



Politechnika Łódzka
Katedra Mikroelektroniki i Technik Informatycznych
90-924 Łódź, ul. Wólczajska 221/223, bud. B18
tel. 42 631 26 28 faks 42 636 03 27 e-mail secretary@dmcs.p.lodz.pl
<http://www.dmcs.p.lodz.pl>

LABORATORIUM PRZYRZĄDÓW I UKŁADÓW MOCY

Ćwiczenie 5U

Dwustopniowy przemiennik częstotliwości

Prostownik mostkowy

Falownik półmostkowy

Zastosowanie tranzystorów BJT

**Uwaga! W układzie pomiarowym występują niebezpieczne napięcia.
Nieprzestrzeganie zaleceń podanych w instrukcji grozi porażeniem!**

Opracowanie ćwiczenia i instrukcji:
Łukasz Starzak

Łódź 2020

wer. 4.11.0. 7.5.2020

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.....	15
2.3.a. Półmostek zasilany napięciowo.....	15
2.3.b. Podział prądu kondensatorów.....	16
2.3.c. Podział napięcia kondensatorów.....	18
2.3.d. Pojemność w przekątnej zmiennoprądowej.....	19
2.4. Stateczniki elektroniczne.....	21
2.4.a. Zalety.....	21
2.4.b. Statecznik elektroniczny jako przekształtnik wielostopniowy.....	21
2.4.c. Budowa statecznika półmostkowego zasilanego napięciowo.....	23
2.5. Działanie statecznika półmostkowego.....	25
2.5.a. Zasada działania – takt 1.....	25
2.5.b. Zasada działania – takt 2.....	28
2.5.c. Mechanizm zapłonu.....	29
2.5.d. Rozruch falownika.....	30
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. Pomiary.....	45
4.1. Układ doświadczalny.....	45
Badany układ statecznika.....	45
Prowadzenie pomiarów.....	46
4.2. Dwustopniowy przekształtnik AC-AC.....	48
Przygotowanie układu.....	48
Napięcia od strony wejścia przekształtnika.....	49
Napięcia i prądy w półmostku.....	50
Napięcie i prąd tranzystora półmostka.....	51
Przebiegi napięcia i prądu na wyjściu przekształtnika.....	52

4.3. Działanie prostownika.....	54
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
Współpraca z lampą fluorescencyjną.....	58
5.2. Prostownik i kompatybilność elektromagnetyczna	59
Wyniki uzyskane za pomocą oscyloskopu.....	59
Widmo prądu wejściowego.....	59
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 tym ćwiczeniu badany jest typowy przykład zastosowania tranzystora BJT mocy w postaci elektronicznego statecznika lampy fluorescencyjnej (potocznie zwanej świetlówką kompaktową). Zastosowane w nim tranzystory BJT należą do grupy przyrządów wysokonapięciowych, ale niewielkiej mocy (znamionowa moc maksymalna strat rzędu od 0,1 W do 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, jest to konstrukcja dwustopniowa, za to złożona z prostych przekształtników: prostownika i falownika. Przeanalizowane zostanie działanie tych układów, w tym oddziaływanie z siecią zasilającą. Przy tej okazji pokazane zostaną jedne z typowych konfiguracji pracy przyrządów półprzewodnikowych mocy – mostek i 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 6P, par. 2.3).

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:

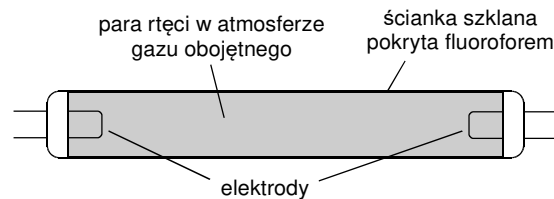
- łatwość **projektowania samego przyrządu** (struktura wysokonapięciowego tranzystora bipolarnego jest prosta, a w ciągu pół wieku jej właściwości zostały bardzo dobrze zbadane);
- łatwość **produkcji** (prosta 4-warstwowa struktura, brak konieczności wytwarzania bramki);
- w związku z powyższymi – 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.

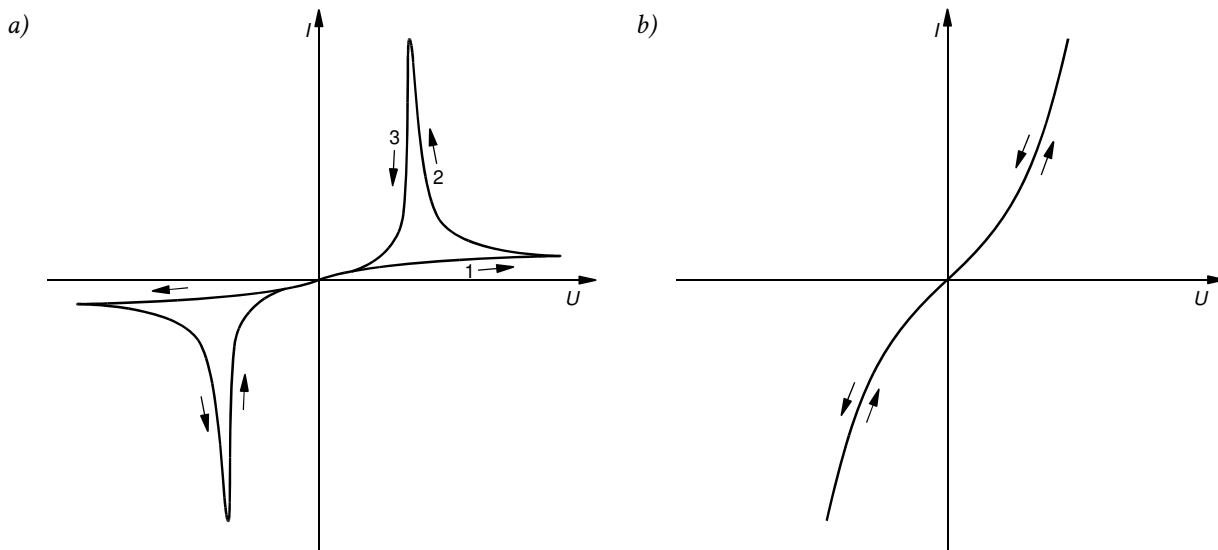
Jeżeli jednak napięcie między elektrodami przekroczy pewną wartość, zwaną **napięciem zapłonu** (ang. *ignition voltage*) – rzędu setek woltów, a nawet powyżej 1 kV – to wypełniająca lampę **para rtęci ulegnie jonizacji**, tj. rozpadowi na jony dodatnie i wolne elektrony. Dążenie do przywrócenia równowagi 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:

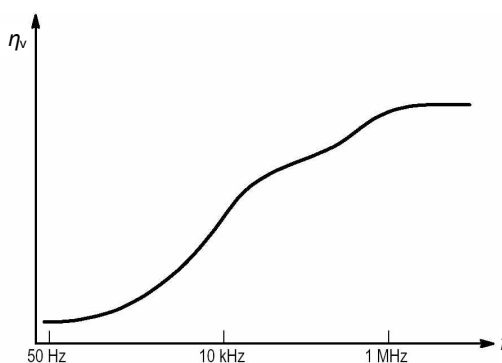
- wydajność zjawiska jarzenia par rtęci – część energii łuku elektrycznego jest zamieniana na energię cieplną zamiast na świetlną;
- wydajność zjawiska fluorescencji, czyli konwersji promieniowania ultrafioletowego na widzialne – promieniowanie nie przetworzone, a pochłonięte przez ścianki, ulega również 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 – elektrody 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 $\sqrt{2} \approx 1,41$; dla przebiegu prostokątnego wynosi on 1, zaś dla trójkątnego – $\sqrt{3} \approx 1,73$. Zalecana lub wymagana przez producentów lamp (a także przez amerykańską normę ANSI C82.11) maksymalna wartość tego wskaźnika wynosi 1,7 dla niskociśnieniowych lamp rtęciowych. Odpowiada ona empirycznie określonym warunkom, w

którym żywotność lampy nie ulega jeszcze wyraźnemu skróceniu. Współczynnik szczytu powyżej 2 powoduje już natomiast znaczące ograniczenie czasu eksploatacji.

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. Definiując rezystancję zastępczą lampy dla wysokiej częstotliwości jako stosunek wartości skutecznych jej napięcia i prądu:

$$R_{\text{eff}} = \frac{U_{\text{rms}}}{I_{\text{rms}}} \quad (2.4)$$

zależność (2.3) można przedstawić w postaci

$$I_{\text{rms(opt)}} = \sqrt{\frac{P_{\text{nom}}}{R_{\text{eff}}}} \quad (2.5)$$

2.2.d. Statecznik magnetyczny

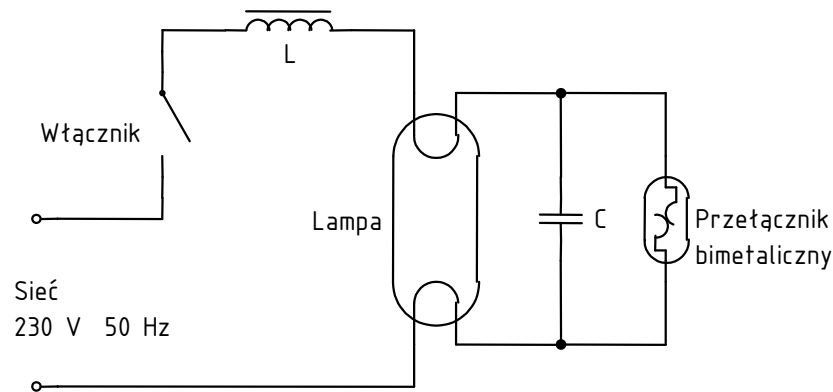
Obwód tradycyjnego – magnetycznego statecznika lampy fluorescencyjnej został przedstawiony na rys. 4. Ściśle rzecz ujmując, **statecznikiem jest dławik L** (to on ogranicza bowiem narastanie prądu w obwodzie w czasie, gdy lampa jest załączona), natomiast przełącznik bimetaliczny pełni rolę **zapłonnika** (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 równoległym 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:

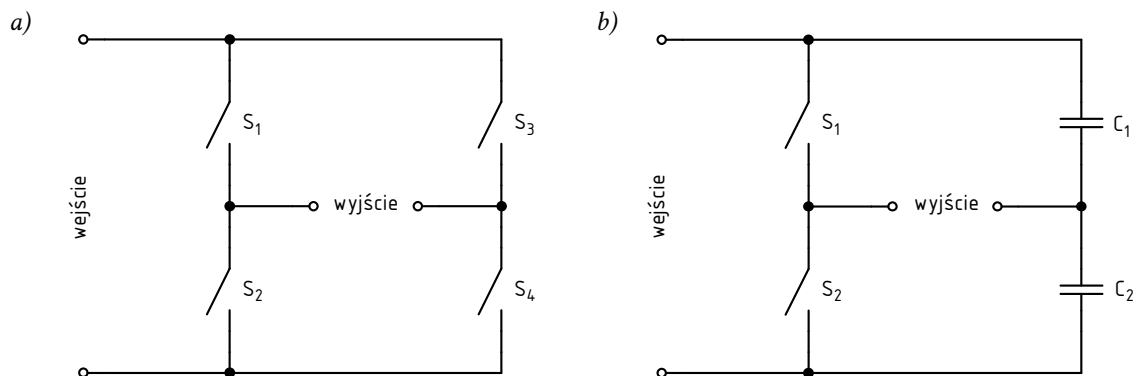
- 1) zapłon lampy następuje w przypadkowym momencie, więc może się wielokrotnie powtarzać bez powodzenia;
- 2) lampa migocze z podwojoną częstotliwością sieci, co jest męczące i niebezpieczne;
- 3) rdzeń pracującego dławika wywołuje drgania o podwojonej częstotliwości sieci, wzmacniane przez obudowę 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). 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} .



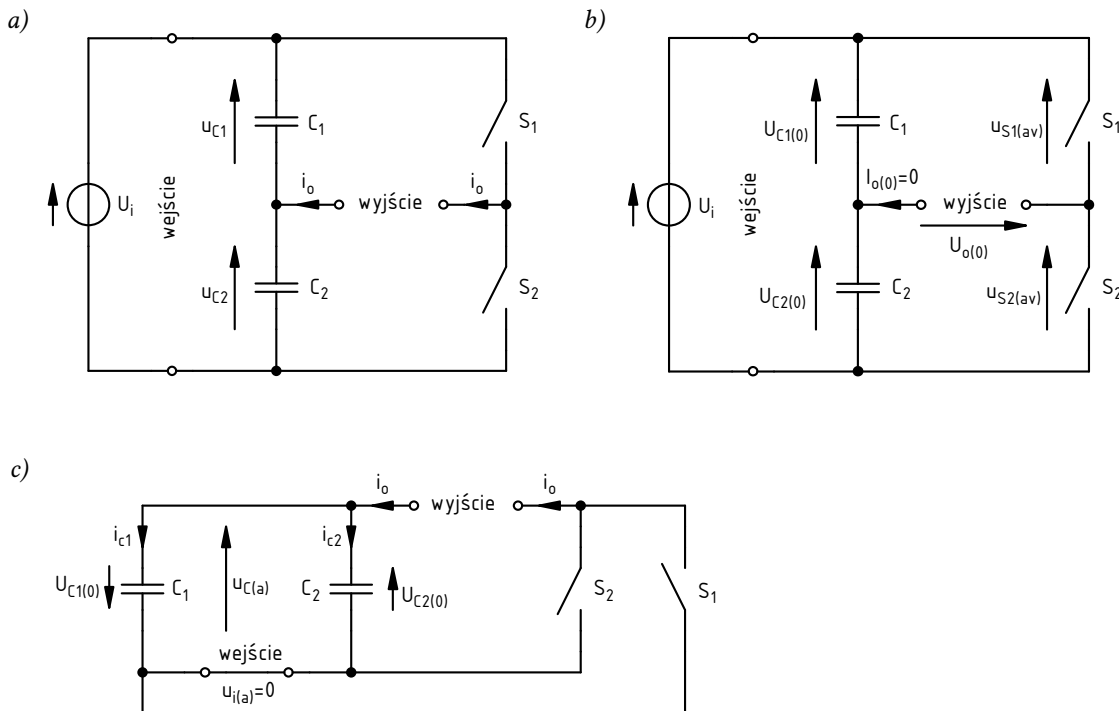
Rys. 5. Topologia: a) mostka, b) półmostka

Mimo, że schematy mostka i półmostka są tradycyjnie rysowane 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.

Założmy, 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 zasileniu obwodu od tej strony. Możliwe jest oczywiście zasilenie 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 **dla składowej przemiennej wejście półmostka 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

$$i_C = C \frac{du_C}{dt} \quad (2.6)$$

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

$$\frac{i_{C1}}{C_1} = \frac{i_{C2}}{C_2} = \frac{du_C}{dt} \Rightarrow \frac{i_{C1}}{i_{C2}} = \frac{C_1}{C_2} \quad (2.7)$$

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 (2.7) 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

$$i_{C1} = i_{C2} = \frac{i_o}{2} \quad (2.8)$$

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:

$$I_{o(0)} = I_{o(av)} = \frac{1}{T_s} \int_{T_s} i_o dt = 0 \quad (2.9)$$

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

$$\Delta q_C = \int i_C dt \quad (2.10)$$

skąd

$$\Delta q_{C1}(T_s) = \int_{T_s} i_{C1} dt = \frac{1}{2} \int_{T_s} i_o dt = 0 \quad (2.11)$$

Z definicji pojemności

$$u_C = \frac{q_C}{C} \quad (2.12)$$

wynika, iż

$$\Delta u_{C1} = \frac{\Delta q_{C1}}{C_1} \quad (2.13)$$

Z (2.11) wynika więc, że

$$\Delta u_{C1}(T_s) = \frac{\Delta q_{C1}}{C_1} = 0 \quad (2.14)$$

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 (2.14) – 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 (2.14), 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

$$\begin{aligned} U_{C1(0)} &= u_{S1(av)} + U_{o(0)} \\ U_{C2(0)} &= u_{S2(av)} - U_{o(0)} \end{aligned} \quad (2.15)$$

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:

$$\begin{aligned} U_{C1(0)} &= u_{S1(av)} \\ U_{C2(0)} &= u_{S2(av)} \end{aligned} \quad (2.16)$$

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

$$u_{S2(av)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} u_{S2} dt = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{DT_s} 0 dt + \int_{(1-D)T_s}^{T_s} U_i dt \right) = \frac{1}{T_s} \int_{(1-D)T_s}^{T_s} U_i dt = \frac{1}{T_s} U_i (1 - D) T_s = (1 - D) U_i \quad (2.17)$$

Analogicznie dla łącznika S_1 uzyskuje się

$$u_{S1(av)} = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{(1-D)T_s} 0 dt + \int_{DT_s}^{T_s} U_i dt \right) = D U_i \quad (2.18)$$

Ostatecznie **składowe stałe napięć na kondensatorach** wynoszą

$$\begin{aligned} U_{C1(0)} &= D U_i \\ U_{C2(0)} &= (1 - D) U_i \end{aligned} \quad (2.19)$$

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,

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

z czym w pełni zgadzają się zależności (2.19). Współczynnik podziału składowej stałej napięcia wynosi natomiast

$$\frac{U_{C1(0)}}{U_{C2(0)}} = \frac{D}{1-D} \quad (2.21)$$

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 (2.19), osiągnięto to dla symetrycznego – prostokątnego przebiegu sterującego, tj. $D = 0,5$. Wówczas

$$U_{C1(0)} = U_{C2(0)} = \frac{U_i}{2} \quad (2.22)$$

Jeżeli obciążenie miałoby charakter RLE, to – zgodnie z napięciowym prawem Kirchhoffa (2.15) – zależności (2.19) ulegną modyfikacji jedynie o składową stałą napięcia odbiornika E_0 :

$$\begin{aligned} U_{C1(0)} &= DU_i + E_0 \\ U_{C2(0)} &= (1-D)U_i - E_0 \end{aligned} \quad (2.23)$$

2.3.d. Pojemność w przekątnej zmiennoprądowej

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

$$Z_{Cf}(f_s) = \frac{1}{2\pi f_s C_f} \quad (2.24)$$

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 (2.19) 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 szeregowo połączenie kondensatorów, a więc zależność (2.20) jest nadal prawdziwa.

Załóżmy, że początkowo oba łączniki są wyłączone, a oba kondensatory są w pełni rozładowane, tzn. ładunek $q_{C1} = q_{C2} = 0$, skąd z (2.12) 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 (2.10), **do obu kondensatorów zostanie dostarczony jednakowy ładunek**

$$\Delta q_{C1} = \Delta q_{C2} = \Delta q_C = \int i_C dt \quad (2.25)$$

W wyniku tego na kondensatorach odłożą się napięcia wynikające z (2.14):

$$\begin{aligned} U_{C1} &= \frac{\Delta q_C}{C_1} \\ U_{C2} &= \frac{\Delta q_C}{C_2} \end{aligned} \quad (2.26)$$

czyli **współczynnik podziału napięcia** U_i wyniesie

$$\frac{U_{C1}}{U_{C2}} = \frac{C_2}{C_1} \quad (2.27)$$

Biorąc pod uwagę (2.20),

$$\begin{aligned} U_{C1} &= U_i \frac{C_2}{C_1 + C_2} \\ U_{C2} &= U_i \frac{C_1}{C_1 + C_2} \end{aligned} \quad (2.28)$$

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

$$U_{C1} = U_{C2} = \frac{U_i}{2} \quad (2.29)$$

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 rozdzielania 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 (2.20) i (2.28).

Z analizy obwodu i zależności (2.28) 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

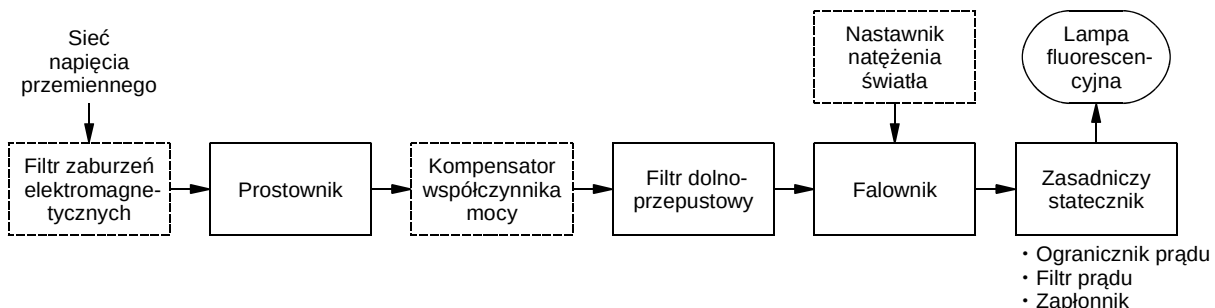
Ogólny schemat blokowy statecznika elektronicznego przedstawia rys. 7. Nie wszystkie jego elementy występują w każdym układzie praktycznym; bloki opcjonalne zostały zaznaczone linią przerywaną. Niektóre z nich mogą być zintegrowane, tj. wykorzystywać te same, wspólne elementy.

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 przemienną na napięcie jednobiegunowe zawierające głównie składową stałą. Filtracja składowej przemienną 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. **Zasadniczy statecznik** (w wąskim rozumieniu) – obwód bierny, którego zadania są ograniczone do funkcji statecznika tradycyjnego.
 - a. **Ogranicznik prądu** – stosunkowo niewielki (dzięki wysokiej częstotliwości pracy) dławik, który ogranicza szybkość narastania prądu świecącej lampy, a więc realizuje zasadniczą funkcję **statecznika**.
 - b. **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.
 - c. **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 wyłączonej lampy, dzięki czemu ulegają one podgrzaniu i następuje korzystny dla lampy zapłon gorący.



Rys. 7. Schemat blokowy rozbudowanego elektronicznego statecznika lampy fluorescencyjnej z zaznaczeniem kierunku przepływu energii (pojedyncze bloki zaznaczone linią przerywaną są opcjonalne)

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 **przeźmienników częstotliwości** (ang. *cycloconverters*). Jednak z użyciem jednostopniowych przeźmienników 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 **świłtłówek 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*).

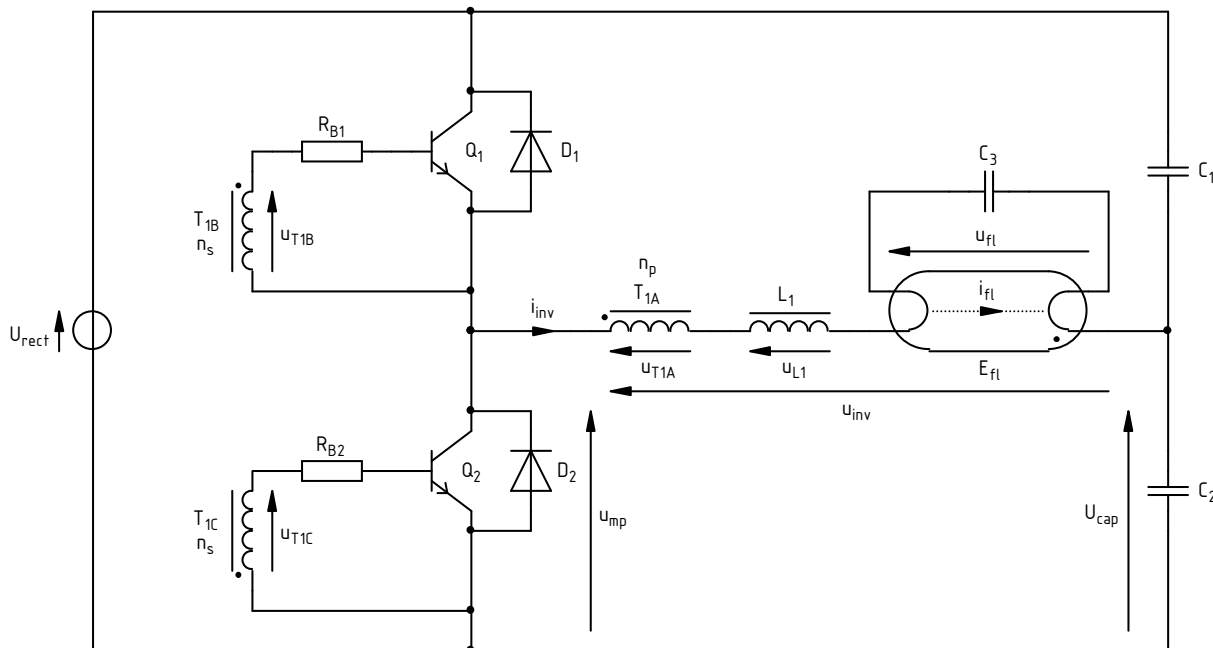
2.4.c. Budowa statecznika półmostkowego zasilanego napięciowo

Kluczową część statecznika elektronicznego stanowi falownik zintegrowany z ogranicznikiem i filtrem prądu oraz zapłonnikiem (por. rys. 7). Ma on zazwyczaj **topologię półmostka** (ang. *half-bridge*) dla lamp mniejszej mocy, w tym świetłówek 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 filtru 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 przemienniej są one połączone równoległe) oraz rezystancję zapalanej lampy;
- 4) **lampę fluorescencyjną** E_{fl} ;
- 5) **zapłonnik** – obwód rezonansowy RLC tworzony przez ten sam dławik L_1 , kondensator C_3 oraz szeregowo 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 rozdzielenie 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 (2.22) – składowa stała napięcia w punkcie połączenia kondensatorów jest równa $U_{rect}/2$. Dla ułatwienia analizy założmy 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 (2.13)], 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

$$u_{inv} = u_{mp} - U_{cap} = U_{rect} - \frac{U_{rect}}{2} = \frac{U_{rect}}{2} \quad (2.30)$$

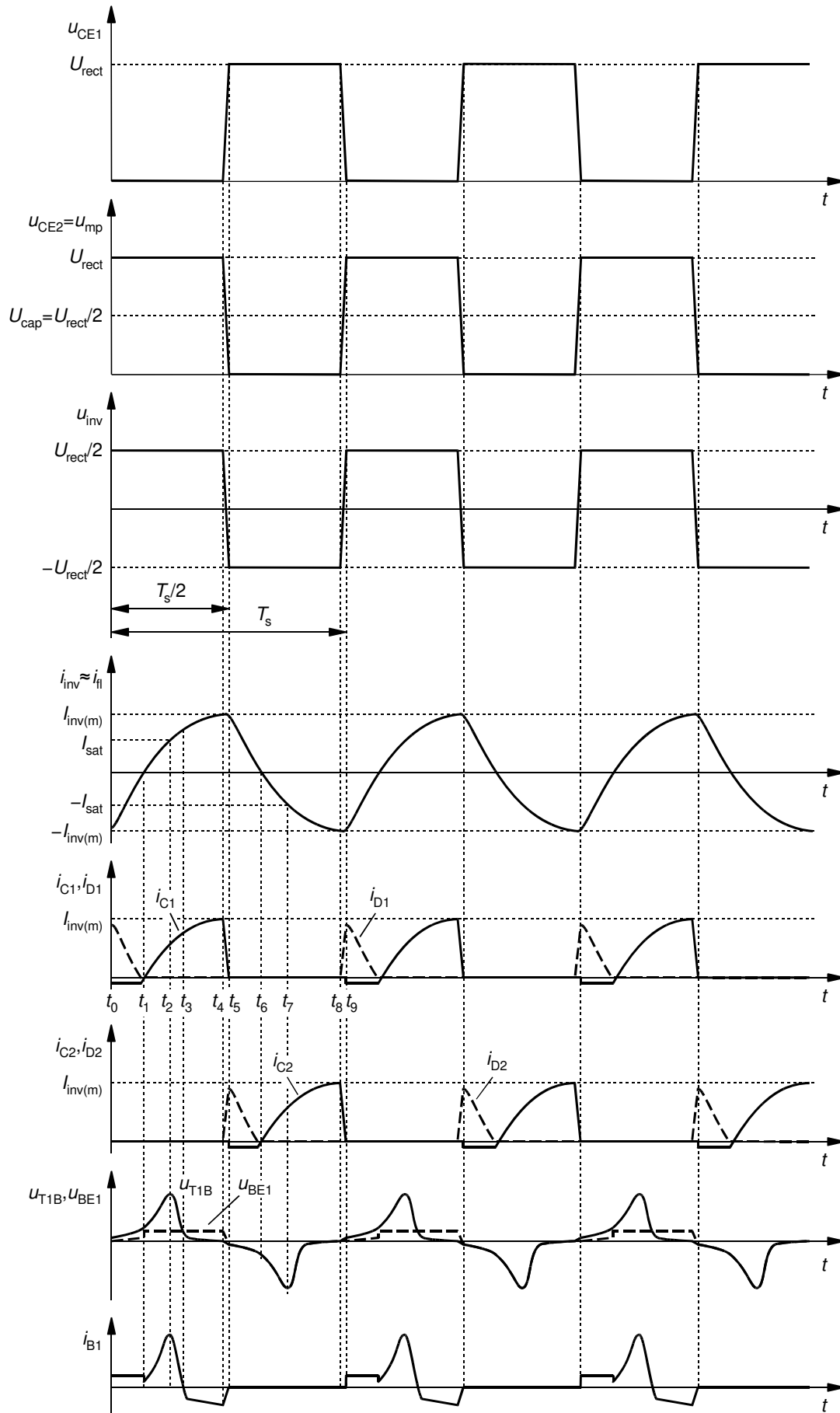
2. Uzyskany wynik jest dodatni, co oznacza, że napięcie wyjściowe u_{inv} , podawane na obwód $T_{1A} - L_1$ – lampa, jest skierowane zgodnie ze strzałką na rys. 8. Tym samym układ wymusza przepływ dodatniego (tj. także w kierunku zgodnym ze strzałką na rys. 8) prądu wyjściowego i_{inv} . Jak ustalimy 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

$$\frac{di_{inv}}{dt} = \frac{u_{L1}}{L_1} = \frac{\frac{1}{2}U_{rect} - u_{fl}}{L_1} \quad (2.31)$$

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. Płynie więc w kierunku wstecznym dla tranzystora Q_1 , natomiast w kierunku przewodzenia równoległej do niego diody D_1 . Tranzystor BJT posiada wprowadzić zdolność przewodzenia wstecznego, jednak struktury wysokonapięciowe są wyraźnie asymetryczne (patrz instrukcja 5P, 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

$$u_{T1B} = u_{T1A} \frac{n_s}{n_p} \quad (2.32)$$

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

$$i_{B1} = \frac{u_{T1B} - u_{BE1}}{R_{B1}} \quad (2.33)$$

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 (2.32). 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 wyłączania tranzystora Q_1 . Przy tym samo napięcie u_{BE1} na razie pozostaje prawie niezmienione, gdyż złącze baza-emiter nadal przewodzi (podobnie jak dioda PIN podczas wyłączania – patrz instrukcja 1F, rozdz. 2.2). Skoro

$u_{T1B} < u_{BE1}$, to – zgodnie ze wzorem (2.33) – 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 emiterym 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

$$u_{inv} = u_{mp} - U_{cap} = 0 - \frac{U_{rect}}{2} = -\frac{U_{rect}}{2} \quad (2.34)$$

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 uwidoczonych 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 równolegle 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 **przepląwa 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** – wzrasta 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. Bowiem 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 μs do 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. Wpływa 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 okresowej **zmienności napięcia wyjściowego** prostownika w czasie nazywamy **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 tętnień** (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 tętnień 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

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

Niemniej zazwyczaj w odniesieniu do prostowników stosowana jest definicja oparta na wartości skutecznej składowej przemiennej:

$$r_{uo} = \frac{\Delta U_{o(a)(rms)}}{U_{o(0)}} \quad (3.4)$$

Korzystając ze wzoru Parsevala i uwzględniając, że składowa stała równa jest wartości średniej, można ją przekształcić do postaci

$$r_{uo} = \frac{\sqrt{U_{o(rms)}^2 - U_{o(0)}^2}}{U_{o(0)}} = \frac{\sqrt{U_{o(rms)}^2 - U_{o(av)}^2}}{U_{o(av)}} = \sqrt{\left(\frac{U_{o(rms)}}{U_{o(av)}}\right)^2 - 1} \quad (3.5)$$

Z punktu widzenia **łączników półprzewodnikowych** istotne są z kolei **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 częstości $\omega = 2\pi f = 100\pi \text{ Hz}$. Równanie napięcia wejściowego ma więc postać (patrz rys. 10b)

$$u_i = \sqrt{2}U_i \sin \omega t \quad (3.6)$$

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

$$u_{D1} \approx 0 \quad (3.7)$$

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

$$u_o = u_i - u_{D1} = u_i \quad (3.8)$$

Z prawa Ohma prąd wyjściowy i_o wynosi

$$i_o = i_{D1} = i_i = \frac{u_o}{R_L} \quad (3.9)$$

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):

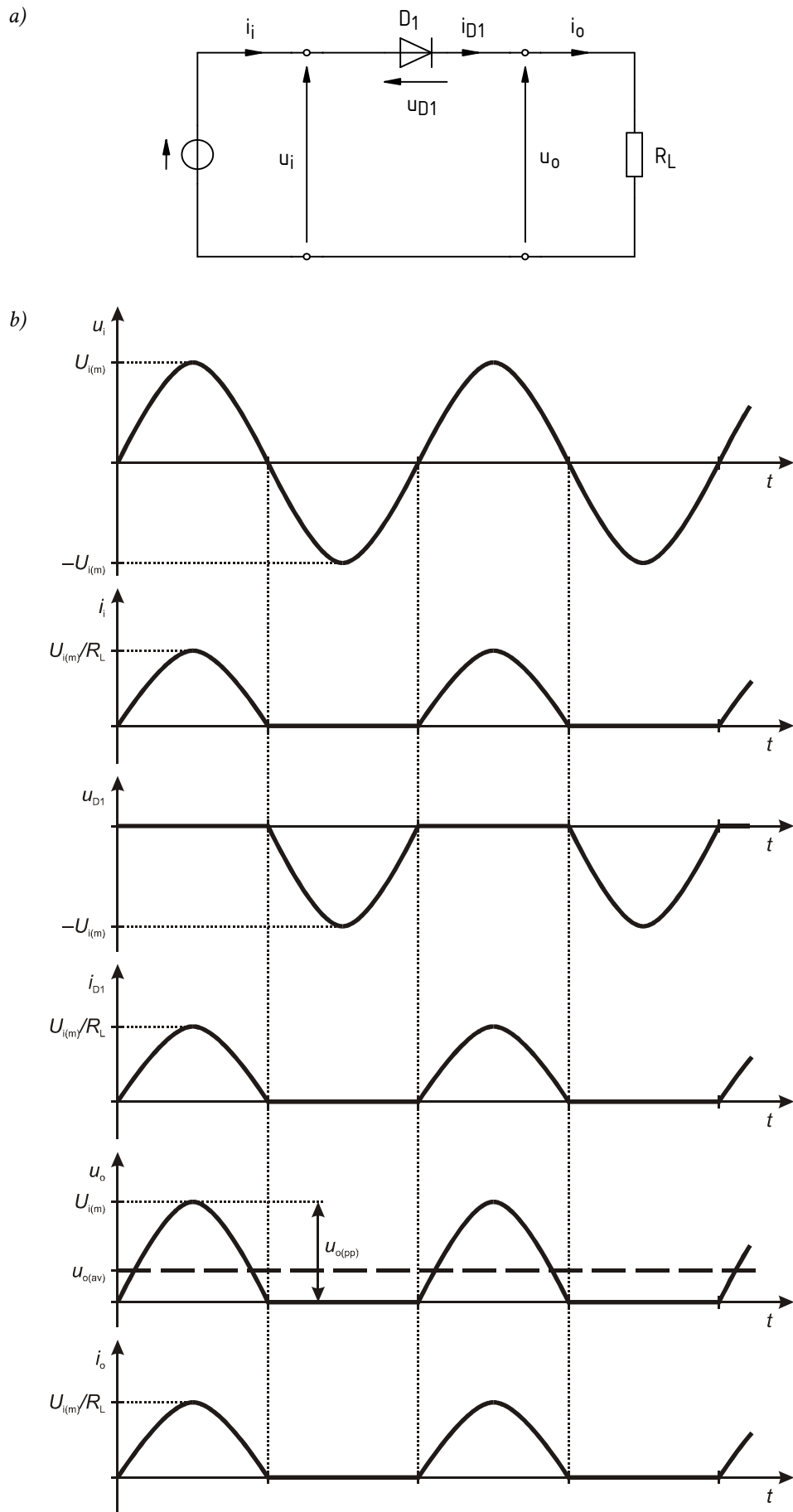
$$i_o = i_{D1} = i_i = 0 \quad (3.10)$$

$$u_o = i_o R_L = 0 \quad (3.11)$$

$$u_{D1} = u_i - u_o = u_i \quad (3.12)$$

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

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

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

$$r_{uo} = \frac{U_{o(pp)}}{U_{o(av)}} = \frac{U_{i(m)}}{\frac{1}{\pi} U_{i(m)}} = \pi = 3,14 \tag{3.14}$$

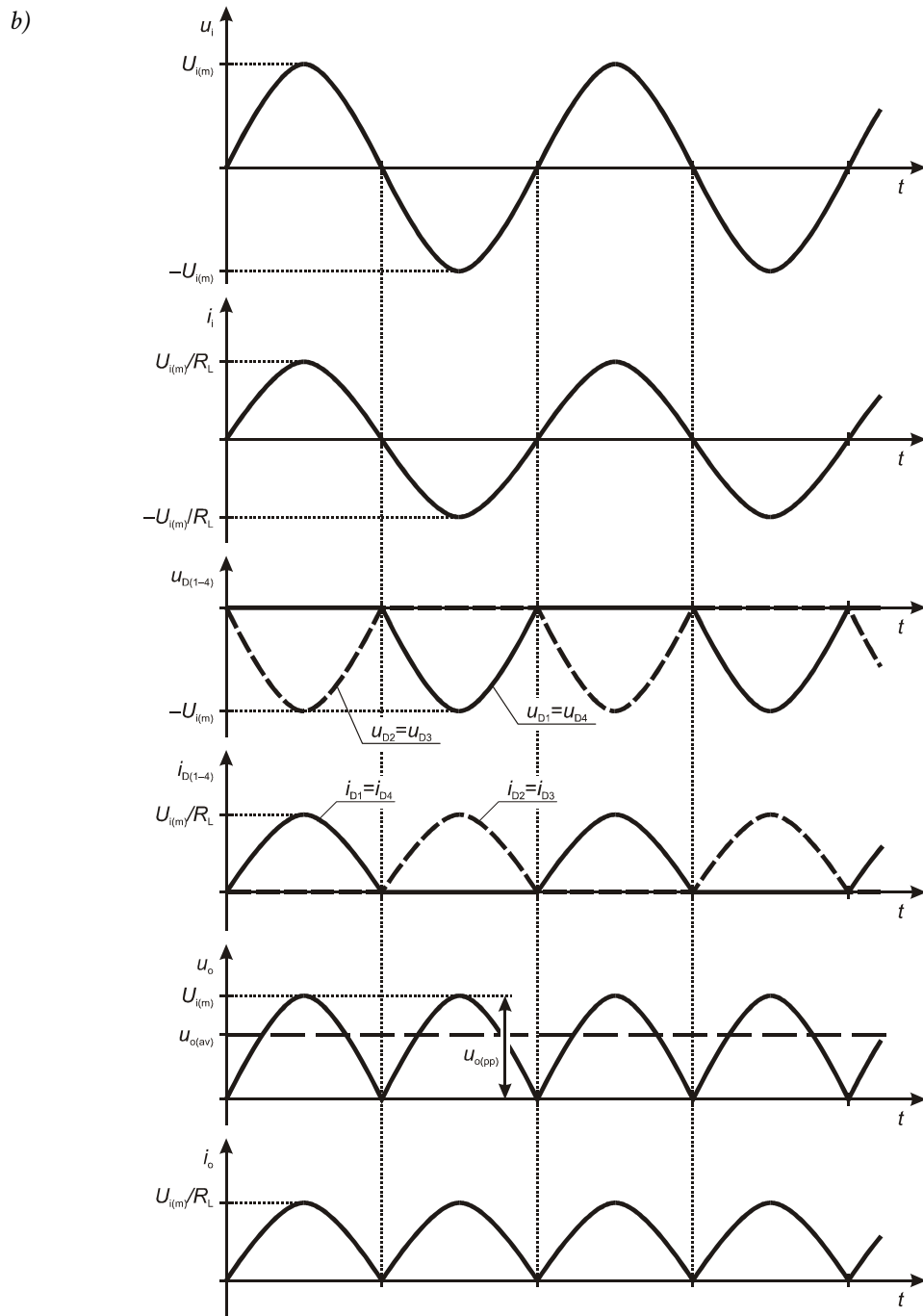
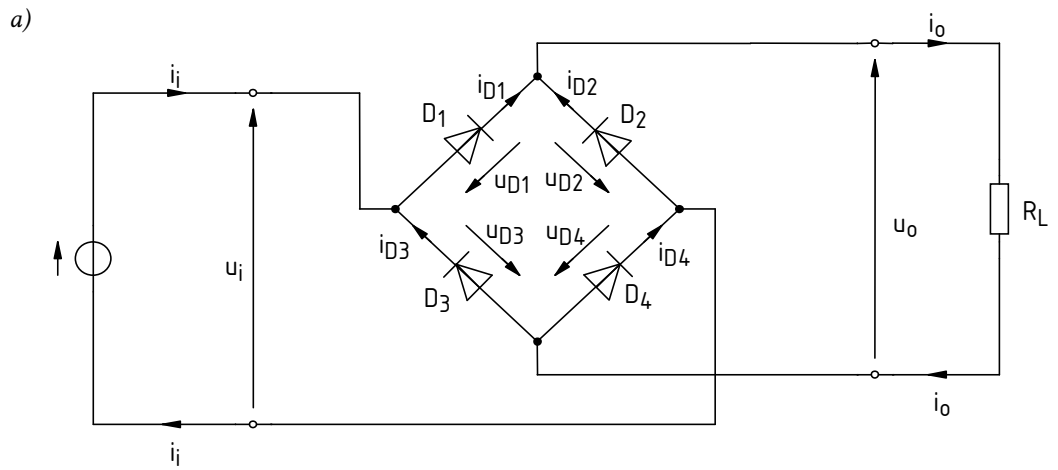
3.2.b. Mostek Graetza

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

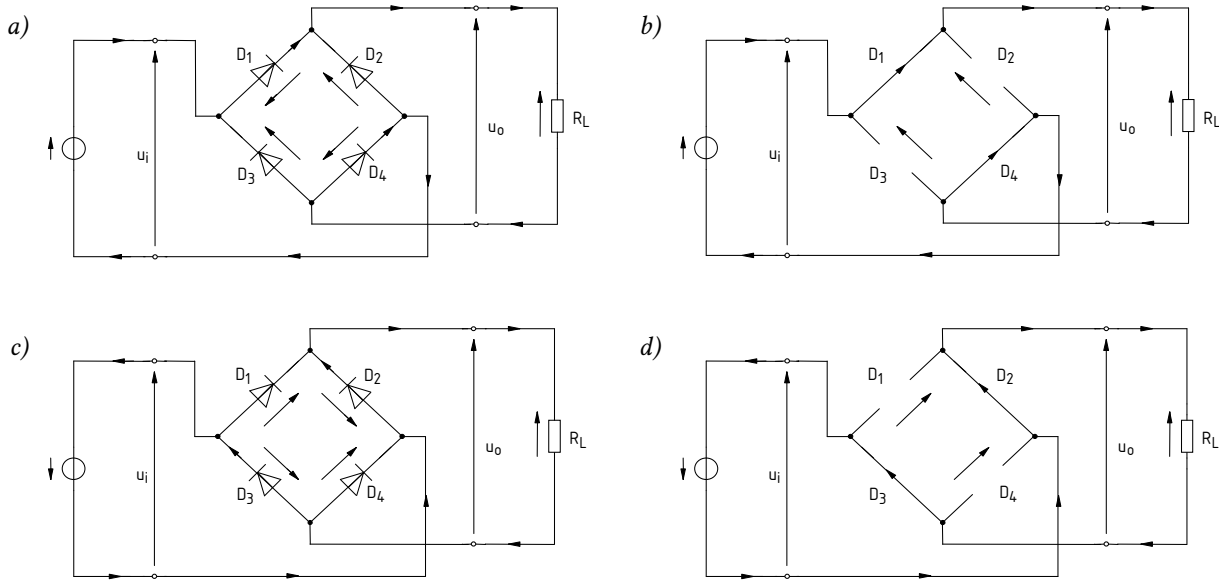
- 1° od strony wyjścia – gdyż przez połowę czasu brak dopływu energii. Ewentualny zbiornik energii na czas nieprzewodzenia (np. kondensator) musiałby więc mieć bardzo dużą pojemność;
- 2° od strony wejścia – gdyż prąd płynie zawsze w tę samą stronę, co oznacza niezerową składową stałą. Składowa stała 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 strzałki u_i , która pozostaje zgodna 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

$$\begin{aligned}
U_{o(av)} &= \frac{1}{T} \int_T u_o dt = \frac{1}{T} \left(\int_0^{T/2} u_i dt + \int_{T/2}^T (-u_i) dt \right) = \frac{1}{T} \left(\int_0^{T/2} U_{i(m)} \sin \omega t dt - \int_{T/2}^T U_{i(m)} \sin \omega t dt \right) = \\
&= \frac{1}{T} \left(\int_0^{T/2} U_{i(m)} \sin \frac{2\pi t}{T} dt - \int_{T/2}^T U_{i(m)} \sin \frac{2\pi t}{T} dt \right) = \\
&= \frac{U_{i(m)}}{T} \left(\left[-\frac{T}{2\pi} \cos \frac{2\pi t}{T} \right]_0^{T/2} - \left[-\frac{T}{2\pi} \cos \frac{2\pi t}{T} \right]_{T/2}^T \right) = \\
&= -\frac{U_{i(m)}}{2\pi} [(\cos \pi - \cos 0) - (\cos 2\pi - \cos \pi)] = -\frac{U_{i(m)}}{2\pi} [(-1 - 1) - (1 + 1)] = \frac{2}{\pi} U_{i(m)}
\end{aligned} \tag{3.15}$$

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

$$r_{uo} = \frac{U_{o(pp)}}{U_{o(av)}} = \frac{U_{i(m)}}{\frac{2}{\pi} U_{i(m)}} = \frac{\pi}{2} = 1,57 \tag{3.16}$$

a więc **dwukrotnie mniej niż w poprzednim układzie**. Napięcie wyjściowe jest więc bliższe stałemu, a jego faktyczną 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 $D_1 - R_L - D_4$)

$$u_i - u_{D1} - u_o - u_{D4} = 0 \Rightarrow u_{D1} + u_{D4} = u_i - u_o \quad (3.17)$$

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

$$\Delta q_C = \int i_o dt \quad (3.18)$$

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

$$u_C = \frac{q_C}{C} \quad (3.19)$$

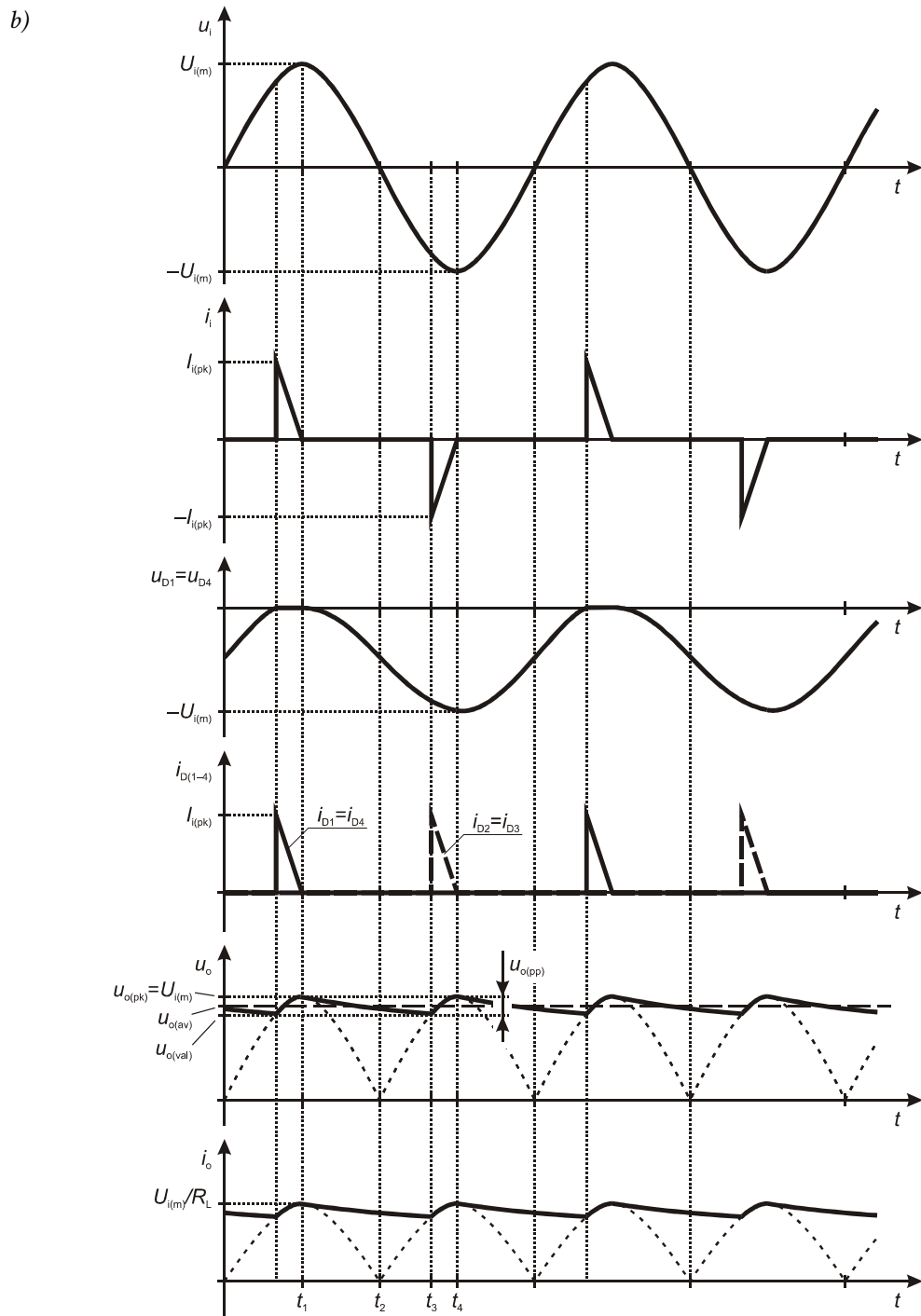
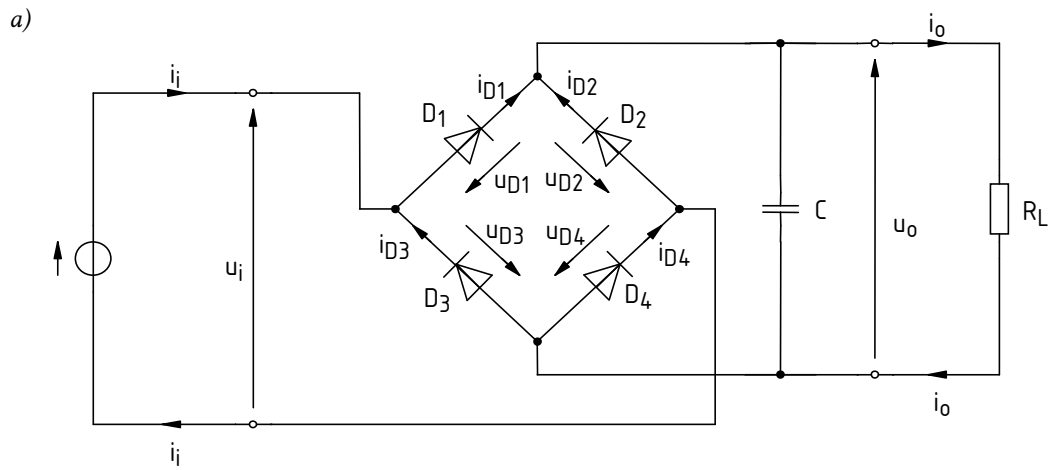
Tymczasem napięcie u_i spada do zera w chwili t_2 , a następnie narasta w drugim kierunku. Zauważmy, że (idąc od źródła w dół wzdłuż pętli $D_2 - R_L - D_3$)

$$-u_i - u_{D2} - u_o - u_{D3} = 0 \Rightarrow u_{D2} + u_{D3} = -u_i - u_o \quad (3.20)$$

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 tętnień 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)

$$\lambda = \frac{P_i}{S_i} = \frac{U_i I_{i(1)} \cos \varphi_{i(1)}}{U_i I_i} = \frac{I_i \cos \varphi_i}{I_i} = \cos 0 = 1 \quad (3.21)$$

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

$$Q = \int_{T/2} i_o dt \quad (3.22)$$

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 (3.22) 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 sztywna – 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:

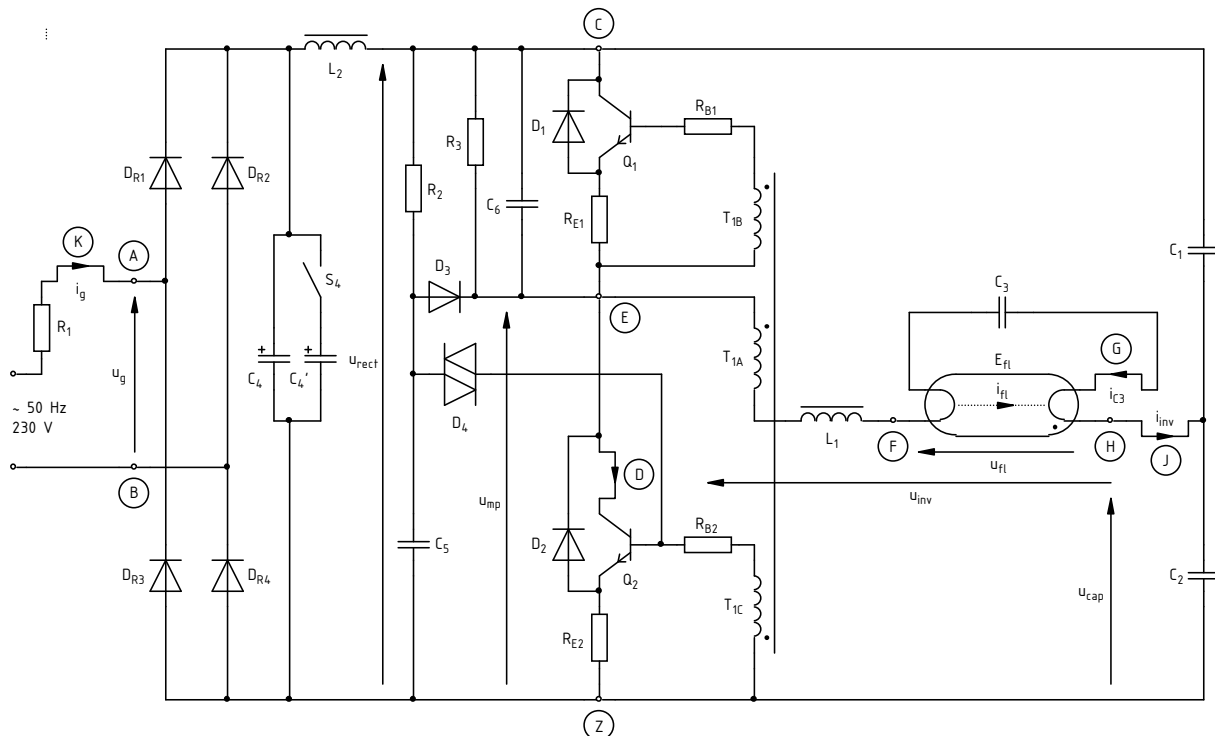
- prostownik – mostek diodowy $D_{R1} \dots D_{R4}$;
- filtr dolnoprzepustowy – kondensator C_4 ;
- falownik – półmostek tworzony przez elementy $Q_1, D_1, Q_2, D_2, C_1, C_2$, przy czym zastosowane zostały wysokonapięciowe tranzystory BJT BUJ100;
- zasadniczy statecznik:
 - ogranicznik prądu – dławik L_1 ,
 - obwód kształtowania prądu wyjściowego – obwód rezonansowy L_1, C_1, C_2 ,
 - zapłonnik – obwód rezonansowy L_1, C_3 ,
 - obwód 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 (w szerokim rozumieniu) jest układem wielostopniowym. Prostownik i falownik posiadają każdy swoje wejście i swoje wyjście. Ponadto wyjście falownika nie jest tożsame z wyjściem całego statecznika (tj. zaciskami lampy), gdyż między nimi znajdują się jeszcze elementy zasadniczego (wąsko pojętego) statecznika – dławik L i kondensator C_3 . W celu rozróżnienia tych punktów, nie będziemy używać niejednoznacznych w tej sytuacji indeksów „i” i „o”, natomiast oznaczymy:

- wejście prostownika (a zarazem całego układu) – 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 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 górny panel układu oraz z tyłu obudowy. Lokalizację tych fragmentów na schematach (rys. 14 i 15) symbolizują odsunięte 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 1:100 o dopuszczalnym napięciu szczytowym co najmniej 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. Wkładanie, wyjmowanie i przełączanie wtyków można się odbywać tylko przy wyłączonym zasilaniu układu.

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

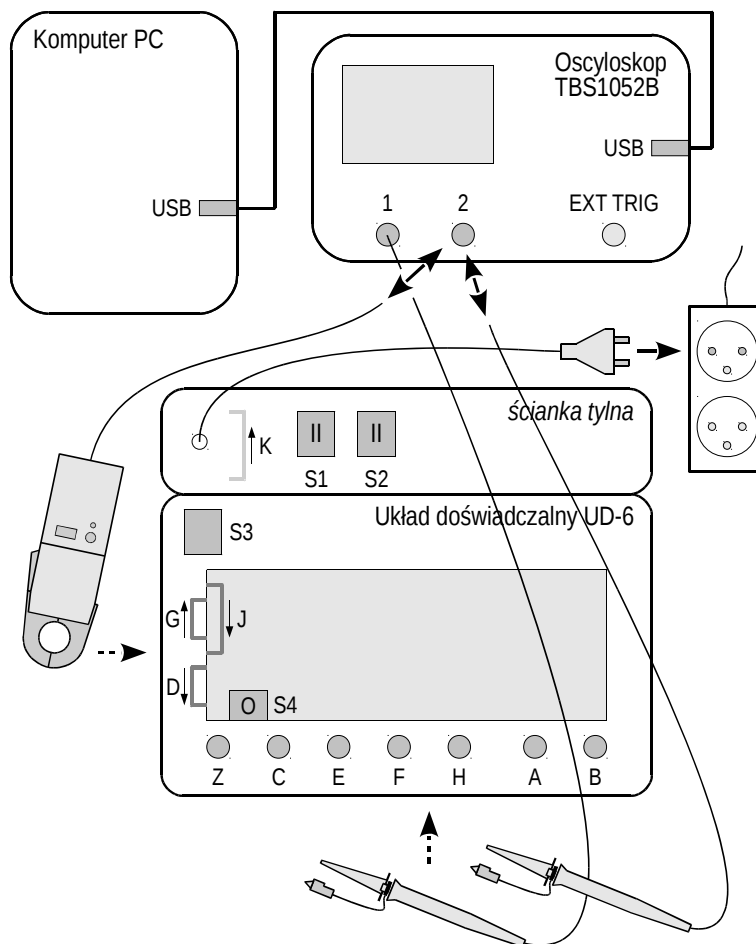
4.2. Dwustopniowy przekształtnik AC-AC

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, równoległe z pkt. 1 należy wykonywać kolejne punkty.

1. Włącz komputer. Po zakończeniu logowania, włącz oscyloskop i w razie potrzeby skonfiguruj połączenie z komputerem zgodnie z instrukcją dostępną na stanowisku.
2. 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”.



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

3. Przyłącz układ do sieci poprzez kabel i wtyk wyprowadzone przez jego tylną ściankę. Lampa nie powinna w tej chwili świecić.
4. Za pomocą programu do komunikacji z oscyloskopem, wczytaj do oscyloskopu ustawienia początkowe:
 - przejdź do zakładki *Get & Send Settings*,

- wciśnij *Open* i wczytaj plik *ustawienia_5u_fal_tbs1052.set*,
- wciśnij *Send Settings* (nie *Send to multiple*),
- upewnij się, że w dolnej części ekranu wyświetlanych jest 6 wyników pomiarów (pomiarów dla kanału 1 będą zastąpione znakami „?” do czasu aktywacji tego kanału w przyszłości) – w przeciwnym razie ponownie wciśnij *Send Settings*,
- wróć do zakładki *Screen Capture*.

Napięcia od strony wejścia przekształtnika

5. Wyświetl i zarejestruj przebieg napięcia sieci:

- a) dwa wtyki pomiarowe umieść w gniazdach A i B; usuń ewentualne wtyki z pozostałych gniazd;
- b) do wejść obu kanałów oscyloskopu podłącz sondy napięciowe o tłumieniu 1:100;
- c) sondę z kanału 2 przyłącz do układu tak, aby mierzyć napięcie sieci u_g ; ewentualne inne sondy powinny pozostać nieprzyłączone do układu;

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

- d) załącz zasilanie układu przełącznikiem S3; jeżeli lampa nie świeci – wyłącz zasilanie i poproś o pomoc prowadzącego;
- e) pokrętlą *Horizontal Scale* na oscyloskopie dostosuj podstawę czasu do obserwowanego przebiegu tak, aby widocznych było ok. 10 jego okresów; nie zmieniaj ustawień osi pionowej (w szczególności *Vertical Scale* i *Vertical Position*).

Zbyt mała liczba okresów przebiegu w oknie rejestracji może wywołać znaczący błąd wyników funkcji pomiarowych oscyloskopu wyświetlanych na dole ekranu. Dotyczy to szczególnie detekcji częstotliwości i parametrów definiowanych przez średnią za okres.

Obserwowane odkształcenie przebiegu od sinusoidy wynika z faktu, że transformator separacyjny nie jest idealnym źródłem napięcia, lecz posiada rezystancję i indukcyjność pasywną. Wskutek tego napięcie na uzwojeniu wtórnym spada, kiedy układ zasilany pobiera prąd.

- f) zarejestruj na komputerze obserwowany na oscyloskopie przebieg u_g wraz z wynikami pomiarów prezentowanymi w dolnej części ekranu, w postaci graficznej:
 - w programie *OpenChoice Desktop*, w zakładce *Screen Capture* wciśnij *Get Screen*,
 - wciśnij *Save As*,
 - w polu *Zapisz jako format* wybierz PNG,
 - wybierz lokalizację pliku i nadaj mu nazwę,
 - zaakceptuj myszą (nie klawiszem *Enter*, gdyż to spowodowałoby ponowną aktywację przycisku *Save As*).
6. Zapisz mierzony w kanale 2 przebieg u_g w pamięci oscyloskopu i wyświetl go na ekranie jako przebieg odniesienia:
- a) wciśnij przycisk *Save Recall* i zweryfikuj, czy w kolejnych polach ustawione są (w razie potrzeby dokonaj odpowiednich zmian za pomocą przycisków ekranowych i pokręta *Multipurpose*):
 - zapis przebiegu – *Action: Save Waveform*,
 - zapis do pamięci oscyloskopu – *Save To: Ref*,
 - kanał 2 jako źródło zapisu – *Source: Ch2*,
 - przebieg odniesienia A jako cel zapisu – *To: Ref A*;
 - b) wciśnij przycisk ekranowy *Save*;

- c) wciśnij przycisk *R*, a następnie wyświetl przebieg odniesienia *A* przedstawiając (za pomocą przycisku ekranowego) *Ref A* na *On*.
7. Zaobserwuj i zarejestruj pozostałe przebiegi od strony wejścia układu:
- wyłącz zasilanie układu przełącznikiem *S3*;
 - usuń wtyki pomiarowe z gniazd *A* i *B*; umieść wtyki pomiarowe w gniazdach *Z*, *C*, *E*, *F* i *H*;
 - sondy z kanałów 1 i 2 oscyloskopu przyłącz do układu tak, aby mierzyć:
 - w kanale 1 – potencjał punktu środkowego ramienia falownika (względem masy *Z*) u_{mp} ,
 - w kanale 2 – napięcie na wyjściu prostownika u_{rect} ;

Masy sond napięciowych (końcówki krokodylkowe) są na oscyloskopie 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 oscyloskop i uszkodzeniem jego obwodów wejściowych!

Przed wykonaniem kolejnego podpunktu, poprawność połączeń musi sprawdzić prowadzący!

- załącz zasilanie układu;
- pobierz i zapisz zestaw 2 przebiegów $\{u_{rect}, u_g\}$ obserwowany na oscyloskopie wraz z wynikami pomiarów.

Napięcia i prądy w półmostku

8. Zaobserwuj przebieg potencjału punktu środkowego ramienia półmostka:
- usuń zapisany w pamięci przebieg napięcia wejściowego u_g z ekranu – przestaw *Ref A* na *Off*;
 - wyświetl przebieg z kanału 1 wciskając przycisk *1*; nie zmieniaj ustawień podstawy czasu (*Horizontal Scale* i *Horizontal Position*) ani osi pionowej żadnego z kanałów (w szczególności *Vertical Scale* i *Vertical Position*);
 - wciśnij przycisk *2* w celu przywrócenia przebiegu z kanału 2 na pierwszy plan;
 - zmień źródło wyzwalania na kanał 1 – wciśnij przycisk *Trigger Menu*, a następnie przycisk ekranowy *Source*, pokrętle *Multipurpose* wybierz *Ch1* i zatwierdź wciskając to pokrętle;
 - ustaw najwyższy poziom wyzwalania, przy którym oscyloskop wyzwała się jeszcze poprawnie:
 - zwiększ nastawę pokrętle *Trigger Level* (wskazanie w prawym dolnym rogu ekranu po symbolu „Ch1”) tak, by nad przebiegami pojawiła się pozioma linia wskazująca poziom wyzwalania,
 - a następnie zmniejsz powyższą nastawę do największej takiej wartości, że nad podziałką wyświetla się stałe zielony komunikat *Trig'd*;
 - nie zmieniając żadnych innych ustawień, zmodyfikuj podstawę czasu (pokrętle *Horizontal Scale*) tak, aby możliwa była obserwacja okresowej zmienności przebiegu u_{mp} (tj. nie jego górnej obwiedni, której okresowa zmienność może być obserwowana już w tej chwili bez jakichkolwiek zmian nastaw; zobacz częstotliwość wykazywaną w polu ① *Frequency*);

Przed wykonaniem następnego podpunktu, wynik działań należy skonsultować z prowadzącym.

- ustaw podstawę czasu dokładniej, tak by na ekranie obserwować między 5 a 10 okresów przebiegu u_{mp} ;
 - pobierz i zapisz zestaw 2 przebiegów $\{u_{mp}, u_{rect}\}$ obserwowany na oscyloskopie wraz z wynikami pomiarów.
9. Przygotuj do użycia sondę prądową:
- ostrożnie odłącz sondę napięciową z kanału 2 od układu, a następnie od oscyloskopu;

- b) do wejścia kanału 2 oscyloskopu przyłącz sondę prądową;
- c) włącz sondę prądową przełącznikiem na jej korpusie, co powinno spowodować zaświecenie czerwonej kontrolki *On*;

Jeżeli kontrolka sondy prądowej nie świeci się albo 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.

- d) skonfiguruj sondę i oscyloskop zgodnie z kompletną procedurą podaną w dodatkowej instrukcji obsługi sondy dostępnej na stanowisku.

Pominięcie kalibracji poziomu zera sondy lub dostosowania ustawień kanału oscyloskopu doprowadzi do rejestracji błędnych wartości, których korekcja zajmie dużo czasu na etapie opracowywania wyników.

10. Zaobserwuj przebieg prądu lampy w powiązaniu z potencjałem punktu środkowego ramienia półmostka u_{mp} :

- a) ostrożnie zamknij sondę prądową wokół fragmentów przewodów oznaczonych jako i_G i i_f tak, aby obserwować niedostępny fizycznie prąd lampy i_{fl} jako różnicę wypływającego z lampy prądu wyjściowego falownika i_{inv} i prądu kondensatora C_3 i_{C3} (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 odejmował od strumienia pochodzącego od drugiego przewodu; tym samym uzyskamy pomiar różnicy prądów.

- b) dostosuj wzmocnienie kanału 2 (pokrętko *Vertical Scale*) tak, aby prąd lampy był widoczny w maksymalnym powiększeniu, ale nie wykaczał poza ekran; nie zmieniaj położenia poziomu zera (powinno ono pozostać pośrodku podziałki);

Przed wykonaniem następnego podpunktu, wynik działań należy skonsultować z prowadzącym.

- c) pobierz i zapisz obserwowany na oscyloskopie zestaw 2 przebiegów $\{u_{mp}, i_{fl}\}$ wraz z wynikami pomiarów.

Napięcie i prąd tranzystora półmostka

11. Zaobserwuj przebieg prądu kolektora tranzystora Q_2 i_{C2} w powiązaniu z prądem lampy i_{fl} oraz jego napięciem kolektor-emiter u_{CE2} (które jest z dobrym przybliżeniem równe potencjałowi punktu środkowego ranienia półmostka u_{mp} – patrz rys. 14):

- a) zapisz przebieg prądu lampy w pamięci oscyloskopu i wyświetl go na ekranie:
 - wciśnij *Save Recall*, a następnie *Save*,
 - wciśnij *R*, a następnie przestaw *Ref A* na *On*;
- b) przelóż sondę prądową zamykając ją wokół odpowiedniego fragmentu przewodu tak, aby obserwować prąd kolektora tranzystora Q_2 i_{C2} (zwróć uwagę na zwrot zgodnie z rys. 14); nie zmieniaj żadnych ustawień na oscyloskopie;
- c) aby ułatwić porównanie przebiegów i_{C2} i i_{fl} , z uwagi na ich przeciwne strzałkowanie (zob. rys. 14) odwróć przebieg i_{C2} – wciśnij *2*, a następnie przestaw *Invert* na *On*;
- d) zmień pomiar wartości skutecznej prądu na jego amplitudę (wartość maksymalną) – wciśnij *Measure*, wybierz *Ch2* i na wyświetlonej liście za pomocą pokrętki *Multipurpose* odznacz pozycję *Cycle RMS*, a zaznacz Minimum (nie Maximum, gdyż przebieg został odwrócony);

- e) wciśnij *Menu On/Off* w celu zamknięcia menu i odsłonięcia wyników pomiarów;
 - f) pobierz i zapisz obserwowany na oscyloskopie zestaw 3 przebiegów $\{u_{mp}, -i_{c2}, i_{fl}\}$ wraz z wynikami pomiarów;
 - g) wyłącz odwracanie przebiegu prądu – wciśnij 2, a następnie przestaw *Invert* na *Off*.
 - h) postępując jak w pkt 8.a), usuń z ekranu zapisany w pamięci przebieg prądu lampy i_{fl} .
12. * Uzyskaj obraz trajektorii punktu pracy tranzystora Q_2 na płaszczyźnie jego charakterystyk wyjściowych $(x, y) = (u_{CE2}, i_{c2})$ (uwzględniając nadal, że $u_{CE2} \approx u_{mp}$):
- a) przejdź na tryb wyświetlania XY (przebieg z kanału 1, tj. $u_{mp} \approx u_{CE2}$, na osi X, przebieg z kanału 2, tj. i_{c2} , na osi Y) – wciśnij *Utility*, a następnie *Display* i zmień *Format* na *XY*;
 - b) przestaw wzmocnienie kanału 1 (*Vertical Scale*) na 100 V/div, a kanału 2 – na 100 mA/div;
 - c) pobierz i zapisz obserwowany na oscyloskopie obraz trajektorii punktu pracy $(x, y) = (u_{CE2}, i_{c2})$;
 - d) przywróć czasowy tryb pracy wyświetlacza – na powrót zmień *Format* na *YT*;
 - e) przywróć poprzednie ustawienie podstawy czasu zgodnie z oscylogramem zapisanym poprzednio [pkt 11.f)].

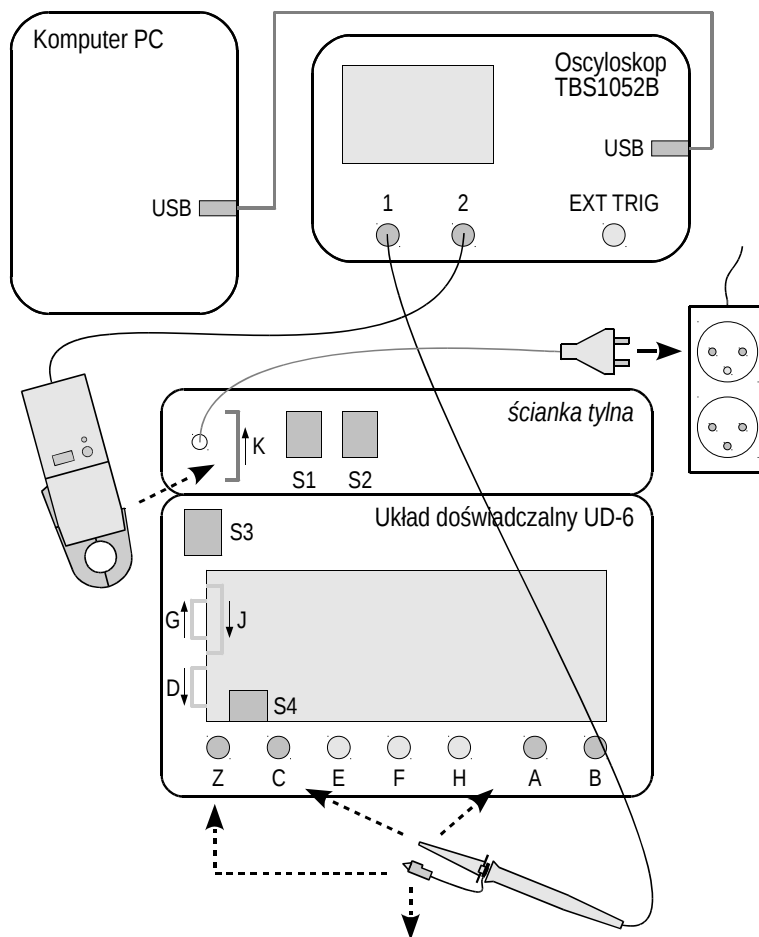
Przebiegi napięcia i prądu na wyjściu przekształtnika

13. Powrót do pomiaru napięcia w kanale 2:
- a) wyłącz sondę prądową przełącznikiem na jej korpusie;
 - b) odłącz sondę prądową od układu i od oscyloskopu;
 - c) do wejścia kanału 2 oscyloskopu powtórnie przyłącz sondę napięciową o tłumieniu 1:100;
 - d) przywróć ustawienie sondy z kanału 2 jako napięciowej – wciśnij 2 i wybierz *Probe*, a następnie *Voltage*;
 - e) ustaw wzmocnienie obu kanałów 1 i 2 (pokrętko *Vertical Scale*) na 100 V/div (nie 100 mV/div).
14. Zaobserwuj przebieg napięcia na lampie:
- a) końcówkę gorącą sondy z kanału 1 ostrożnie przelóż do punktu F;
 - b) masę sondy z kanału 2 przyłącz do punktu Z, zaś końcówkę gorącą ostrożnie przyłącz do punktu H;
 - c) ustaw poziom wyzwalania na najwyższy, przy którym oscyloskop wyzwała się stabilnie [patrz pkt 8.e), przy czym prawdopodobnie konieczne będzie obniżenie tego poziomu w stosunku do obecnej nastawy];
 - d) aktywuj działanie matematyczne odejmowania w celu wyświetlenia napięcia na lampie u_{fl} jako różnicy potencjałów $v_F - v_H$, co jest równoważne różnicy napięć $u_{FZ} - u_{HZ}$ (por. rys. 14):
 - wyświetl przebieg wyniku działania matematycznego wciskając *M*,
 - upewnij się, że w polu *Operation* wybrane jest działanie odejmowania (-), zaś w polu *Sources* – różnica przebiegów z kanałów 1 (odjemna, u_{FZ}) i 2 (odjemnik, u_{HZ}), tj. *Ch1 - Ch2*,
 - upewnij się, że w polu *Vertical Scale* ustawienie wynosi 100 V/div – w przeciwnym razie zmodyfikuj to ustawienie pokrętkiem *Multipurpose*;
 - e) zmień pomiary następująco:
 - zamień częstotliwość i amplitudę przebiegu z kanału 1 na jego wartość średnią i międzyszczytową – wciśnij *Measure*, wybierz *Ch1*, odznacz *Frequency* i *Maximum*, a zaznacz *Peak-Peak* i *Mean*,
 - usuń częstotliwość, wartość minimalną i międzyszczytową przebiegu z kanału 2 – wybierz *Ch2* i odznacz *Frequency*, *Peak-Peak* i *Minimum*,
 - dodaj pomiar częstotliwości, wartości międzyszczytowej i wartości skutecznej przebiegu działania matematycznego – wybierz *Math* i zaznacz *Frequency*, *Peak-Peak* i *Cycle RMS*;

- f) wciśnij *Menu On/Off* w celu zamknięcia menu i odsłonięcia wyników pomiarów;
 - g) pobierz i zapisz obserwowany na oscyloskopie zestaw 3 przebiegów $\{u_{FZ}, u_{HZ}, u_{\Omega}\}$ wraz z wynikami pomiarów.
15. Zaobserwuj przebieg napięcia wyjściowego falownika u_{inv} oraz potencjałów, z których ono wynika:
- a) końcówkę gorącą sondy z kanału 1 ostrożnie przełóż do punktu E, tak by mierzyć napięcie u_{EZ} , a w wyniku działania matematycznego – napięcie wyjściowe falownika u_{inv} jako różnicę potencjałów $v_E - v_H$, co jest równoważne różnicy napięć $u_{EZ} - u_{HZ} = u_{mp} - u_{cap}$ (por. rys. 14);
 - b) w razie konieczności (niestabilne przebiegi na ekranie), ponownie ustaw poziom wyzwalań na najwyższy, przy którym oscyloskop wyzwała się stabilnie [patrz pkt 8.e)]; nie zmieniaj żadnych innych ustawień;
 - c) zmień jeden z pomiarów z wartości skutecznej przebiegu działania matematycznego na jego wartość średnią za okres –wybierz *Math* i odznacz *Cycle RMS*, a zaznacz *Cycle Mean*;
 - d) wciśnij *Menu On/Off* w celu zamknięcia menu i odsłonięcia wyników pomiarów;
 - e) pobierz i zapisz obserwowany na oscyloskopie zestaw 3 przebiegów $\{u_{mp}, u_{cap}, u_{inv}\}$ wraz z wynikami pomiarów;
 - f) wciśnij *M* tyle razy, by usunąć z ekranu przebieg wyniku działania matematycznego.
16. 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) wtyki pomiarowe z gniazd F i H przelóż do gniazd A i B; usuń wtyk z gniazda E; pozostaw wtyki w gniazdach Z i C;
 - d) do wejścia kanału 2 oscyloskopu przyłącz sondę prądową;
 - e) włącz sondę prądową;
 - f) powtórz procedurę kalibracji sondy prądowej zgodnie z dodatkową instrukcją.



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

3. * Wczytaj do oscyloskopu nowe ustawienia:
 - przejdź do zakładki *Get & Send Settings*,
 - wciśnij *Open* i wczytaj plik *ustawienia_5u_prost_tbs1052.set*,
 - wciśnij *Send Settings* (nie *Send to multiple*),
 - upewnij się, że w dolnej części ekranu wyświetlanych jest 6 wyników pomiarów – w przeciwnym razie ponownie wciśnij *Send Settings*,
 - wróć do zakładki *Screen Capture*;

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

Od tego momentu należy zachować szczególną ostrożność, gdyż obecnie układ nie będzie izolowany od sieci! Dotknięcie któregokolwiek z metalowych elementów spowoduje porażenie napięciem o wartości powyżej 300 V!

4. * Zarejestruj przebiegi w bloku prostownika:
- załącz zasilanie układu;
 - 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);
 - masę sondy napięciowej pozostaw niepodłączoną, natomiast jej końcówkę gorącą ostrożnie przyłącz do punktu (A lub B), w którym wykryte zostało napięcie fazowe, tak aby zmierzyć napięcie sieci u_g ;
 - 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,
 - 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;
 - pobierz i zapisz obserwowane na oscyloskopie przebiegi napięcia sieci, prądu pobieranego z sieci oraz mocy chwilowej wejściowej $\{u_g, i_g, p_g\}$ wraz z wynikami pomiarów, w postaci graficznej (jak do tej pory);
 - oprócz tego pobierz i zapisz ten sam komplet przebiegów w postaci numerycznej:
 - przejdź do zakładki *Waveform Data Capture*,
 - kliknij *Select Channels* i zaznacz wszystkie dostępne przebiegi (CH1, CH2 i MATH),
 - kliknij *Get Data*,
 - kliknij *Save As*,
 - w polu *Zapisz jako format* wybierz CSV,
 - wybierz lokalizację pliku i nadaj mu nazwę,
 - zaakceptuj myszą.
- Kolejnym razem ponowny wybór kanałów nie będzie potrzebny. W związku z tym zamiast przycisku *Select Channels* można użyć bezpośrednio przycisku *Get Data*.
5. * Zbadaj skutki zwiększenia pojemności filtra C_4 obserwowane na wejściu układu:
- wyłącz zasilanie układu;
 - ustawiając przełącznik S4 na panelu układu w pozycję „I”, równoległe do obecnego kondensatora C_4 włącz dodatkowy kondensator C_4' ;
 - załącz zasilanie układu;
 - zamroź przebiegi na ekranie – wciśnij przycisk *Run/Stop* i od razu wyłącz zasilanie układu;
 - pobierz i zapisz obserwowany na oscyloskopie zestaw przebiegów $\{u_g, i_g, p_g\}$ wraz z wynikami pomiarów, w postaci graficznej;
 - oprócz tego pobierz i zapisz ten sam komplet przebiegów w postaci numerycznej [patrz pkt 4.f)];
 - koniecznie odmroź ekran – wciśnij *Run/Stop*;

- h) wyłącz sondę prądową;
 - i) odłącz sondę prądową od układu i od oscyloskopu.
6. * 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 wyjściowe prostownika u_{rect} ;
 - c) na oscyloskopie ukryj przebieg z kanału 2 (przycisk 2) i przebieg wyniku działania matematycznego (przycisk M);
 - d) załącz zasilanie układu;
 - e) zamroź przebieg na ekranie (*Run/Stop*) i od razu wyłącz zasilanie układu;
 - f) pobierz i zapisz obserwowany na oscyloskopie przebieg napięcia u_{rect} wraz z wynikami pomiarów, w postaci graficznej;
 - g) koniecznie odmroź ekran (*Run/Stop*).
7. * 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. 4.2/5-15.
2. W oparciu o odpowiednie oscylogramy, dla następujących przebiegów w charakterystycznych punktach układu statecznika:
 - na wejściu prostownika, tj. w sieci zasilającej u_g (por. u_i na rys. 13b),
 - na wyjściu filtru prostownika, a na wejściu falownika u_{rect} (por. u_o na rys. 13b; należy skorzystać z oscylogramu pokazującego zmienność tego przebiegu z częstotliwością powiązaną z siecią zasilającą),
 - na wyjściu falownika, tj. na przekątnej półmostka u_{inv} (por. rys. 9),
 - na wyjściu statecznika, tj. w lampie i_{η} (por. rys. 9),

określ lub odczytaj:

- kształt (do jakiego typowego jest najbliższy, ewentualnie w jaki sposób odbiega od idealnego),
- częstotliwość (wskazanie *Frequency*),
- amplitudę składowej przemiennej, tj. połowę wartości międzyszczytowej (wskazanie *Peak-Peak*),
- poziom składowej stałej, tj. wartość średnią (wskazanie *Mean* bądź *Cycle Mean*).

Uzyskane wyniki zamieść w tabeli w części 1 sprawozdania.

3. W oparciu o wyniki z pkt. 2, stwierdź obecność lub brak składowej przemiennej i stałej w każdym z analizowanych przebiegów. W tym kontekście, jeżeli wartość mniejszej ze składowych stanowi mniej niż niepewność pomiaru drugiej – należy uznać, że ta pierwsza jest zaniedbywalna. Na tej podstawie uzupełnij tabelę, wpisując w dwóch ostatnich wierszach:

- „brak” – jeżeli dana składowa jest zaniedbywalna,
- „dominuje” – jeżeli żadna ze składowych nie może być zaniedbana, a wartość danej składowej jest co najmniej dwukrotnie większa od drugiej,
- „występuje” – jeżeli dana składowa nie jest ani zaniedbywalna, ani dominująca.

Względna niepewność wzmocnienia użytego oscyloskopu (dla zastosowanych wartości wzmocnienia) wynosi 3%. Dodatkowo niepewność sondy napięciowej wynosi 3,6%, zaś sondy prądowej 1% + 2 mA.

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 skopiuj diagram obszaru bezpiecznej pracy i wklej do nowego dokumentu LibreOffice Draw;
 - b) do tego samego dokumentu zaimportuj obraz trajektorii punktu pracy tranzystora Q_2 na płaszczyźnie jego charakterystyk wyjściowych $(x, y) = (u_{CE2}, i_{C2})$ (oscylogram zapisany w pkt. 4.2/12);
 - c) używając odpowiedniej funkcji (ikona *Przytnij obraz* lub menu *Format* ▶ *Obraz* ▶ *Kadrowanie*), przytnij zaimportowany obraz tak, by zawierał układ współrzędnych oraz wyświetloną pod nim informację o skali obu osi;
 - d) przy zaznaczonym zaimportowanym obrazie, w panelu bocznym (jeżeli nie jest widoczny, wyświetl go z menu *Widok*) wybierz *Właściwości* ▶ *Obraz* i ustaw *Przezroczystość* na 35%;
 - e) nałóż oba rysunki na siebie uzgadniając początki układów współrzędnych i ich skale (poprzez zmianę wymiarów obrazu trajektorii punktu pracy; w celu niezależnej zmiany dwóch wymiarów należy operować myszą przy wciśniętym klawiszu *Shift*);
 - f) zaznacz oba rysunki i wklej w części 3 sprawozdania jako mapę bitową.
7. Wypełnij część 3 sprawozdania.

Współpraca z lampą fluorescencyjną

8. Wypełnij część 4 sprawozdania.

5.2. Prostownik i kompatybilność elektromagnetyczna

Wyniki uzyskane za pomocą oscyloskopu

1. * W części 5 sprawozdania zamieść oscylogramy: napięcia, prądu i mocy chwilowej na wejściu oraz napięcia na wyjściu prostownika zarejestrowane w pkt. 4.2/7 i 4.3/4-6.
2. * Na podstawie odpowiednich oscylogramów:

a) odczytaj:

- wartość międzyszczytową $U_{\text{rect(pp)}}$ (wskazanie *Peak-Peak*) i średnią $U_{\text{rect(av)}}$ (wskazanie *Mean*) napięcia wyprostowanego u_{rect} ,
- moc czynną wejściową (pobieraną z sieci) P_g , tj. wartość średnią (wskazanie *Mean*) chwilowej mocy wejściowej, a więc iloczynu napięcia sieci u_g i prądu pobieranego z sieci i_g (przebieg działania matematycznego M),

Oscyloskop nie posiada informacji o tym, czy i jaką wartość mocy przedstawia przebieg działania matematycznego, stąd wykazuje jednostkę tego przebiegu jako VA, co odzwierciedla tylko ogólny fakt, iż pewien przebieg napięcia został wymnożony przez pewien przebieg prądu. Wiadomo jednak, że (o ile pomiary zostały wykonane zgodnie z instrukcją) mierzona była wartość średnia mocy chwilowej, która z definicji równa jest właśnie mocy czynnej; dlatego wynik należy wykażać w jednostce SI tej właśnie wielkości fizycznej.

- wartość skuteczną (wskazanie *RMS* albo *Cycle RMS*) napięcia sieci $U_{g(\text{rms})}$ i prądu pobieranego z sieci $I_{g(\text{rms})}$,
- częstotliwość podstawową napięcia sieci $f_{g(1)}$ (wskazanie *Frequency*);

b) oblicz:

- współczynnik tętnień napięcia wyjściowego prostownika r_{urect} (patrz par. 3.1.c),
- moc pozorną wejściową prostownika S_g (instrukcja 0, podrozdz. 2.4),
- współczynnik mocy na wejściu prostownika λ (z definicji; instrukcja 0, podrozdz. 2.4).

Uzyskane wartości zamieść w tabeli w części 5 sprawozdania.

Widmo prądu wejściowego

3. * Uruchom i skonfiguruj środowisko obliczeniowe:

- a) uruchom pakiet do obliczeń numerycznych Octave;
- b) kliknij ikonę *Browse Directories* i zmień katalog roboczy na katalog zawierający dane z oscyloskopu zarejestrowane za pomocą programu OpenChoice Desktop;
- c) przenieś niezbędne pliki skryptów w języku Matlab do katalogu roboczego albo dodaj ścieżkę dostępu do tych plików do zmiennej *path* za pomocą polecenia

```
addpath('ścieżka_dostępu_do_skryptów');
```

4. * Na podstawie danych zarejestrowanych w postaci numerycznej w pkt. 4.3/4 dla początkowej pojemności filtra prostownika $C_{4(\text{ini})}$ (sam kondensator C_4), uzyskaj widmo prądu i napięcia sieci oraz ich wybrane parametry:

- a) wczytaj dane zarejestrowane w postaci numerycznej (format CSV) w odpowiednim z dwóch plików, wydając polecenie

```
OscRecord=oscreadtbs('nazwa_pliku.csv');
```

- b) dla ułatwienia przetwarzania wyników, utwórz 2 zmienne i przypisz im indeksy zarejestrowanych przebiegów napięcia sieci u_g i prądu pobieranego z sieci i_g , wydając polecenia:

```
iUg=oscchid(OscRecord,'ozn_kanału_ug')
iIg=oscchid(OscRecord,'ozn_kanału_ig')
```

Parametry *ozn_kanału_ug* i *ozn_kanału_ig* to oznaczenia kanałów oscyloskopu, w których mierzone były przebiegi u_g i i_g . Jeżeli sondy podłączono zgodnie z instrukcją (pkt 4.3/4), to były to odpowiednio kanały 1 i 2, które wykorzystany oscyloskop oznacza jako *CH1* i *CH2*. W razie wątpliwości, wszystkie przebiegi zawarte w odczytanym pliku można wykreślić poleceniem *oscplotscreen(OscRecord)*; w oparciu o ich kształty i legendę wykresu można ustalić znaczenie oraz oznaczenie każdego z nich.

- c) uzyskaj widmo obu powyższych przebiegów wydając polecenia:

```
[Spectr_ig,ifg1]=oscspectr(OscRecord,iIg,fg1);
[Spectr_ug,ifg1]=oscspectr(OscRecord,iUg,fg1);
```

gdzie za *fg1* należy podstawić wartość częstotliwości podstawowej sieci $f_{g(1)}$.

Funkcja *oscspectr* obetnie dane wejściowe (struktura *OscRecord*) tak, by obejmowały całkowitą liczbę okresów odpowiadających częstotliwości *fg1*, a następnie stosując szybką transformatę Fouriera obliczy widmo częstotliwościowe danego przebiegu. Zmienna *ifg1* zawierać będzie indeks w wektorach wyjściowych odpowiadający częstotliwości *fg1*.

- d) wyznacz współczynnik zniekształceń harmoniczných prądu pobieranego z sieci $d_h(i_g)$ wydając polecenie

```
dhig=spectrthd(Spectr_ig,ifg1)
```

- e) oblicz kąt przesunięcia fazowego $\varphi_{g(1)}$ między składowymi podstawowymi napięcia i prądu sieci, wyznaczając różnicę faz (wyrażonych w radianach; wynik można przeliczyć na stopnie funkcją *rad2deg*)

```
phig1=Spectr_ug.phi(ifg1)-Spectr_ig.phi(ifg1)
```

- f) wyniki liczbowe otrzymane w ppkt. d)-e) wpisz do tabeli w części 5 sprawozdania;
g) zachowaj uzyskane dane w funkcji czasu i częstotliwości dla późniejszego porównania, kopiując je do nowych zmiennych:

```
Spectr_ig_C4ini=Spectr_ig;
OscRecord_C4ini=OscRecord;
```

5. * Powtórz pkt 4 dla pliku zarejestrowanego w pkt. 4.3/5 w celu uzyskania analogicznych wyników dla zwiększonej pojemności filtra $C_{4(incr)}$ (dołączony kondensator C_4'), z tym że:

- ppkt b) można pominąć, gdyż numery kanałów nie powinny były ulec zmianie;
- w ppkt. g) dane należy skopiować do innych zmiennych, których nazwy będą odzwierciedlać fakt zwiększenia pojemności: *Spectr_ig_C4incr* i *OscRecord_C4incr*.

6. * Otrzymaj wykresy pozwalające na porównanie prądu pobieranego z sieci dla dwóch wartości pojemności filtra:

- a) uzyskaj wykres porównawczy przebiegu prądu pobieranego z sieci na tle napięcia sieci na odcinku jednego okresu, wydając polecenie

```
plot5u_iuTime(OscRecord_C4ini,OscRecord_C4incr,iUg,iIg)
```

- b) uzyskaj wykres porównawczy widma prądu wydając polecenie
- ```
plot5u_iSpectr(Spectr_ig_C4ini,Spectr_ig_C4incr)
```
- c) oba wykresy skopiuj i wklej w odpowiednie miejsce w części 5 sprawozdania.
7. \* Uzupełnij część 5 sprawozdania.



## 6. Wymagana wiedza

---

### 6.1. Przygotowanie do wykonywania ćwiczenia

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

### 6.2. Zakres kolokwium

1. Zalety i wady tranzystorów BJT w odniesieniu do elektroniki mocy. Współczesne obszary zastosowań. (par. 2.1)
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. Wymagania dotyczące parametrów prądu lampy. (par. 2.2, 2.4; sprawozdanie)
3. Falownik półmostkowy zasilany napięciowo: uproszczony schemat elektryczny, droga przepływu prądu wyjściowego w dwóch taktach pracy; przebieg potencjału punktu środkowego ramienia, prądu wyjściowego (lampy) i prądów łączników półprzewodnikowych. Obwód rezonansowy: składniki (przed i po zapłonie lampy) oraz spełniana funkcja; inna funkcja dławika (niż składnika obwodu rezonansowego). Wymagane parametry znamionowe tranzystorów w stosunku do napięcia wejściowego i wyjściowego oraz prądu wyjściowego półmostka. (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. (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.