na czas nieprzewodzenia (np. kondensator) musiałby więc mieć bardzo dużą pojemność;
- 2° od strony wejścia – gdyż prąd płynie zawsze w tę samą stronę, co oznacza niezerową składową stałą. Składowa stała ma negatywny wpływ na działanie układów z transformatorami, gdyż powoduje niekorzystne podmagnesowywanie rdzeni; tymczasem transformatory są powszechnie stosowane w sieci energetycznej i w układach z niej zasilanych.

Wadę 2 eliminuje, zaś wadę 1 redukuje układ nazywany **mostkiem Graetza**. Zawiera on 4 łączniki połączone jak na rys. 11a (wersja niesterowana – diodowa). W działaniu tego układu można również wyróżnić dwa takty. W analizie działania oprzemy się na przebiegach zamieszczonych na rys. 11b. Schemat układu z uwzględnieniem rzeczywistych zwrotów prądów i napięć przedstawiono na rys. 12a i 12c. Natomiast schematy równoważne, na których diody zastąpiono łącznikami idealnymi w odpowiednim stanie (zwarcie lub rozwarcie), przedstawiono odpowiednio na rys. 12b i 12d.

1. Kiedy napięcie wejściowe u_i jest dodatnie, diody D_1 i D_4 są spolaryzowane w kierunku przewodzenia (rys. 12a). Kiedy tylko napięcie to przekroczy sumę napięć progowych tych diod (a więc prawie zero), diody D_1 i D_4 zaczynają przewodzić. Prąd płynie zgodnie z kierunkiem strzałek od dodatniego bieguna źródła przez D_1 do odbiornika R_L i dalej przez D_4 do ujemnego bieguna źródła. Załączone diody D_1 i D_4 **można traktować jak zwarcia** (rys. 12b). W związku z tym anoda diody D_3 jest zwarta przez diodę D_4 do ujemnego bieguna źródła u_s . Jej katoda jest zaś na stałe połączona z dodatnim biegunem źródła. Tym samym jest ona spolaryzowana zaporowo. Tak samo spolaryzowana jest dioda D_2 . Jej anoda jest połączona na stałe z biegunem ujemnym, zaś katoda jest w rozważanej chwili zwarta do bieguna dodatniego przez załączoną diodę D_1 . Diody D_2 i D_3 są więc wyłączone, a na każdej z nich panuje napięcie wsteczne równe co do wartości napięciu źródła (patrz rys. 11b – linie kreskowe). Oczywiście nie płynie przez nie żaden prąd.



Rys. 11. Niesterowany prostownik mostkowy (mostek Graetza): a) schemat; b) przebiegi napięć i prądów



Rys. 12. Mostek Graetza w dwóch taktach pracy z uwzględnieniem rzeczywistych zwrotów napięć i prądów (oprócz strzałek u_i i u_o , które są zawsze zgodne z rys. 11) oraz po przybliżeniu diod łącznikami idealnymi: a, b) dodatni półokres napięcia wejściowego u_i ; c, d) ujemny półokres napięcia wejściowego u_i

Również odbiornik R_L jest zwarty przez diody D_1 i D_4 do źródła u_s . Wynika z tego, że $u_o = u_i$. Prąd wyjściowy i_o zgodnie z prawem Ohma wynosi u_o/R_L – jest więc proporcjonalny do napięcia u_i (patrz rys. 11b). Ponieważ prąd ten płynie w pętli obejmującej cały obwód, więc $i_i = i_{D1} = i_{D4} = i_o$.

Rzeczywiste zwroty napięć i prądów są więc zgodne z rys. 11a oprócz napięć na diodach D_2 i D_3 , które są polaryzowane wstecznie. Przedstawiają to rys. 12a i 12b.

2. Kiedy napięcie wejściowe u_i jest ujemne (tj. ma zwrot przeciwny do strzałkowania na rys. 11a), sytuacja jest odwrotna. Diody D_2 i D_3 są polaryzowane w kierunku przewodzenia, w wyniku czego załączają się (rys. 12c). Z kolei diody D_1 i D_4 są polaryzowane w kierunku zaporowym, w wyniku czego wyłączają się. Ujemne napięcie na diodach D_1 i D_4 jest równe co do wartości napięciu u_i , gdyż załączone diody D_2 i D_3 odpowiednio zwierają katodę diody D_1 i anodę D_4 (rys. 12d).

Diody D_2 i D_3 zwierają również odbiornik R_L do źródła wejściowego. Czynią to w taki sposób, że górna końcówka odbiornika jest nadal (jak w taktach 1) zwierana do bieguna źródła o wyższym potencjale (czyli obecnie bieguna dolnego). Napięcie u_o jest więc co do wartości równe u_i , ale ma znak dodatni.

Ze względu na stale dodatnią polaryzację napięcia u_o , również prąd i_o **płynie w obu taktach w tę samą stronę** – w kierunku zgodnym ze strzałkowaniem na rys. 11a (patrz rys. 11b i 12). Obecnie – w odróżnieniu od prostownika gwiazdowego jednopulsowego – prąd ten płynie **w obu półokresach**, raz przez jedną, raz przez drugą parę diod. W każdym okresie napięcia wejściowego następują dwa przełączenia prądu: do pary gałęzi D_1, D_4 , a następnie do pary gałęzi D_2, D_3 . W związku z tym liczba tętnieniowa wynosi 2, a prostownik nazywamy **dwupulsowym**. Na każdy okres napięcia wejściowego przypadają w nim dwa sinusoidalne impulsy prądu wyjściowego.

Również prąd wejściowy płynie w obu półokresach. Kierunek tego prądu jest z kolei zmienny, zawsze zgodny z kierunkiem napięcia wejściowego (patrz rys. 12). Ze względu na symetrię działania układu w obu taktach, przebieg prądu i_i co do wartości jest w obu półokresach taki sam; zmienia się tylko jego znak (patrz rys. 11b). Oznacza to, że wartość średnia, czyli **składowa stała, jest zerowa**.

W tym układzie średnie napięcie wyjściowe wynosi

$$\begin{aligned}
 U_{o(av)} &= \frac{1}{T} \int_T u_o dt = \frac{1}{T} \left(\int_0^{T/2} u_i dt + \int_{T/2}^T (-u_i) dt \right) = \frac{1}{T} \left(\int_0^{T/2} U_{i(m)} \sin \omega t dt - \int_{T/2}^T U_{i(m)} \sin \omega t dt \right) = \\
 &= \frac{1}{T} \left(\int_0^{T/2} U_{i(m)} \sin \frac{2\pi t}{T} dt - \int_{T/2}^T U_{i(m)} \sin \frac{2\pi t}{T} dt \right) = \\
 &= \frac{U_{i(m)}}{T} \left(\left[-\frac{T}{2\pi} \cos \frac{2\pi t}{T} \right]_0^{T/2} - \left[-\frac{T}{2\pi} \cos \frac{2\pi t}{T} \right]_{T/2}^T \right) = \\
 &= -\frac{U_{i(m)}}{2\pi} [(\cos \pi - \cos 0) - (\cos 2\pi - \cos \pi)] = -\frac{U_{i(m)}}{2\pi} [(-1 - 1) - (1 + 1)] = \frac{2}{\pi} U_{i(m)}
 \end{aligned} \tag{3.13}$$

Wartość międzyszczytowa wynosi nadal $U_{i(m)}$ (patrz rys. 11b). Stąd współczynnik tętnienia napięcia wyjściowego wynosi

$$r_{uo} = \frac{U_{o(pp)}}{U_{o(av)}} = \frac{U_{i(m)}}{\frac{2}{\pi} U_{i(m)}} = \frac{\pi}{2} = 1,57 \tag{3.14}$$

a więc **dwukrotnie mniej niż w poprzednim układzie**. Napięcie wyjściowe jest więc bliższe stałemu, a jego rzeczywistą stałość można by osiągnąć z użyciem uboższych środków.

3.3. Mostek Graetza z kondensatorem

3.3.a. Zmniejszenie tętnienia na wyjściu za pomocą kondensatora

Często przekształtnik ma dostarczyć napięcie nie tylko jednobiegunowe, ale również o **małym tętnieniu**. W takim wypadku konieczne jest użycie elementu lub elementów, które zapewnią stałość napięcia wyjściowego. Można do tego celu użyć pojedynczego elementu biernego przeciwstawiającego się zmianom napięcia – kondensatora. Rozwiązanie to ma wiele wad, jednak zwykle jest **najprostszym i najtańszym**. Stosuje się je przede wszystkim tam, gdzie prąd pobierany przez odbiornik nie jest duży lub wymagania co do tętnień nie są zbyt ostre.

Rys. 13a przedstawia układ z rys. 11a z kondensatorem włączonym równolegle do wyjścia. Przebiegi napięć i prądów w tym układzie pokazuje natomiast rys. 13b. Ponieważ **kondensator przeciwstawia się zmianom napięcia**, na pewno nie będzie ono opadać tak szybko jak poprzednio.

Rozpocznijmy analizę pracy układu w pierwszym, dodatnim maksimum sinusoidy napięcia wejściowego u_i (chwila t_1). Za swoim maksimum napięcie u_i opada sinusoidalnie jak poprzednio. Natomiast napięcie u_o **opada w przybliżeniu wykładniczo** (patrz rys. 13b), co wynika z rozładowywania kondensatora C przez odbiornik R_L . W związku z tym $u_o > u_i$. Zwróćmy zaś uwagę, że (idąc od źródła wzdłuż pętli $D_1 - R_L - D_4$)

$$u_i - u_{D1} - u_o - u_{D4} = 0 \Rightarrow u_{D1} + u_{D4} = u_i - u_o \quad (3.15)$$

Wynika z tego, że suma napięć na diodach D_1 i D_4 jest ujemna. A więc nie tylko diody D_2 i D_3 , ale również D_1 i D_4 są **spolaryzowane zaporowo**. Prąd nie płynie przez żadną diodę, a więc prąd wejściowy jest zerowy. Prąd wyjściowy musi być zaś proporcjonalny do napięcia wyjściowego zgodnie z prawem Ohma.

Przepływ prądu wyjściowego podtrzymywany jest **dzięki ładunkowi zmagazynowanemu w kondensatorze C**. Ładunek ten z upływem czasu zmniejsza się, gdyż

$$\Delta q_C = \int i_o dt \quad (3.16)$$

Temu z kolei towarzyszy spadek napięcia na kondensatorze (tożsamego z napięciem wyjściowym u_o) zgodnie z zależnością

$$u_C = \frac{q_C}{C} \quad (3.17)$$

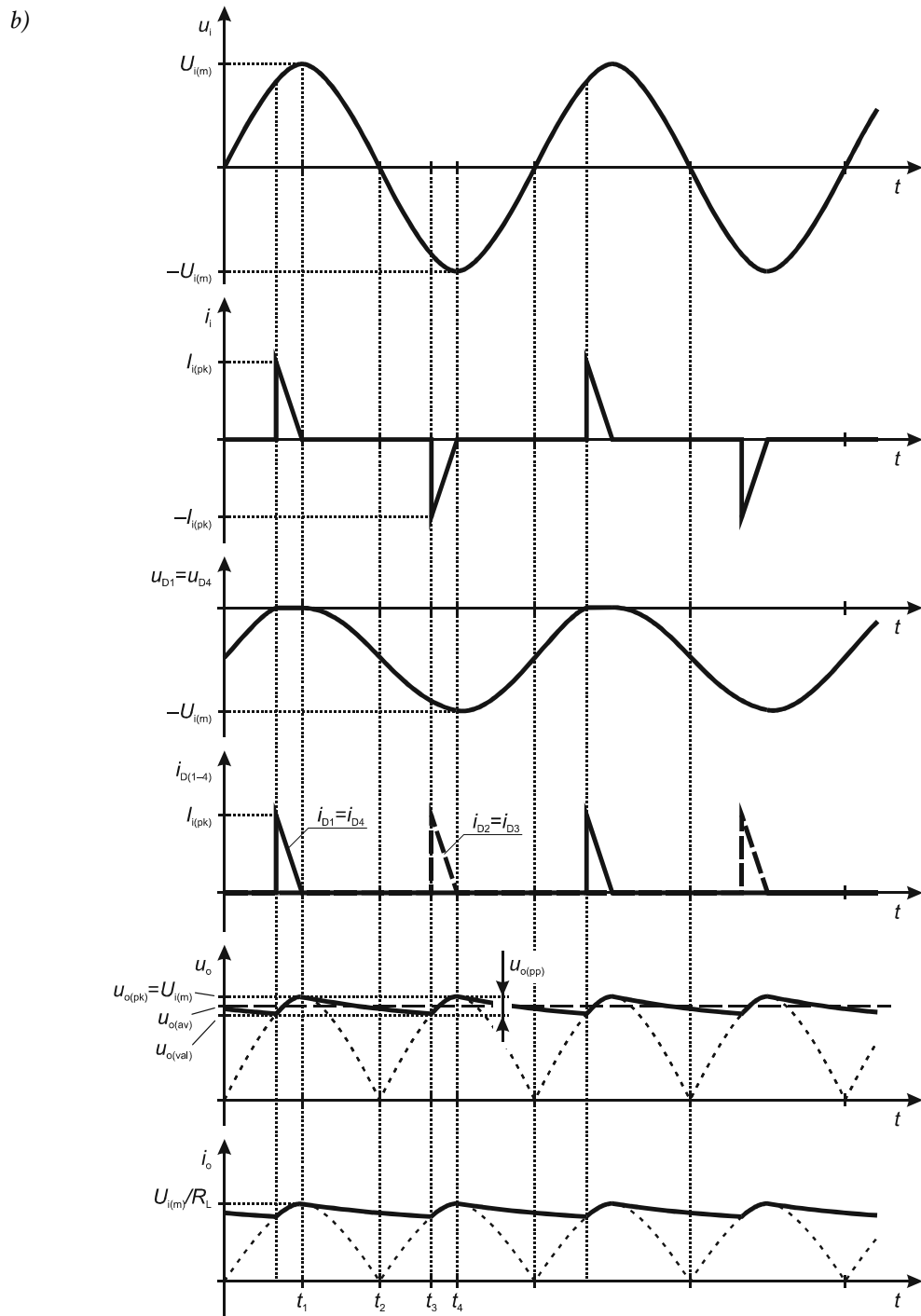
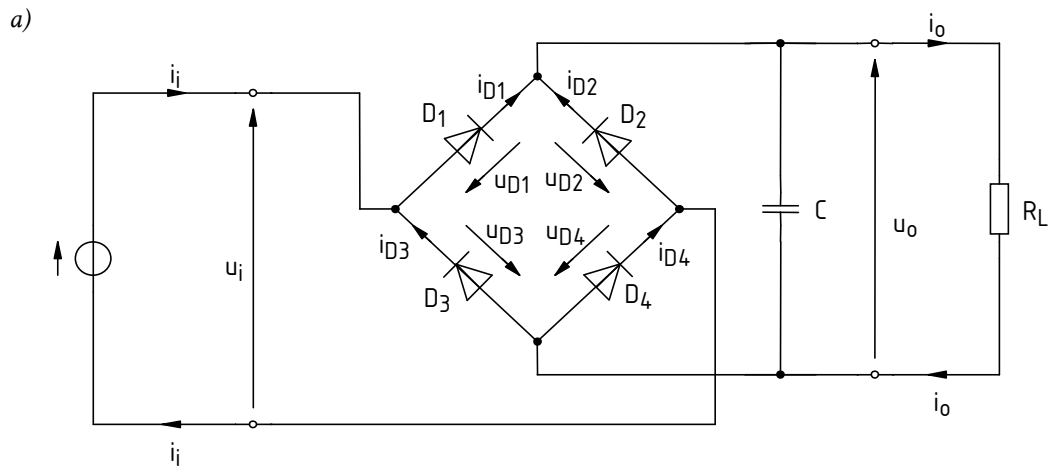
Tymczasem napięcie u_i spada do zera w chwili t_2 , a następnie narasta w drugim kierunku. Zauważmy, że (idąc od źródła w dół wzdłuż pętli $D_2 - R_L - D_3$)

$$-u_i - u_{D2} - u_o - u_{D3} = 0 \Rightarrow u_{D2} + u_{D3} = -u_i - u_o \quad (3.18)$$

Obecnie u_i jest ujemne, więc $-u_i$ jest dodatnie. W chwili t_3 napięcie $-u_i$ przekracza napięcie u_o . Zgodnie z powyższą zależnością, suma $u_{D2} + u_{D3}$ staje się dodatnia, więc diody D_2 i D_3 **zaczynają przewodzić** (patrz rys. 13b).

W przedziale czasu t_3-t_4 ma miejsce przepływ prądu ze źródła wejściowego przez diody D_2 i D_3 do kondensatora C. W ten sposób **ładunek kondensatora zostaje uzupełniony** do takiej wartości, jaką miał w chwili t_1 . W chwili t_4 napięcie u_i osiąga minimum (czyli $-u_i$ osiąga maksimum) – identycznie jak w chwili t_1 . W kolejnym półokresie wszystko się powtarza, z tym że napięcie u_i staje się dodatnie, a prąd przewodzą diody D_1 i D_4 .

Jak widać na rys. 13b, wartość średnia napięcia wyjściowego $U_{o(av)}$ uległa podwyższeniu, zaś wartość międzyszczytowa $U_{o(pp)}$ – zmniejszeniu. A więc współczynnik tętnienia r_{uo} zmaleł.



Rys. 13. Mostek Graetza z kondensatorem: a) schemat; b) przebiegi napięć i prądów

3.3.b. Odształcenie prądu wejściowego

Kształt prądu doładowującego kondensator ($i_{D1} = i_{D4}$ i $i_{D2} = i_{D3}$) widoczny jest na rys. 13b. Prąd wejściowy i_i nadal (jak w układzie bez kondensatora) stanowi sumę prądów diod (ze znakiem minus, gdyż prąd diod D_2 i D_3 jest skierowany przeciwnie względem strzałkowania i_i). W związku z tym jego kształt odbiega od sinusoidy z rys. 11b. Tymczasem napięcie wejściowe – jako napięcie sieci – nadal jest sinusoidalne. W układzie z kondensatorem występuje więc **odkształcenie prądu względem napięcia** (patrz instrukcja 0, rozdz. 2.5).

Jeżeli napięcie wejściowe jest sinusoidalne, a prąd wejściowy jest odkształcony, to w układzie pojawia się moc bierna, a więc **współczynnik mocy jest mniejszy od jedności** (patrz instrukcja 0, rozdz. 2.6). Przy tym im większe zniekształcenia prądu (odkształcenie od sinusoidy), tym współczynnik mocy jest niższy.

Zwróćmy uwagę, że w analogicznym układzie bez kondensatora prąd wejściowy był w każdej chwili proporcjonalny do napięcia wejściowego (zob. rys. 11b). Dla sinusoidalnego napięcia wejściowego (patrz instrukcja 0, rozdz. 2.6)

$$\lambda = \frac{P_i}{S_i} = \frac{U_i I_{i(1)} \cos \varphi_{i(1)}}{U_i I_i} = \frac{I_i \cos \varphi_i}{I_i} = \cos 0 = 1 \quad (3.19)$$

jako że dla sinusoidalny prąd i_i jest tożsamy ze swoją składową podstawową $i_{i(1)}$ (składa się bowiem z jednej tylko sinusoidy). Współczynnik mocy mostka Graetza bez kondensatora jest więc równy 1.

Wynika stąd, że **prostownik z filtrem pojemnościowym stanowi niekorzystne obciążenie sieci zasilającej** (lub innego źródła). W dodatku odkształcenie prądu wejściowego rośnie ze wzrostem pojemności C . Właściwości prostownika pod tym względem są więc **tym gorsze, im lepiej filtrowane jest jego napięcie wyjściowe**. Z tego powodu stosowane są różne metody korekcji współczynnika mocy prostowników, mające na celu zbliżenie przebiegu prądu wejściowego do sinusoidalnego.

Najprostszą z metod **poprawy współczynnika mocy** (ang. *power factor correction*) jest zamiana filtru C na filtr LC. Cewka przeciwstawia się szybkim zmianom prądu, dlatego włączenie jej szeregowo w obwód powoduje, że przebieg prądu ulega wygładzeniu, a czas przewodzenia w ramach każdego półokresu wydłuża się. W ten sposób prąd wejściowy uzyskuje kształt bliższy napięciu wejściowemu. Jako że poprawa współczynnika mocy uzyskiwana jest za pomocą elementu biernego, opisana metoda zaliczana jest do grupy metod biernych (ang. *passive power factor correction*). Istnieją także metody aktywne (ang. *active power factor correction*), oparte na wykorzystaniu tranzystorów i dość skomplikowanych układów sterowania. Układy takie są wprawdzie droższe, ale pozwalają na uzyskanie dużo bardziej znaczącej poprawy współczynnika mocy.

Kształt prądu wejściowego w prostowniku z filtrem C **ma niekorzystny wpływ także na sam układ przekształtnika**. Przy danym obciążeniu i_o , w każdym półokresie napięcia wejściowego do odbiornika musi zostać dostarczony określony ładunek elektryczny – zgodnie z zależnością

$$Q = \int_{T/2} i_o dt \quad (3.20)$$

W przypadku prostownika bez filtru $i_i = i_o$, a więc ładunek przepływa przez cały półokres $T/2$, zaś wartość maksymalna prądu wejściowego jest taka sama, jak prądu wyjściowego.

Dodanie kondensatora powoduje natomiast, że od strony wejścia **ładunek przepływa w dużo krótszym czasie**, jako że prąd wejściowy płynie tylko przez część półokresu. Zgodnie z zależnością (3.20) oznacza to, że **prąd ten musi przyjmować odpowiednio większe wartości chwilowe**, tak aby wartość całki nie zmieniła się. Tym samym większe jest **obciążenie prądowe elementów obwodu** – w szczególności diod mostka, ale także samego kondensatora. Powoduje to podniesienie wymagań dotyczących ich parametrów znamionowych i w konsekwencji zwiększenie kosztu urządzenia.

3.3.c. Kompatybilność elektromagnetyczna

Wiadomo (patrz instrukcja 0, par. 2.4), że niska wartość współczynnika mocy jest niekorzystna dla sieci energetycznej. Niekorzystny jest również, będący przyczyną niskiego współczynnika mocy, sam niesinusoidalny kształt prądu typowy dla prostowników z filtrem C.

Rzeczywista sieć nie jest idealnie sztywne – tzn. jej napięcie nie jest zupełnie niezależne od prądu. Przy intensywnym poborze prądu napięcie to ulega zmniejszeniu, co wynika ze spadków napięć na rzeczywistych i zastępczych rezystancjach (np. przewodów i transformatorów). Jeżeli do sieci przyłączonych jest wiele urządzeń zasilanych z takich prostowników, to wszystkie one **pobierają duży prąd w okolicy maksimum** sinusoidy napięcia. To duże chwilowe obciążenie powoduje **obniżenie wartości napięcia w okolicy maksimum**. Sinusoida staje się więc spłaszczona, czyli zniekształceniu ulega samo napięcie.

Powyższe zjawisko oznacza pogorszenie warunków zasilania – spadek wartości skutecznej napięcia i możliwe zakłócenie pracy niektórych odbiorników przyłączonych do sieci. Obserwujemy więc niekorzystne oddziaływanie jednego układu (prostownika) na inne pracujące w tym samym środowisku (przyłączone do tej samej sieci). Zagadnienie to określamy mianem **kompatybilności elektromagnetycznej** urządzeń (ang. *electromagnetic compatibility*, EMC). Ma ono 3 aspekty – urządzenie kompatybilne elektromagnetycznie:

- 1° nie zakłóca pracy innych urządzeń,
- 2° nie jest wrażliwe na zakłócające oddziaływanie pochodzące od innych urządzeń,
- 3° nie zakłóca własnej pracy.

W celu zapewnienia bezproblemowej pracy wielu urządzeń w jednym środowisku, opracowano i wprowadzono w życie szereg **norm dotyczących kompatybilności elektromagnetycznej**. W interesującym nas aspekcie ograniczają one dopuszczalną zawartość harmonicznych w prądzie pobieranym przez dane urządzenie z sieci. Normy te podają, jaką wartość skuteczną mogą osiągać poszczególne harmoniczne w stosunku do mocy znamionowej urządzenia lub do wartości skutecznej całego przebiegu prądu.

W przypadku sinusoidalnego napięcia wejściowego, współczynnik zniekształceń harmonicznych łączy ścisłą zależność ze współczynnikiem mocy (patrz instrukcja 0, rozdz. 2.6). Wobec tego **poprawa kompatybilności elektromagnetycznej skutkuje jednocześnie korzystniejszym obciążeniem sieci zasilającej**.

4. Pomiary

4.1. Układ doświadczalny

Badany układ statecznika

Badaniom poddawana jest świetlówka kompaktowa – lampa fluorescencyjna F10DBX/T4/840/4P o nominalnej mocy elektrycznej $P_n = 10 \text{ W}$ ze statecznikiem elektronicznym o nominalnym napięciu zasilania $U_n = 230 \text{ V}$. Pełny schemat statecznika przedstawiony jest na rys. 14. Jak widać, należy on do rodziny układów półmostkowych. W przekątną zmiennoprądową mostka są włączone: lampa fluorescencyjna E_{fl} , dławik L_1 i uzwojenie pierwotne transformatora T_{1A} .

Poszczególne bloki funkcjonalne (zgodnie z rys. 7) obejmują:

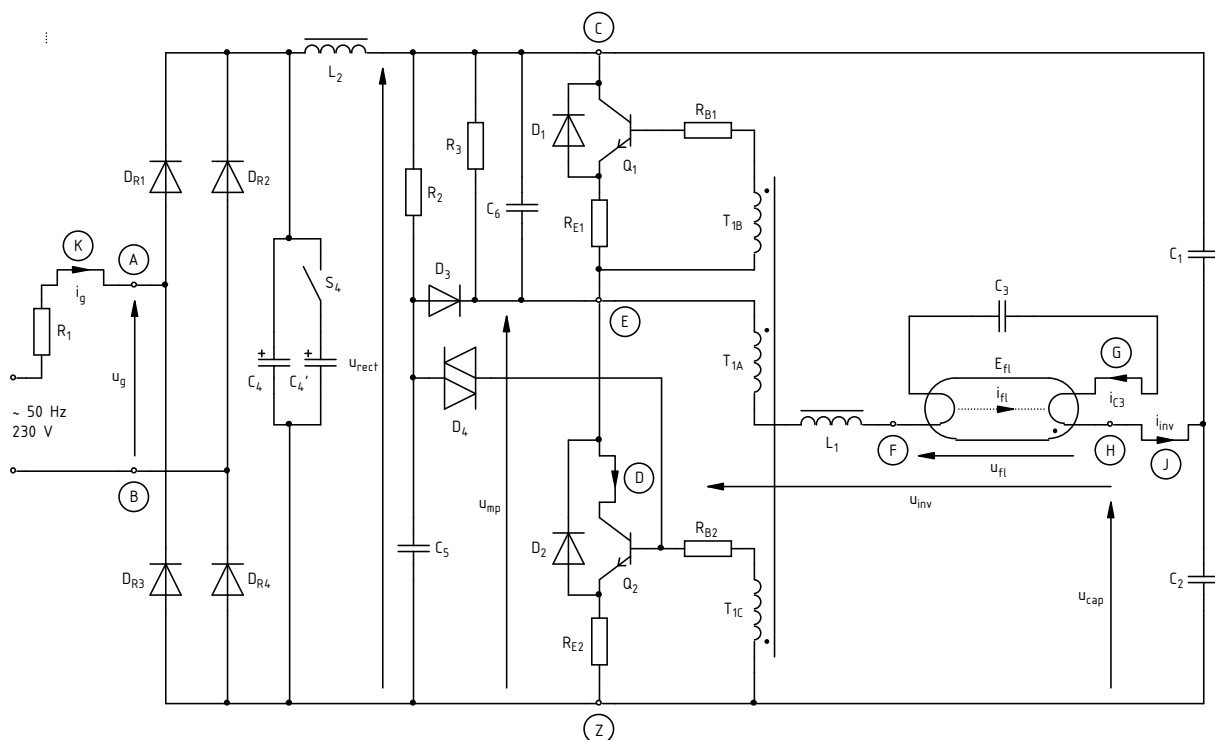
- prostownik – mostek diodowy $D_{R1}...D_{R4}$;
- filtr dolnoprzepustowy – kondensator C_4 ;
- falownik – półmostek tworzony przez elementy $Q_1, D_1, Q_2, D_2, C_1, C_2$, przy czym zastosowane zostały wysokonapięciowe tranzystory BJT BUJ100;
- zasadniczy statecznik – dławik L_1 ;
- blok kształtowania prądu wyjściowego – obwód rezonansowy L_1, C_1, C_2 ;
- blok zapłonu – obwód rezonansowy L_1, C_3 ;
- blok podgrzewania wstępnego – kondensator C_3 ;
- filtr zaburzeń elektromagnetycznych (w tym przypadku zlokalizowany za prostownikiem) – obwód II rzędu tworzony przez dławik L_2 i kondensatory C_1, C_2 .

Rola elementów R_2, C_5, D_3, D_4 w rozruchu układu została już opisana w par. 2.5.d. Zadaniem kondensatora C_6 o niewielkiej wartości jest natomiast spowolnienie zmian napięcia punktu środkowego ramienia półmostka u_{mp} podczas przełączania tranzystorów w celu ograniczenia generowanych zaburzeń wysokiej częstotliwości.

Falownik jest zasilany napięciowo – napięcie wyprostowane u_{rect} z wyjścia filtra prostownika jest podawane na wejście falownika. Układ ten można uznać za średnio złożony; na rynku są obecne rozwiązania o jeszcze mniejszej liczbie elementów.

Jak stwierdziliśmy w par. 2.4.b, statecznik elektroniczny jest układem wielostopniowym. Każdy z dwóch stopni – prostownik i falownik – posiada swoje wejście i swoje wyjście. W celu ich rozróżnienia, nie będziemy używać niejednoznacznych w tej sytuacji indeksów „i” i „o”, natomiast oznaczymy:

- wejście prostownika – indeksem „g” od ang. *grid* ‘sieć’;
- wyjście prostownika będące jednocześnie wejściem falownika – indeksem „rect” od *rectified* ‘wyprostowane’;
- wyjście falownika, tj. jego przekątną zmiennoprądową – indeksem „inv” od ang. *inverter* ‘falownik’;
- wyjście całego statecznika, tj. zaciski lampy fluorescencyjnej – indeksem „fl” od ang. *fluorescent lamp*.



Rys. 14. Schemat elektryczny badanego statecznika lampy fluorescencyjnej z oznaczeniem wyprowadzonych na panel punktów i przewodów pomiarowych

Prowadzenie pomiarów

Układ doświadczalny umożliwia **pomiar napięć** za pomocą sond napięciowych. Służą do tego gniazda i wtyki bananowe umożliwiające przyłączenie sondy. Lokalizację gniazd na schematach (rys. 14 i 15) zaznaczono pustymi kropkami i literami: A, B, C, E, F, H, Z. Za masę układu uznamy punkt Z. W związku z tym potencjał punktu C jest równy wartości napięcia wyprostowanego zasilającego falownik u_{rect} . Względem punktu Z mierzona będzie większość napięć.

Możliwy jest również **pomiar prądów** poprzez zamknięcie sondy prądowej wokół jednego z fragmentów przewodów wyprowadzonych nad panel układu i z tyłu obudowy. Lokalizację tych fragmentów na schematach (rys. 14 i 15) symbolizują wysunięte linie i litery D, G, J, K. Strzałki na schematach i na samym panelu wskazują kierunek prądu, który należy przyjąć za dodatni.

Aby ułatwić wykonywanie niektórych pomiarów oraz zwiększyć bezpieczeństwo użytkownika, układ ma wbudowany na wejściu **transformator separacyjny**. Może on być włączony lub

wyłączony z obwodu (czego wymagają niektóre pomiary) za pomocą dwóch przełączników S1 i S2 (patrz rys. 15) z tyłu obudowy układu doświadczalnego. Oba te przełączniki powinny zawsze znajdować się w tym samym położeniu (I lub II).

Dodatkowo układ pozwala na **zmianę pojemności** C_4 . Służy do tego mały przełącznik S4 na panelu układu nad gniazdami Z i C (patrz rys. 15). Jego przełączenie w pozycję „I” powoduje dołączenie równolegle do kondensatora C_4 o pojemności $4,7 \mu\text{F}$ dodatkowego kondensatora C_4' o wartości $2,2 \mu\text{F}$.

Uwaga! W układzie występują napięcia niebezpieczne. W związku z tym należy bezwzględnie przestrzegać następujących zasad bezpieczeństwa.

1. Ze względu na występujące amplitudy, wszystkie napięcia powinny być mierzone za pomocą sond z dzielnikiem 1:10 o napięciu dopuszczalnym 600 V.
2. Po włączeniu zasilania nie należy dotykać wyprowadzeń gniazd bananowych na panelu ani wyprowadzeń z zamontowanych w nich wtyków bananowych.
3. Należy korzystać z wtyków pomiarowych o stosunkowo krótkim wyprowadzeniu, wystarczającym do przyłączenia sondy napięciowej.
4. Włączeń, wyłączeń i przełączeń wtyków można dokonywać tylko przy wyłączonym zasilaniu układu.

Nieprzestrzeganie powyższych reguł grozi porażeniem napięciem o wartości powyżej 300 V!

4.2. Dwustopniowy przekształtnik AC-AC

Przygotowanie układu

Schemat blokowy układu pomiarowego przedstawia rys. 15. Jego zestawienia i konfiguracji należy dokonać w sposób opisany niżej i w podanej kolejności.

Aby nie tracić czasu, równolegle z pkt. 1 należy wykonywać kolejne punkty.

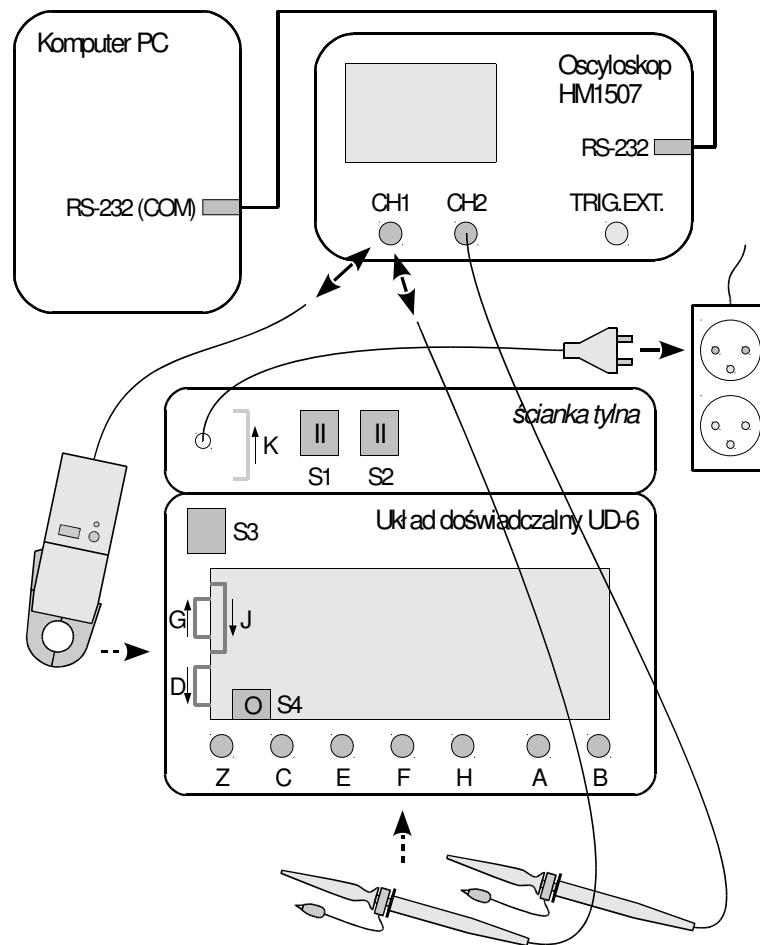
1. Włącz komputer. Po zakończeniu logowania skonfiguruj połączenie oscyloskopu z komputerem zgodnie z instrukcją dostępną na stanowisku.
2. Włącz oscyloskop i wprowadź następujące ustawienia:

Większość przycisków oscyloskopu HM1507 może realizować 2 lub 3 funkcje:

- 1) przez krótkie wciśnięcie (funkcja podstawowa),
- 2) przez wciśnięcie i przytrzymanie do sygnału dźwiękowego (funkcja oznaczona przez **■**),
- 3) przez wciśnięcie jednocześnie z sąsiednim przyciskiem (funkcja oznaczona przez **■●**).

Jeżeli oscyloskop nie zachowuje się w sposób opisany w instrukcji, należy w pierwszej kolejności upewnić się, że nie została pomyłkowo uaktywniona inna funkcja danego przycisku. Jeżeli tak się stanie, należy najpierw wycofać niepoprawny wybór, a dopiero później ponownie spróbować aktywować poprawną.

- tryb pracy z cyfrową pamięcią (o ile nie jest już włączony) – przytrzymać przycisk *Hold* do sygnału dźwiękowego i zapalenia się dowolnej z kontrolki *Stor. Mode*;
 - tryb pamięci z cyklicznym odświeżaniem – przyciski *Stor. Mode* **▲/▼**, ustawić *Rfr*;
 - wyświetlanie przebiegów z obu kanałów – przycisk *Dual*;
 - sprzężenie ze składową stałą (na obu kanałach) – przycisk *AC DC*, aktualna nastawa jest sygnalizowana na ekranie obok opisu kanału Y1 lub Y2 [„=” – sprzężenie ze składową stałą (DC), „~” – sprzężenie bez składowej stałej (AC)];
 - uwzględnianie tłumienia sondy napięciowej 1:10 (na obu kanałach) – przycisk *AC DC* przytrzymany, uwzględnianie tłumienia sygnalizowane jest na ekranie przez symbol sondy **⊥** obok opisu odpowiednio Y1 lub Y2;
 - odwracanie przebiegu wyłączone (na obu kanałach) – przycisk *Inv* (odwracanie przebiegu sygnalizowane jest na ekranie przez kreskę nad symbolem kanału odpowiednio Y1 lub Y2);
 - wyzwalać napięciem sieciowym – przycisk *Trig. Mode*, ustawić „~” (dokładnie takie ustawienie, nie żadne inne);
 - zera obu kanałów (znaczniki **⊥**) na tym samym poziomie, na środku ekranu – pokrętła *Y-Pos*.
3. Skonfiguruj układ doświadczalny:
 - a) przełącznik zasilania S3 na panelu układu ustaw na „O”;
 - b) oba przełączniki S1 i S2 z tyłu obudowy układu doświadczalnego przełącz w pozycję „II”;
 - c) przełącznik kondensatora S4 na panelu układu ustaw na „O”.
 4. Przyłącz układ do sieci poprzez kabel i wtyk wyprowadzone przez jego tylną ściankę. Lampa nie powinna w tej chwili świecić.



Rys. 15. Schemat blokowy układu pomiarowego do badania działania statecznika z zaznaczeniem rozplanowania elementów na panelu układu doświadczalnego

Przebiegi napięć i prądów

5. Zaobserwuj przebiegi od strony wejścia układu:
 - a) dwa wtyki pomiarowe umieść w gniazdach A i B; usuń ewentualne wtyki z pozostałych gniazd;
 - b) sondę napięciową podłączoną do kanału 1 oscyloskopu przyłącz do układu tak, aby mierzyć napięcie sieci u_g ; ewentualne inne sondy powinny pozostać nie przyłączone do układu;

Przed wykonaniem kolejnego podpunktu, poprawność połączeń w układzie pomiarowym musi sprawdzić prowadzący!

- c) załącz zasilanie układu przełącznikiem S3; jeżeli lampa nie świeci – wyłącz zasilanie i poproś o pomoc prowadzącego;
- d) na oscyloskopie wyświetl wyłącznie przebieg z kanału 1 (przycisk *Ch 1*) i dostosuj:
 - podstawę czasu do obserwowanego przebiegu tak, aby widoczne były 2–4 jego okresy,
 - wzmacnienie kanału 1 tak, aby przebieg maksymalnie wypełniał ekran w pionie, ale poza niego nie wykraczał (nie zmieniać położenia poziomego zera pokrętkiem *Y-Pos*);

Obserwowane odkształcenie przebiegu od sinusoidy wynika z faktu, że transformator separacyjny nie jest sztywnym źródłem napięcia, tzn. napięcie na uzwojeniu wtórnym spada, kiedy układ zasilany pobiera prąd.

- e) zapisz mierzony na kanale 1 przebieg u_g w pamięci oscylloskopu:
- krótko wciśnij *Reference* tyle razy, aby zapalona była wyłącznik kontrolka *I*,
 - następnie ponownie wciśnij *Reference* i przytrzymaj do sygnału dźwiękowego,
 - po czym przebieg powinien zacząć być widoczny w tle ekranu (można to sprawdzić nieznacznie przesuwając przebieg z kanału 1 pokrętką *Y-Pos*, po czym należy od razu przywrócić położenie poziomu zera na środku ekranu);
- f) wyłącz zasilanie układu przełącznikiem *S3*;
- g) usuń wtyki pomiarowe z gniazd *A* i *B*; umieść wtyki pomiarowe w gniazdach *Z*, *C*, *E*, *F* i *H*;
- h) sondy z kanałów 1 i 2 oscylloskopu przyłącz do układu tak, aby mierzyć:
- na kanale 1 – napięcie na wyjściu prostownika u_{rect} ,
 - na kanale 2 – potencjał punktu środkowego ramienia falownika (względem masy *Z*) u_{mp} ;

Masy sond napięciowych (końcówki krokodylkowe) są na oscylloskopie zwarte ze sobą i połączone z przewodem ochronnym sieci; w związku z tym muszą być zawsze przyłączone do tego samego potencjału. Inne połączenie grozi przepływem prądu przez oscylloskop i uszkodzeniem jego obwodów wejściowych!

Przed wykonaniem kolejnego podpunktu, poprawność połączeń musi sprawdzić prowadzący!

- i) załącz zasilanie układu;
- j) wyświetl przebiegi z obu kanałów 1 i 2 wciskając *Dual*;
- k) nie zmieniając żadnych innych ustawień, ustaw na kanale 2 identyczne wzmocnienie i poziom zera, co na kanale 1;
- l) jeżeli przebieg u_{rect} nakłada się na przebieg u_{mp} , nieznacznie zmień położenie jego poziomu zera – tylko na tyle, by przebiegi nie nakładały się;
- m) zestaw 3 przebiegów $\{u_{rect}, u_{mp}, u_g\}$ obserwowany na oscylloskopie pobierz na komputer – w programie *SP107* wciśnij *Read*. Upewnij się, że każdy z 3 przebiegów jest widoczny w programie. Zapisz przebiegi do pliku w formacie MES (z formatu tego należy korzystać przez cały czas wykonywania niniejszego ćwiczenia).

Przebiegi zapisane w pamięci oscylloskopu (tzn. przyciskiem *Reference*) pobierają się jako *Ref I* (przebieg zapisany z kanału 1) i *Ref II* (przebieg zapisany z kanału 2). Pobierają się te przebiegi z pamięci, dla których aktualnie świeci się odpowiednia kontrolka *I* lub *II* obok przycisku *Reference*.

6. Zaobserwuj przebieg potencjału punktu środkowego ramienia półmostka:
- a) usuń zapisany w pamięci przebieg napięcia wejściowego u_g z ekranu – krótko wciśnij *Reference* tyle razy, żeby obie kontrolki *I* i *II* zgasły;
- b) włącz wyzwalanie poziomem stałym – ustaw *Trig. Mode* na *DC*, oraz źródło wyzwalania na przebieg potencjału w punkcie środkowym ramienia u_{mp} – wciśnij *Trig* tyle razy, żeby zapaliła się kontrolka odpowiedniego kanału;
- c) ustaw najwyższy poziom wyzwalania, przy którym oscylloskop wyzwała się jeszcze poprawnie – zwiększaj nastawę pokrętką *Level* dopóki palić się będzie kontrolka wyzwalania *Tr*;
- d) nie zmieniając żadnych innych ustawień (a więc także wzmocnienia kanału 1), zmodyfikuj podstawę czasu tak, aby możliwa była obserwacja okresowej zmienności przebiegu u_{mp} (przebiegu, a nie jego górnej obwiedni, której okresowa zmienność może być obserwowana już w tej chwili bez jakichkolwiek zmian nastaw). Dla weryfikacji poprawności nowej nastawy, należy z obserwowanego obrazu odczytać przybliżony okres wskazanego przebiegu. Rezultat działań należy w tym momencie skonsultować z prowadzącym;
- e) pobierz i zapisz zestaw 2 przebiegów $\{u_{rect}, u_{mp}\}$ obserwowany na oscylloskopie.

7. Zaobserwuj przebiegi prądów w powiązaniu z potencjałem punktu środkowego półmostka u_{mp} :
- ostrożnie odłącz sondę napięciową z kanału 1 od układu (najpierw końcówkę gorącą, a następnie masę), a następnie od oscyloskopu.
 - do kanału 1 oscyloskopu przyłącz sondę prądową;
 - włącz sondę prądową przełącznikiem na jej korpusie, co powinno spowodować zaświecenie czerwonej kontrolki On ;

Jeżeli kontrolka sondy nie świeci się lub miga, albo zacznie migać w trakcie wykonywania ćwiczenia, oznacza to rozładowanie baterii. W takiej sytuacji nie należy kontynuować pomiarów, a zwrócić się do prowadzącego celem jej wymiany. W przeciwnym razie wskazania sondy mogą być błędne.

- skonfiguruj sondę zgodnie z procedurą podaną w dodatkowej instrukcji dostępnej na stanowisku;

Współczynnik przetwarzania prąd-napięcie sondy prądowej wynosi $100 \text{ mV}/1 \text{ A} = 1:10$; wartość mierzona na kanale 1 będzie więc wartością natężenia prądu w amperach pod warunkiem, że utrzymane zostanie uwzględnianie tłumienia 1:10 (patrz pkt 2).

- ostrożnie zamknij sondę prądową wokół fragmentów przewodów oznaczonych jako i_C i i_I tak, aby obserwować niedostępny fizycznie prąd lampy i_{II} jako różnicę prądu dopływającego do lampy i prądu kondensatora C_3 (zwróć uwagę na strzałkowanie prądów w obwodzie elektrycznym zgodnie z rys. 14 – kierunek traktowany przez sondę jako dodatni oznaczony jest strzałką na jej cęgach);

Sonda prądowa mierzy strumień pola magnetycznego wzbudzanego przez prąd płynący w przewodzie, wokół którego zamknięte zostały jej cęgi. Jeżeli cęgi zostaną zamknięte wokół dwóch przewodów, sonda zmierzy sumę strumieni, a więc sumę prądów. Jeżeli jeden z tych przewodów zostanie wprowadzony między cęgi w odwrotnym kierunku, strumień jego pola magnetycznego będzie odwrotnie skierowany, a więc będzie się odejmować od strumienia pochodzącego od drugiego przewodu; tym samym uzyskamy pomiar różnicy prądów.

W badanym układzie występują szybkozmienne napięcia o wysokiej amplitudzie. Powoduje to emisję silnego pola elektromagnetycznego bezpośrednio z układu. Pole to zakłóca pracę sondy prądowej, co można stwierdzić lekko zmieniając jej położenie i orientację – wskazanie na oscyloskopie ulega wówczas zmianie. W celu minimalizacji wpływu tego zjawiska na wynik pomiaru, sondę należy trzymać obok układu, w pewnej odległości (na ile pozwalają na to przewody).

- dostosuj wzmocnienie kanału 1 tak, aby prąd lampy był widoczny w maksymalnym powiększeniu, ale nie wykraczał poza ekran; nie należy zmieniać położenia poziomu zera (powinno ono pozostać pośrodku ekranu);
- zapisz przebieg prądu lampy w pamięci oscyloskopu [patrz pkt 5.e)];
- ostrożnie przełóż sondę prądową zamykając ją wokół odpowiedniego fragmentu przewodu tak, aby obserwować prąd kolektora tranzystora Q_2 i_{C2} (zwróć uwagę na zwrot); nie należy zmieniać żadnych ustawień na oscyloskopie;

Z powodu występowania wspomnianych wyżej zakłóceń, sondę należy ustawić pod takim kątem, aby w odcinkach czasu, w których prąd tranzystora nie płynie (por. rys. 9), przebieg był na ekranie widoczny zgodnie z rzeczywistością – jako pozioma linia blisko poziomu zera.

- pobierz i zapisz zestaw 3 przebiegów $\{i_{C2}, u_{mp}, i_{II}\}$ obserwowany na oscyloskopie;
 - wyłącz sondę prądową przełącznikiem na jej korpusie;
 - odłącz sondę prądową od układu i od oscyloskopu.
8. Zaobserwuj przebieg napięcia na lampie:
- usuń przebieg prądu lampy i_{II} z ekranu [patrz pkt 6.a)];
 - do kanału 1 oscyloskopu powtórnie przyłącz sondę napięciową;

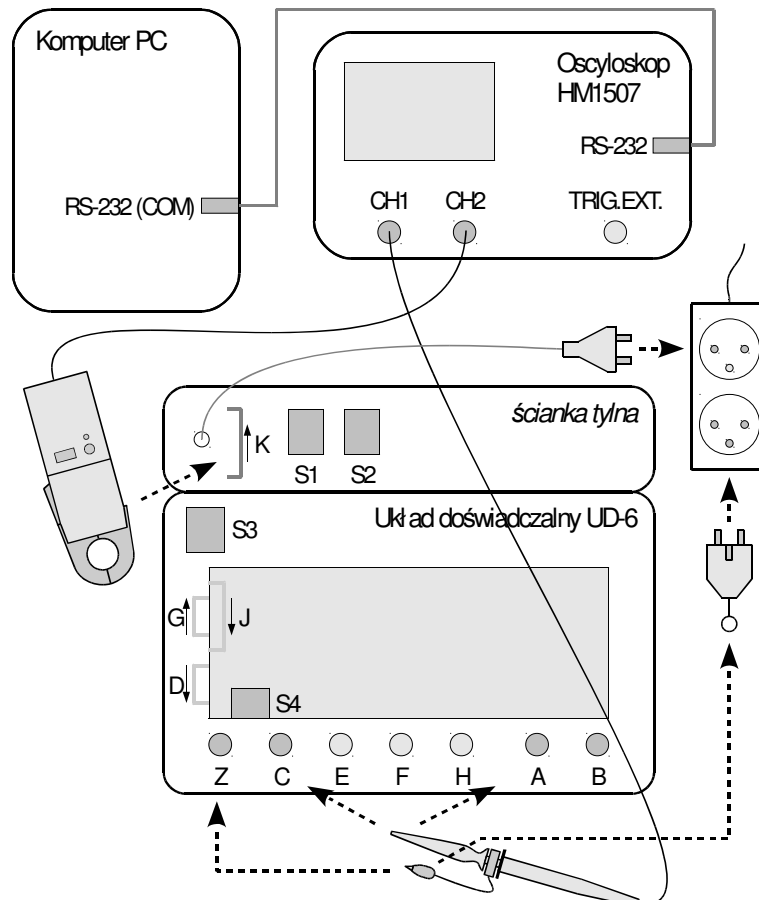
- c) na obu kanałach ustaw wzmocnienie 200 V/div, natomiast poziomy zera pozostaw na środku ekranu;
 - d) końcówkę gorącą sondy z kanału 2 ostrożnie przelóż do punktu F;
 - e) masę sondy z kanału 1 przyłącz do punktu Z, zaś końcówkę gorącą ostrożnie przyłącz do punktu H;
 - f) ustaw poziom wyzwalania na najwyższy, przy którym oscyloskop się jeszcze wyzwała [patrz pkt 6.c), przy czym może być konieczne zmniejszenie tego poziomu w stosunku do obecnej nastawy];
 - g) odwróć napięcie u_{FZ} (przycisk *Inv* odpowiedniego kanału, patrz pkt 2);
 - h) aktywuj funkcję sumy *Add* (przyciski *Dual* i *Ch II* wciśnięte jednocześnie, patrz uwaga w pkt. 2) w celu wyświetlenia napięcia na lampie u_{fl} jako różnicy napięć $u_{\text{HZ}} - u_{\text{FZ}}$ (por. rys. 14), co jest równoważne sumie $u_{\text{HZ}} + (-u_{\text{FZ}})$;
- Pomyślne wykonanie powyższej czynności zostanie zasygnalizowane na ekranie znakiem „+” między opisami kanałów Y1 i Y2. W przeciwnym razie należy najpierw wyłączyć omyłkowo włączoną inną funkcję, a następnie wcisnąć wskazane przyciski poprawnie.
- i) pobierz i zapisz przebieg u_{fl} widoczny na ekranie oscyloskopu.
9. Zaobserwuj przebieg napięcia wyjściowego falownika u_{inv} (* oraz potencjałów, z których ono wynika):
- a) końcówkę gorącą sondy z kanału 2 ostrożnie przelóż do punktu E;
 - b) wyłącz odwracanie napięcia u_{EZ} (przycisk *Inv* odpowiedniego kanału, patrz pkt 2);
 - c) odwróć napięcie u_{HZ} (przycisk *Inv* odpowiedniego kanału, patrz pkt 2);
 - d) w razie konieczności (niestabilny przebieg na ekranie), ustaw poziom wyzwalania na najwyższy, przy którym oscyloskop się jeszcze wyzwała [patrz pkt 6.c)]; nie należy zmieniać żadnych innych ustawień;
 - e) pobierz i zapisz przebieg napięcia $u_{\text{inv}} = u_{\text{EZ}} - u_{\text{HZ}}$ widoczny na ekranie oscyloskopu;
 - f) koniecznie wyłącz obie funkcje *Add* i *Inv*;
 - g) * pobierz i zapisz przebiegi napięć $u_{\text{mp}} = u_{\text{EZ}}$ i $u_{\text{cap}} = u_{\text{HZ}}$ widoczne na ekranie oscyloskopu.
10. Zakończ pomiary przebiegów w falowniku:
- a) wyłącz zasilanie układu;
 - b) jeżeli paragraf 4.3 zostanie pominięty, odłącz układ od sieci;
 - c) odłącz sondy napięciowe od układu; nie odłączaj ich jednak od oscyloskopu.

4.3. Działanie prostownika

1. * Wyłącz z obwodu transformator separacyjny poprzez przełączenie obu przełączników S1 i S2 w pozycję „I”.
2. * Przystosuj układ do jednoczesnego pomiaru napięcia i prądu wejściowego:
 - a) odłącz obie sondy napięciowe od układu;
 - b) sondę z kanału 2 odłącz od oscyloskopu;
 - c) masę sondy napięciowej z kanału 1 przyłącz do przewodu ochronnego (PE) sieci poprzez dostępny w laboratorium wtyk z krótkim wyprowadzeniem o izolacji koloru zielono-żółtego (patrz rys. 16);
 - d) wtyki pomiarowe z gniazd F i H przełóż do gniazd A i B; usuń wtyk z gniazda E; pozostaw wtyki w gniazdach Z i C;
 - e) na oscyloskopie ustaw synchronizację napięciem sieci (*Trig. Mode: „~”*);
 - f) do kanału 2 oscyloskopu przyłącz sondę prądową;
 - g) włącz sondę prądową;
 - h) powtórz kompletną procedurę kalibracji sondy prądowej zgodnie z dodatkową instrukcją.

Przed kontynuacją, połączenia i ustawienia w układzie pomiarowym musi sprawdzić prowadzący.

Po wykonaniu kolejnego punktu należy zachować szczególną ostrożność, gdyż obecnie układ nie będzie izolowany od sieci! Dotknięcie któregośkolwiek z metalowych wyprowadzeń spowoduje porażenie napięciem o wartości powyżej 300 V!



Rys. 16. Schemat blokowy układu pomiarowego do badania działania prostownika

3. * Zarejestruj przebiegi w bloku prostownika:
 - a) załącz zasilanie układu;
 - b) za pomocą testera fazy (który należy trzymać wyłącznie za plastikowy korpus nie dotykając metalowych elektrod na jego bokach) stwierdź, które z gniazd – A czy B – połączone jest z przewodem fazowym (wykrycie napięcia fazowego jest sygnalizowane przez zapalenie się czerwonej diody);
 - c) końcówkę gorącą sondy napięciowej ostrożnie przyłącz do punktu (A lub B), w którym wykryte zostało napięcie fazowe, tak aby mierzyć napięcie sieci u_g ;
 - d) dostosuj podstawę czasu do częstotliwości napięcia sieci tak, aby obserwować 3–5 jego okresów;
 - e) sondę prądową zapnij wokół przewodu wyprowadzonego z tyłu obudowy układu tak, by chwilowy zwrot mierzonego prądu pobieranego z sieci $i_g = i_K$ pozostawał w zgodzie z chwilowym zwrotem napięcia sieci u_g :
 - jeżeli faza została wykryta w punkcie A, a więc zwrot napięcia u_g jest zgodny z rys. 14, to sondę prądową należy założyć również zgodnie ze zwrotem i_K na rys. 14 i na obudowie układu;
 - jeżeli faza została wykryta w punkcie B, to sondę prądową należy założyć odwrotnie;
 - f) dostosuj wzmocnienie obu kanałów oscyloskopu do obserwowanej amplitudy przebiegów, natomiast położenie poziomów zera pozostaw na środku ekranu;
 - g) jeżeli prąd widoczny jest ze znakiem przeciwnym niż napięcie danego półokresu, oznacza to, że sondę prądową włączono przeciwnie do napięcia wejściowego i należy zmienić kierunek jej włączenia;
 - h) pobierz i zapisz widoczne na oscyloskopie przebiegi napięcia sieci i prądu pobieranego z sieci $\{u_g, i_g\}$.
4. * Zbadaj skutki zwiększenia pojemności filtra C_4 obserwowane na wejściu układu:
 - a) wyłącz zasilanie układu;
 - b) ustawiając przełącznik S4 na panelu układu w pozycję „I”, równoległe do obecnego kondensatora C_4 włącz dodatkowy kondensator C_4' ;
 - c) załącz zasilanie układu;
 - d) zamroź przebiegi na ekranie – przycisk *Hold* i od razu wyłącz zasilanie układu;
 - e) pobierz i zapisz widoczne na oscyloskopie przebiegi napięcia sieci i prądu pobieranego z sieci $\{u_g, i_g\}$;
 - f) koniecznie odmroź przebiegi – przycisk *Hold*;
 - g) wyłącz sondę prądową;
 - h) odłącz sondę prądową od układu i od oscyloskopu.
5. * Zbadaj skutki zwiększenia pojemności filtra obserwowane na wyjściu prostownika:
 - a) na powrót włącz w obwód transformator separacyjny przełączając oba przełączniki S1 i S2 w pozycję II;
 - b) sondę napięciową (zarówno masę, jak i końcówkę gorącą) przełącz tak, by mierzyła napięcie u_{rect} ;
 - c) wyświetl wyłącznie przebieg z kanału 1 (*Ch 1*);
 - d) załącz zasilanie układu;
 - e) zamroź przebieg na ekranie (*Hold*) i od razu wyłącz zasilanie układu;
 - f) pobierz i zapisz obserwowany przebieg napięcia u_{rect} ;
 - g) koniecznie odmroź ekran (*Hold*).

6. * Zakończ pomiary:

- a) odłącz dodatkowy kondensator C_4' od układu –ustaw przełącznik S4 w pozycję „O”;
- b) odłącz układ od sieci;
- c) odłącz sondę napięciową od układu; nie odłączaj jej jednak od oscyloskopu.

5. Opracowanie i analiza wyników

5.1. Działanie statecznika

Statecznik elektroniczny jako przekształtnik wielostopniowy

1. W części 1 sprawozdania zamieść oscylogramy napięć i prądów w stateczniku zarejestrowane w pkt. 4.2/5–9.
2. Opierając się na odpowiednich oscylogramach, wyznacz podstawowe parametry przebiegów w charakterystycznych punktach układu statecznika (por. rys. 13b):
 - na wejściu prostownika, tj. w sieci zasilającej u_g (por. u_i na rys. 13b),
 - na wyjściu filtra prostownika, a na wejściu falownika u_{rect} (por. u_o na rys. 13b),
 - na wyjściu falownika, tj. na przekątnej półmostka u_{inv} (por. rys. 9),
 - na wyjściu statecznika, tj. w lampie i_{fl} (por. rys. 9),

postępując w następujący sposób:

- a) określ lub odczytaj:

Do odczytu wartości napięć, prądów i czasów z oscylogramów należy wykorzystać program SP107 i dostępne w nim kursory. Wartości napięć w miejscach wskazywanych przez kursory są podawane w ramce *Cursor* w wierszach *CH I* i *CH II*. W kolumnie *CI-CII* podawana jest różnica wartości między kursorem 1 a 2. Poniżej, w polach *dt* i *1/dt* podawana jest długość odcinka czasu między kursorami oraz odwrotność tej długości. Aby poruszać się po przebiegach z pamięci oscyloskopu – Ref I i Ref II – należy zaznaczyć pole *Ref*.

Niektóre parametry przebiegów (wyłącznie dla kanałów rzeczywistych, nie dla przebiegów z pamięci) są mierzone w oknie *Automeasurement*: $VP+$ – wartość szczytu, $VP-$ – wartość doliny, V_{pp} – wartość międzyszczytowa, V_{av} – wartość średnia, $Freq.$ – częstotliwość, dt – okres. Należy wiedzieć, że wartość średnia obliczana jest za zarejestrowany odcinek czasu. Oznacza to, że wskazanie V_{av} jest równe wartości średniej za okres wyłącznie wtedy, gdy zarejestrowana została całkowita liczba okresów przebiegu; ewentualnie stanowi ono dobre przybliżenie, jeżeli zarejestrowana została duża liczba okresów przebiegu. Jak nietrudno stwierdzić, w niniejszym

ćwiczeniu w większości przypadków żaden z tych warunków nie jest spełniony, co uniemożliwia korzystanie z tej funkcji programu.

Oscyloskop (o ile został poprawnie skonfigurowany) poprawnie uwzględnił współczynnik przetwarzania prąd-napięcie sondy prądowej [patrz pkt 4.2/7.d)]. W związku z tym wartości z przebiegów prądów można odczytywać bezpośrednio – wartość odczytana kursorem będzie natężeniem prądu w amperach.

- kształt (do jakiego typowego jest najbliższy),
- wartość szczytu,
- wartość siodła,
- częstotliwość;

b) oblicz:

- składową stałą, za którą można w uproszczeniu uznać średnią z wartości szczytu i siodła, przy czym ze względu na niepewność pomiarową użytego oscyloskopu wynoszącą 3%, każdą wartość mniejszą niż 6% (jako że średnia wymaga wykonania operacji dodawania na dwóch wynikach) wartości szczytowej należy uznać za zerową,
- dla przebiegów przemiennych (tj. pozbawionych składowej stałej) – wartość maksymalną, za którą należy uznać połowę różnicy wartości szczytu i siodła,
- dla pozostałych przebiegów – wartość międzyszczytową, tj. różnicę wartości szczytu i siodła.

3. Uzyskane wyniki zamieść w tabeli w części 1 sprawozdania.

4. Uzupełnij część 1 sprawozdania.

Działanie falownika półmostkowego

5. Wypełnij część 2 sprawozdania.

Praca tranzystorów w falowniku

6. * Nanieś trajektorię punktu pracy tranzystora Q_2 na diagram obszaru bezpiecznej pracy tego przyrządu:

- a) z karty katalogowej tranzystora Q_2 skopiuuj diagram obszaru bezpiecznej pracy i wklej do nowego dokumentu LibreOffice Draw;
- b) w programie SP107 otwórz plik zawierający przebieg napięcia kolektor-emiter tranzystora Q_2 (które można uznać za równe napięciu środka ramienia półmostka u_{mp}) i prądu kolektora tego tranzystora i_{c2} (zestaw przebiegów zapisany w pkt. 4.2/7);
- c) w oknie *Channels* aktywuj funkcję *XY*;
- d) powiększ okno *XY-Display* przynajmniej do rozmiaru okna *Signal*;
- e) zrzut ekranu okna *XY-Display*, wraz z nagłówkiem okna zawierającym informację o skali osi, wklej do dokumentu LibreOffice Draw z pkt. a);
- f) jeżeli panel boczny programu Draw nie jest widoczny, wyświetl go z menu *Widok* ▶ *Panel boczny*;
- g) w programie Draw, w panelu bocznym (jeżeli nie jest widoczny, wyświetl go z menu *Widok*) wybierz *Właściwości* ▶ *Grafika* i ustaw *Przezroczystość* na 50%;
- h) nałóż oba rysunki na siebie uzgadniając początek układu współrzędnych i skalę (poprzez zmianę wymiarów obrazu trajektorii punktu pracy; w celu zmiany tylko jednego wymiaru należy przed wciśnięciem przycisku myszy wcisnąć klawisz *Shift*);
- i) zaznacz oba rysunki i wyeksportuj w formacie JPEG.

7. Wypełnij część 3 sprawozdania.

5.2. Współpraca z lampą fluorescencyjną

Uruchomienie programu Scilab

1. Uruchom pakiet do obliczeń numerycznych Scilab.
2. Wczytaj skrypt zawierający potrzebne funkcje obliczeniowe, wpisując polecenie

```
exec('ścieżka_dostępu_do_skryptu\cw5b.sce');
```

gdzie *ścieżka_dostępu_do_skryptu* jest ścieżką dostępu do pliku *cw5b.sce*.

3. Aby w dalszym ciągu pracy nie wpisywać za każdym razem pełnej ścieżki dostępu do plików z danymi pomiarowymi (pliki z programu SP107), można zmienić katalog roboczy na katalog zawierający te pliki, wpisując polecenie

```
cd('ścieżka_dostępu_folderu_pomiarów');
```

Wyznaczenie parametrów

4. Na podstawie przebiegu prądu lampy i_{fl} , oblicz wartość skuteczną $I_{fl(rms)}$, szczytową $I_{fl(pk)}$ i współczynnik szczytu k_{ci} tego prądu:
 - a) w programie SP107 otwórz plik zawierający przebieg prądu i_{fl} (zestaw przebiegów zapisany w pkt. 4.2/7);
 - b) zapisz dane do pliku tekstowego – menu *Data* ▶ *Save*, zapis w formacie *Table (*.tab)*; w programie Scilab wczytaj wyniki z zapisanego pliku TAB do macierzy *naglowek* i *dane*, wpisując komendę:

```
[naglowek,dane]=wczytaj_sp107('nazwa_pliku.tab');
```

- d) wyświetl nagłówek pliku wpisując

```
naglowek
```

i stwierz, która kolumna macierzy *dane* zawiera wartości czasu, a która – prądu lampy i_{fl} (należy odnieść oznaczenia do przebiegów obserwowanych w oknie programu SP107, notatek z pomiarów lub opisu konfiguracji kanałów oscyloskopu z pkt. 4.2/7);

- e) oblicz wartość skuteczną prądu lampy $I_{fl(rms)}$ wpisując:

```
xrmsAC_f1(dane,nr_kol_t,nr_kol_ifl,ki,ffl)
```

gdzie *nr_kol_t* – numer kolumny zawierającej wartości czasu, *nr_kol_ifl* – numer kolumny zawierającej wartości prądu lampy i_{fl} , k_i – współczynnik przetwarzania sondy prądowej (jeżeli został już uwzględniony na oscyloskopie, należy wpisać 1), f_{fl} – częstotliwość prądu lampy wyznaczona w pkt. 5.1/2 (w [hercach](#));

- f) oblicz wartość szczytową prądu lampy $i_{fl(pk)}$ wpisując:

```
xpkAV(dane,nr_kol_ifl,ki)
```

5. Na podstawie przebiegu napięcia na lampie u_{fl} , oblicz jego wartość skuteczną $U_{fl(rms)}$:
 - a) w programie SP107 otwórz plik zawierający przebieg napięcia u_{fl} (zapisany w pkt. 4.2/8);
 - b) zapisz dane do pliku tekstowego – menu *Data* ▶ *Save*, zapis w formacie *Table (*.tab)*; w programie Scilab wczytaj wyniki z zapisanego pliku TAB do macierzy *naglowek* i *dane*, wpisując komendę:

```
[naglowek,dane]=wczytaj_sp107('nazwa_pliku.tab');
```

- d) wyświetl nagłówek pliku wpisując

naglowek

i stwierz, która kolumna macierzy *dane* zawiera wartości czasu, a która – napięcia na lampie i_{fl} (należy odnieść oznaczenia do przebiegów obserwowanych w oknie programu SP107, notatek z pomiarów lub opisu konfiguracji kanałów oscyloskopu z pkt. 4.2/8; wynik dodawania wykazywany jest na kanale I);

- e) oblicz wartość skuteczną napięcia na lampie $U_{fl(rms)}$ wpisując:

`xrmsAC_f1(dane,nr_kol_t,nr_kol_ufl,ku,ffl)`

gdzie nr_kol_t – numer kolumny zawierającej wartości czasu, nr_kol_ufl – numer kolumny zawierającej wartości napięcia na lampie u_{fl} , k_u – współczynnik tłumienia sondy napięciowej (należy wpisać 1, o ile został on poprawnie uwzględniony na oscyloskopie), f_{fl} – częstotliwość prądu lampy wyznaczona w pkt. 5.1/2 (w hercach).

Obliczenia w programie Scilab będą jeszcze kontynuowane w podrozdz. 5.3.

Analiza

6. Wyniki z pkt. 4–5 zamieść w tabeli w części 4 sprawozdania.
7. Uzupełnij część 4 sprawozdania.

5.3. Prostownik i kompatybilność elektromagnetyczna

Wyznaczenie parametrów

1. * Na podstawie przebiegów napięcia sieci u_g i prądu pobieranego z sieci i_g , zarejestrowanych w pkt. 4.3/3–4 dla dwu wartości kondensatora filtru prostownika C_4 , opisz liczbowo oddziaływanie prostownika wejściowego na sieć energetyczną:

- w programie SP107 otwórz kolejno każdy z dwóch plików, które zawierają przebiegi napięcia u_g i prądu i_g , i zapisz go do pliku tekstowego – menu *Data* ▶ *Save*, należy wybrać format *Table (*.tab)*;
- wczytaj wyniki z pierwszego zapisanego pliku TAB do macierzy *naglowek* i *dane*, wpisując komendę:

```
[naglowek,dane]=wczytaj_sp107('nazwa_pliku.tab');
```

- wyświetl nagłówek pliku wpisując

```
naglowek
```

i przez porównanie numerów kanałów z przebiegami widocznymi w programie SP107 stwierdź, która kolumna macierzy *dane* zawiera wartości czasu, która – napięcia, a która – prądu;

- wyznacz widmo prądu pobieranego z sieci i współczynnik zniekształceń harmonicznych tego prądu d_{hi} , wpisując:

```
dhi=widmo_ii_en(dane,nr_kol_t,nr_kol_ig,ki,pnom)
```

gdzie:

- nr_kol_t i nr_kol_ig oznaczają numery kolumn zawierających odpowiednio wartości czasu i prądu,
- k_i jest współczynnikiem przetwarzania sondy prądowej [patrz pkt 5.2/4.e)],
- P_{nom} jest mocą znamionową lampy (patrz par. 4.1);

Powyższa funkcja zwróci wartość współczynnika zniekształceń harmonicznych d_{hi} oraz wyświetli obraz widma prądu (niebieskie prążki) wraz z granicą (górną) wynikającą z odpowiedniej normy kompatybilności elektromagnetycznej (linia czerwona). Obraz widma należy zapisać do pliku graficznego (menu *File* ▶ *Export*, zaleca się format PNG);

- wyznacz współczynnik mocy układu λ i kąt przesunięcia fazowego między składowymi podstawowymi napięcia i prądu φ_1 , wpisując:

```
[lambda,phi1]=lambda_phi(dane,nr_kol_t,nr_kol_ug,nr_kol_ig,ki)
```

gdzie nr_kol_ug oznacza numer kolumny zawierającej wartości napięcia, a pozostałe parametry mają znaczenie i wartości jak w ppkt. d);

- powtórz ppkt. b)–e) dla drugiego pliku.

2. * W programie SP107, z przebiegów napięcia u_{rect} zarejestrowanych w pkt. 4.2/5 i 4.3/5, dla dwu wartości kondensatora filtru prostownika C_4 , odczytaj wartości szczytu i siodła $u_{rect(pk)}$ i $u_{rect(val)}$. Następnie na ich podstawie oblicz współczynnik tętnienia napięcia wyjściowego prostownika r_{uo} (patrz par. 3.1.c) w każdym z dwóch przypadków.

Analiza

3. * W odpowiednich miejscach w części 5 sprawozdania zamieść oscylogramy analizowane w pkt. 1–2.

4. * Wyniki liczbowe uzyskane w pkt. 1–2 zberz w tabeli w części 5 sprawozdania.
5. * Uzupełnij część 5 sprawozdania.

6. Wymagana wiedza

6.1. Przygotowanie do wykonywania ćwiczenia

- Schemat i ogólna zasada działania elektronicznego półmostkowego statecznika lampy fluorescencyjnej (zob. par. 2.4)

6.2. Zakres kolokwium

1. Zalety i wady tranzystorów BJT w odniesieniu do elektroniki mocy. Współczesne obszary zastosowań. (zob. par. 2.1, sprawozdanie)
2. Elektroniczny półmostkowy statecznik niskociśnieniowej lampy fluorescencyjnej: schemat blokowy (bez bloków opcjonalnych), przebiegi charakterystycznych napięć lub prądów w kluczowych punktach układu, wady statecznika magnetycznego i zalety stateczników elektronicznych. (zob. par. 2.2, 2.4, sprawozdanie)
3. Falownik półmostkowy zasilany napięciowo: uproszczony schemat elektryczny, droga przepływu prądu wyjściowego w dwóch taktach pracy; przebieg potencjału na środku gałęzi aktywnej, prądu wyjściowego (lampy) i prądów łączników półprzewodnikowych. Obwód rezonansowy: składniki (po zapłonie lampy) i spełniana funkcja; inna funkcja dławika. (zob. par. 2.4, sprawozdanie)
4. Jednofazowy prostownik diodowy w konfiguracji mostka Graetza: schemat elektryczny, łączniki przewodzące i nieprzewodzące w zależności od polaryzacji napięcia wejściowego; przebieg napięcia i prądu wejściowego oraz napięcia wyjściowego bez kondensatora i z kondensatorem. (zob. par. 3.2, 3.3)

7. Literatura

- [1] *Power Semiconductor Applications*. Philips Semiconductors, 1994.
- [2] Nowak M., Barlik R.: *Poradnik inżyniera energoelektronika*. Warszawa: Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, 1998. ISBN 83-204-2223-X.