

11 STABILIZOWANE ZASILACZE IMPLPULSOWE

11.1. WŁAŚCIWOŚCI STABILIZOWANYCH ZASILACZY IMPULSOWYCH

Konwencjonalne zasilacze, składające się z prostowników i stabilizatorów napięcia o działaniu ciągłym, charakteryzują się prostą budową i dużą niezawodnością pracy, zapewniając przy tym dobrą stabilizację napięcia wyjściowego oraz szybką reakcję na zmiany napięcia wejściowego, obciążenia bądź innych czynników destabilizujących napięcie wyjściowe. Zaletą stabilizatorów o działaniu ciągłym jest również to, że nie wytwarzają napięć zakłócających.

Zasilacze ze stabilizatorami o działaniu ciągłym posiadają jednak szereg istotnych wad, spośród których najważniejsze to duże wymiary i duża masa oraz mała sprawność energetyczna, która na ogół nie przekracza 50 %. Wiąże się to ze stosowaniem ciężkich transformatorów sieciowych w zasilaczu niestabilizowanym oraz dużymi stratami mocy w stabilizatorze, co wymaga stosowania dużych radiatorów, a przy większych mocach - chłodzenia wymuszonym obiegiem powietrza. Ponadto stabilizatory o działaniu ciągłym cechuje mała zdolność utrzymania napięcia wyjściowego, czyli zdolność gromadzenia energii (przy chwilowych zanikach napięcia sieci zasilającej). Z uwagi na wymienione wady, stosowanie stabilizatorów o działaniu ciągłym ograniczone jest głównie do zasilania układów małej i średniej mocy. Przy większych mocach, rzędu kilkudziesięciu i kilkuset watów, stosuje się zasilacze impulsowe, składające się z zasilacza niestabilizowanego oraz impulsowego stabilizatora napięcia stałego [4, 10, 34].

Ogólna koncepcja realizacji stabilizatora impulsowego polega na cyklicznym dołączaniu źródła energii poprzez półprzewodnikowy element przełączający i odpowiedni układ całkujący LC do obciążenia, a następnie jego odłączaniu. Średnia wartość napięcia wyjściowego jest utrzymywana w przybliżeniu na stałym poziomie przez układ automatycznej regulacji, zmieniający względne czasy trwania okresów włączania i wyłączania.

W obwodzie przedstawionym na rys.11.1a klucz K przełącza cyklicznie wejście filtru LC do napięcia zasilającego U_i w czasie γT i do masy w czasie $(1-\gamma)T$, przy czym γ jest współczynnikiem wypełnienia prostokątnego przebiegu sterującego przełączaniem klucza.

dużej wartości (energia zgromadzona w kondensatorze wynosi $W = 1/2CU^2$), a filtracja - w zależności od częstotliwości pracy - w zakresie 20 - 200 kHz, dlatego w zasilaczach impulsowych można stosować znacznie mniejsze kondensatory niż w zasilaczach konwencjonalnych. Nawet przy małych wartościach tych kondensatorów są one wystarczające do podtrzymania zaniku napięcia sieci trwającego kilka okresów.

Impulsowe zasilacze stabilizowane mogą wytwarzać napięcie stałe wyższe od dostępnego źródła napięcia zasilającego (jak również niższe) o biegunowości zgodnej lub przeciwnej w stosunku do biegunowości napięcia wejściowego.

Główną wadą impulsowych stabilizatorów napięcia jest to, że zawierają one układy impulsowego przetwarzania i stabilizowania napięcia wyjściowego, przełączane z częstotliwością ponadakustyczną (tj. częstotliwością większą od 20 kHz) tak, że częstotliwość podstawowa i harmoniczne stopnia przełączającego oddziałują jak szумы i zakłócenia radioelektryczne.

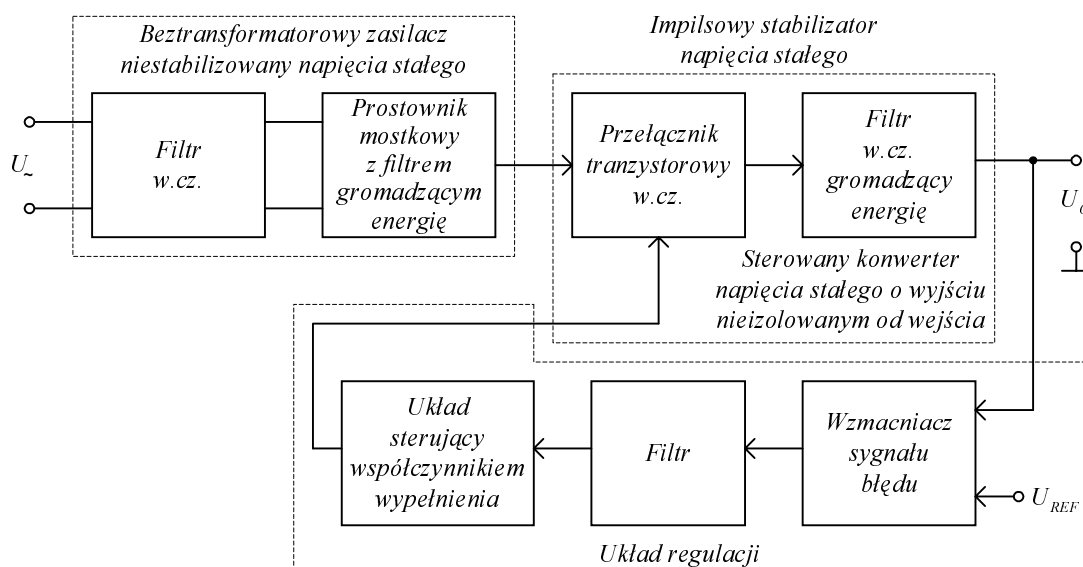
Stabilizacja napięcia wyjściowego oraz szybkość reakcji na zmiany obciążenia jest w stabilizatorach impulsowych gorsza niż w stabilizatorach o działaniu ciągłym. Są one znacznie bardziej skomplikowane i rozbudowane niż stabilizatory o działaniu ciągłym.

11.2. RODZAJE STABILIZOWANYCH ZASILACZY IMPULSOWYCH

Stabilizowane zasilacze impulsowe można podzielić na zasilacze o wyjściu nieizolowanym lub izolowanym od wejścia.

Na rys.11.2 przedstawiono schemat blokowy typowego stabilizowanego zasilacza impulsowego o wyjściu nieizolowanym od wejścia.

Beztransformatorowy zasilacz niestabilizowany jest dwupołkowym prostownikiem mostkowym przetwarzającym napięcie przemienne sieci na napięcie stałe. Na wyjściu prostownika znajduje się filtr, którego zadaniem jest filtracja napięcia wyprostowanego oraz gromadzenie energii niezbędnej dla utrzymania napięcia wejściowego przy krótkotrwałych zanikach napięcia sieci. Dodatkowym układem zasilacza jest filtr w. cz. zmniejszający zakłócenia wchodzące do sieci zasilającej poprzez obwody łączeniowe. Niestabilizowane napięcie stałe jest podawane na wejście impulsowego stabilizatora napięcia stałego, w którym jest przetwarzane na impulsy prostokątne o częstotliwości powyżej 20 kHz (niekiedy do kilkuset kHz), przy pomocy półprzewodnikowych przełączników.



Rys.11.2 Schemat blokowy typowego stabilizowanego zasilacza impulsowego o wyjściu nieizolowanym od wejścia

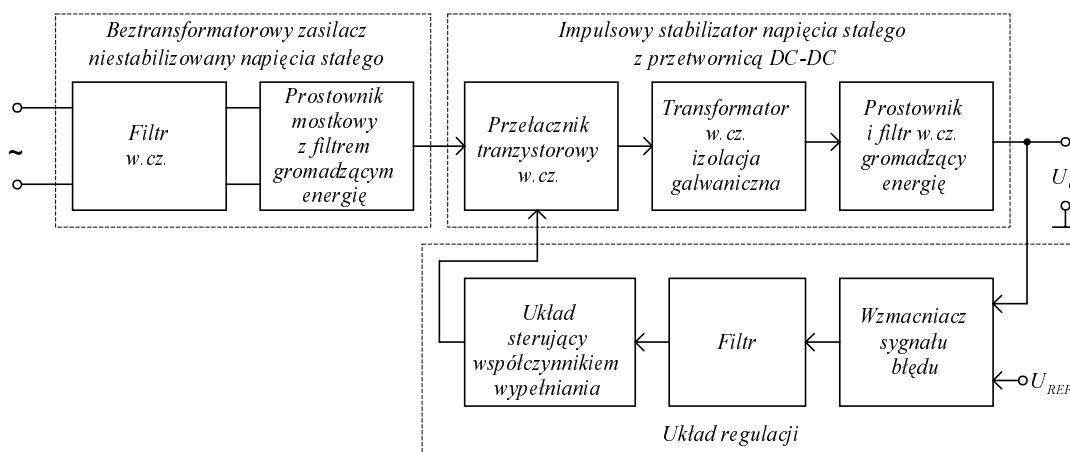
Impulsy te są uśredniane przez dolnoprzepustowy filtr LC (gromadzący energię). Zmieniając współczynnik wypełnienia prostokątnego przebiegu sterującego człon przełączający otrzymujemy regulację napięcia wyjściowego przy dużej sprawności energetycznej.

Układ sterujący jest systemem z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego, w którym przez regulację czasu zamknięcia i otwarcia kluczy konwertera dokonuje się stabilizacji napięcia wyjściowego. Duża sprawność energetyczna zasilacza oraz wyeliminowanie transformatora sieciowego pozwoliły na radykalne zmniejszenie wymiarów oraz masy zasilacza, jednak nastąpiła utrata poważnej zalety w postaci galwanicznego oddzielenia wyjścia zasilacza od sieci zasilającej. Alternatywnym rozwiązaniem jest impulsowy stabilizator napięcia stałego o wyjściu izolowanym od sieci zasilającej. We współczesnych zasilaczach o małej objętości i masie oraz dużej sprawności, izolacja galwaniczna od sieci następuje w układach impulsowego stabilizatora napięcia stałego. Schemat blokowy zasilacza impulsowego ze stabilizowaną przetwornicą DC - DC i wyjściem izolowanym od wejścia, przedstawiono na rys.11.3.

Napięcie przemienne sieci (lub niestabilizowane napięcie stałe) jest przyłożone do mostkowego prostownika dwupołówkowego, a następnie do filtra gromadzącego energię.

Dla zmniejszenia zakłóceń dochodzących do sieci, zasilacz niestabilizowany zawiera dodatkowo filtr w. cz.

Niestabilizowane napięcie stałe doprowadzone jest do stabilizowanej przetwornicy DC-DC zawierającej przełącznik kluczowany, transformator w. cz. i prostownik w. cz. z filtrem.



Rys.11.3. Schemat blokowy zasilacza impulsowego ze stabilizowaną przetwornicą DC - DC i wyjściem izolowanym od wejścia

Napięcie stałe przerywane z częstotliwością powyżej 20 kHz jest doprowadzone do uzwojenia pierwotnego transformatora. W zależności od konfiguracji przetwornicy, wejściowe napięcie stałe jest przetwarzane w niesymetryczne lub symetryczne prostokątne napięcie przemienne. Napięcie przemienne przetransformowane w uzwojeniu wtórnym jest wyprostowane w prostowniku (prostowanie sygnałów impulsowych o częstotliwości co najmniej 20 kHz lub znacznie większej) i filtrowane w filtrze w. cz. gromadzącym energię. W ten sposób otrzymujemy określone napięcia stałe na wyjściu.

Zastosowanie małego transformatora w. cz. z rdzeniem ferrytowym pozwala na galwaniczną izolację między napięciem sieci a napięciem wyjściowym. Dostarcza on na uzwojeniu wtórnym pożądanego poziomu napięcia, a oprócz tego działa jako ogranicznik prądu ładowania i element gromadzący energię magnetyczną.

Obydwie grupy konwerterów napięcia stałego, tj. układy bez izolacji oraz z izolacją napięcia wyjściowego od wejściowego, można z kolei sklasyfikować ze względu na to, w jakim stanie klucza (lub kluczy) przekazywana jest energia do obciążenia. Konwertery, w których przekazywanie energii do obciążenia odbywa się podczas włączenia klucza są nazywane *konwerterami współbieżnymi* (ang. *forward converter*). Natomiast konwertery, w których energia przekazywana jest do obciążenia przy wyłączonym kluczu nazywa się *konwerterami przeciwbieżnymi* (ang. *flyback converter*).

Zmiany napięcia wyjściowego są kontrolowane przez układ sterowania w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego, który podobnie jak w opisanym wcześniej układzie, zmienia czasy trwania włączania i wyłączania elementu przełączającego w ten sposób, że jest zachowana stałość napięcia wyjściowego, niezależnie od zmian obciążenia i

napięcia wejściowego.

W obu układach na rys.11.2 i 11.3 kontrolery impulsowych stabilizatorów napięcia pracują najczęściej z wykorzystaniem modulacji szerokości impulsów - PWM (ang. *pulse width modulation*) lub modulacji częstotliwości PFM (ang. *pulse frequency modulation*). W przypadku sygnału PWM zmienia się położenie czasowe zbocza przedniego lub tylnego, względnie obu zboczy impulsu, w zależności od wartości chwilowej modulującego sygnału błędu, natomiast częstotliwość powtarzania impulsów, okres $T=1/f$ oraz amplituda impulsów są stałe. Ta metoda sterowania określana jest również jako regulacja *czasowo - proporcjonalna o stałej częstotliwości* (ang. *constant frequency time ratio control*).

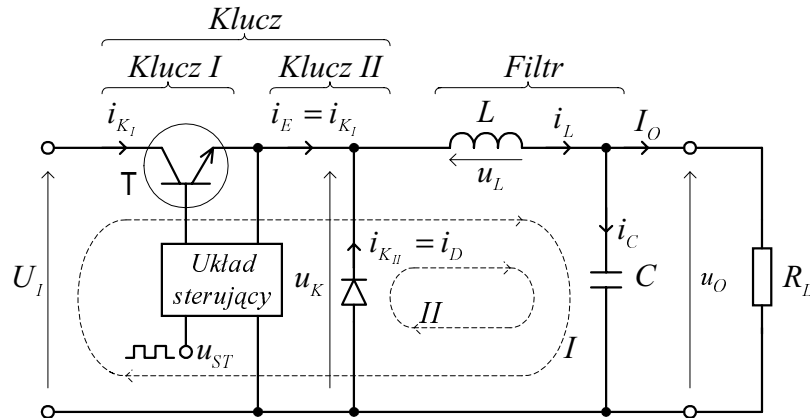
W kontrolerze z modulacją częstotliwości impulsów sygnał błędu moduluje chwilową częstotliwość impulsów, czyli liczbę impulsów przypadających na jednostkę czasu. Ten sposób sterowania określany jest jako regulacja *czasowo - proporcjonalna o zmiennej częstotliwości* - (ang. *variable frequency time ratio control*).

11.3. STEROWANE KONWERTERY NAPIĘCIA STAŁEGO Z WYJŚCIEM NIEIZOLOWANYM OD WEJŚCIA

Istnieją trzy podstawowe konfiguracje układów konwerterów napięcia stałego z wyjściem nieizolowanym od wejścia oraz kilka ich modyfikacji. Można je sklasyfikować jako: *obniżające napięcie* (ang. *step-down, bucking*), *podwyższające* (ang. *step-up, boost*), lub *zmieniające polaryzację napięcia stałego* na wyjściu (ang. *polarity-converting*).

11.3.1. Układy obniżające napięcie stałe

Na rys.11.4 przedstawiono schemat ideowy podstawowego układu konwertera napięcia stałego z napięciem wyjściowym niższym od wejściowego (o funkcji ściśle odpowiadającej stabilizatorom o działaniu ciągłym z szeregowym tranzystorem regulującym), nazywany regulatorem step - down lub przez niektórych producentów buck - regulator. Stanowi on konwerter współbieżny. Element kluczujący przerywając napięcie wejściowe generuje falę prostokątną o zmiennym współczynniku wypełnienia, która poprzez uśredniający filtr LC dostarcza stałe napięcie wyjściowe do obciążenia. Napięcie wyjściowe może być regulowane w szerokich granicach poprzez regulację współczynnika wypełnienia impulsów, jednak zawsze poniżej napięcia



Rys.11.4. Podstawowy układ sterowanego kontrolera napięcia stałego obniżającego napięcie (step-down, buck regulator)

wejściowego. Dioda podtrzymuje prąd dławika w fazie wyłączenia tranzystora T i jest bardzo istotnym elementem układu. Na rys.11.5 przedstawiono idealizowane przebiegi czasowe napięć i prądów w układzie.

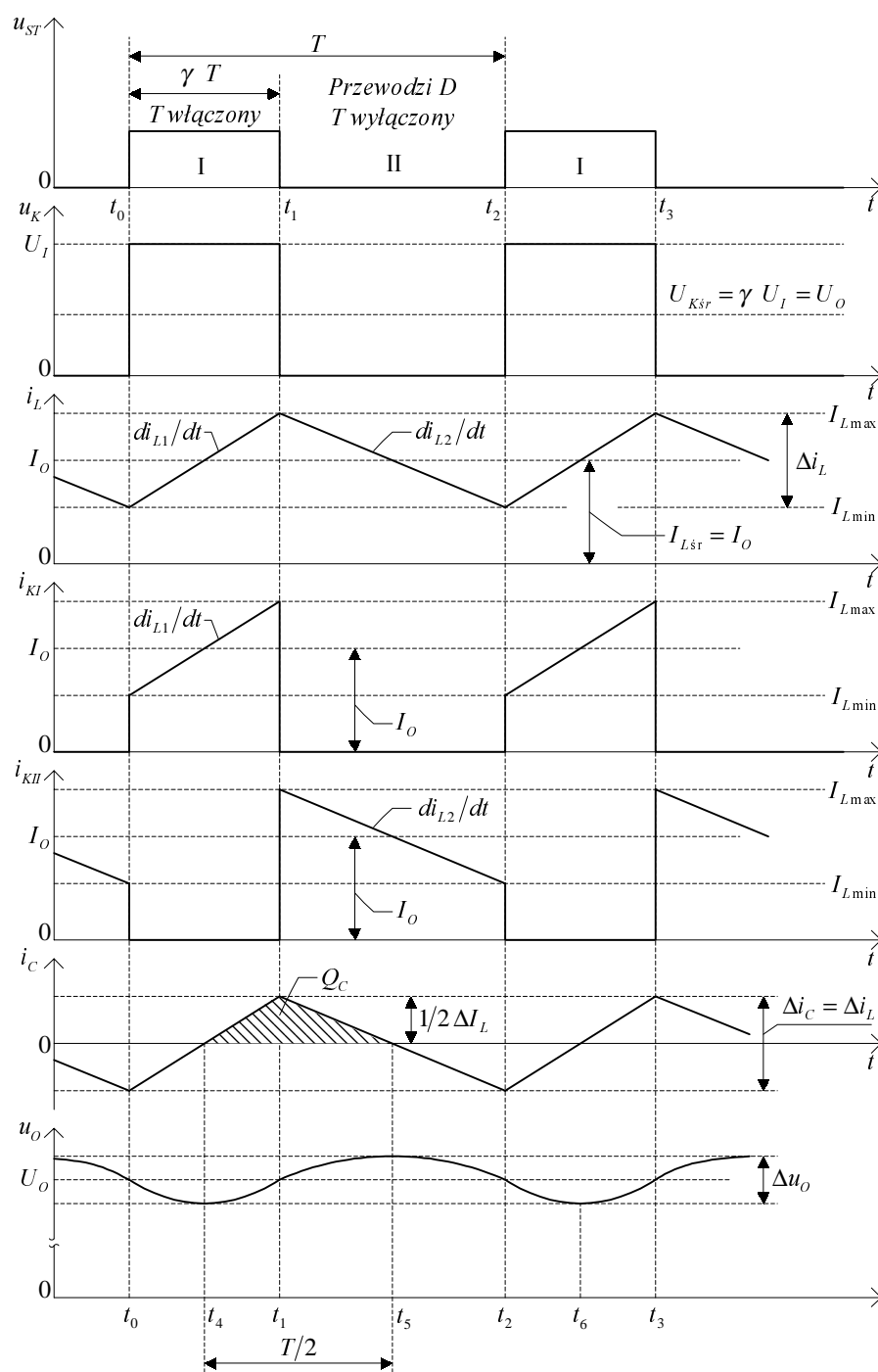
Przebiegi czasowe są idealizowane, ponieważ nie uwzględniają niektórych parametrów, takich jak: rezystancja dławika i zmiany jego indukcyjności wywołane nasycaniem się rdzenia, straty napięcia na elementach kluczujących, na indukcyjnościach rozproszonych w układzie itp, a które to czynniki mają istotny wpływ na sprawność energetyczną konwertera. Założono również, że zachowana jest ciągłość przepływu prądu dławika.

W konwerterze z szeregowym kluczem występują dwie charakterystyczne fazy pracy. W pierwszej fazie, gdy załączony jest tranzystor T (na rys.11.1 klucz K w pozycji I), energia ze źródła zasilania jest pobierana i magazynowana w reaktancjach filtru. Jeżeli pominiemy niewielkie zmiany napięcia na wyjściu filtru, to w tym stanie na indukcyjności L występuje stałe napięcie $u_L = U_I - U_O$, a prąd $i_L(t)$, płynący przez załączony tranzystor T ($i_{kT}(t)$), zmienia się liniowo zgodnie z zależnością

$$i_{kI}(t) = i_{LI}(t) = \frac{u_L}{L}t + I_L(0) = \frac{U_I - U_O}{L}t + I_{L\min} \quad \text{dla } t \in (t_0, t_1) \quad (11.3)$$

W drugiej fazie, przy odłączonym napięciu pierwotnym, napięcie na indukcyjności zmienia się skokowo i przyjmuje wartość równą napięciu wyjściowemu U_O . Prąd i_{L2} , płynący w tej fazie przez przewodzącą diodę D , opisuje zależność

$$i_{kII}(t) = i_D(t) = \frac{u_L}{L}t + I_L(0) = \frac{-U_O}{L}t + I_{L\max} \quad \text{dla } t \in (t_1, t_2) \quad (11.4)$$



Rys.11.5. Przebiegi napięć i prądów w konwerterze obniżającym napięcie wyjściowe (step-down, buck regulator)

Porównując ze sobą wartości brzegowe prądów opisanych równaniami (11.3, 11.4), tj.: $i_{LI}(0) = i_{LII}[(1-\gamma)T]$ oraz $i_{LI}(\gamma T) = i_{LII}(0)$, możemy wyznaczyć przedział zmian prądu w indukcyjności

$$\Delta i_L = I_{Lmax} - I_{Lmin} = \frac{U_I - U_O}{L} \gamma T = \frac{U_O}{L} (1-\gamma) T \quad (11.5)$$

przy czym

$$U_o = \gamma U_I \quad (11.5a)$$

Średnia wartość prądu płynącego przez indukcyjność jest równa średniej wartości prądu obciążenia

$$I_o = I_{Lmin} + 0,5\Delta i_L \quad (11.6)$$

Na podstawie równań (11.5), (11.6) otrzymujemy

$$I_{Lmin} = I_o - \frac{U_o}{2L}(1-\gamma)T \quad (11.7a)$$

$$I_{Lmax} = I_o + \frac{U_o}{2L}(1-\gamma)T \quad (11.7b)$$

Z dobrym przybliżeniem możemy przyjąć, że składowa stała I_o prądu indukcyjności płynie przez rezystancję obciążenia R_L , a składowa zmienna płynie przez pojemność C filtru (dołączona równolegle do R_L)

$$\Delta i_L = \Delta i_C \quad (11.8)$$

Przy $\Delta u_o \ll U_o$, amplituda napięcia tętnień na wyjściu jest równa amplitudzie zmian napięcia na kondensatorze C

$$\Delta u_o = \frac{1}{C} \int_{t_4}^{t_5} i_C(t) dt = \frac{Q_C}{C} \quad (11.9)$$

Ładunek Q_C dostarczony do pojemności C możemy wyznaczyć na podstawie przebiegów czasowych przedstawionych na rys.11.5

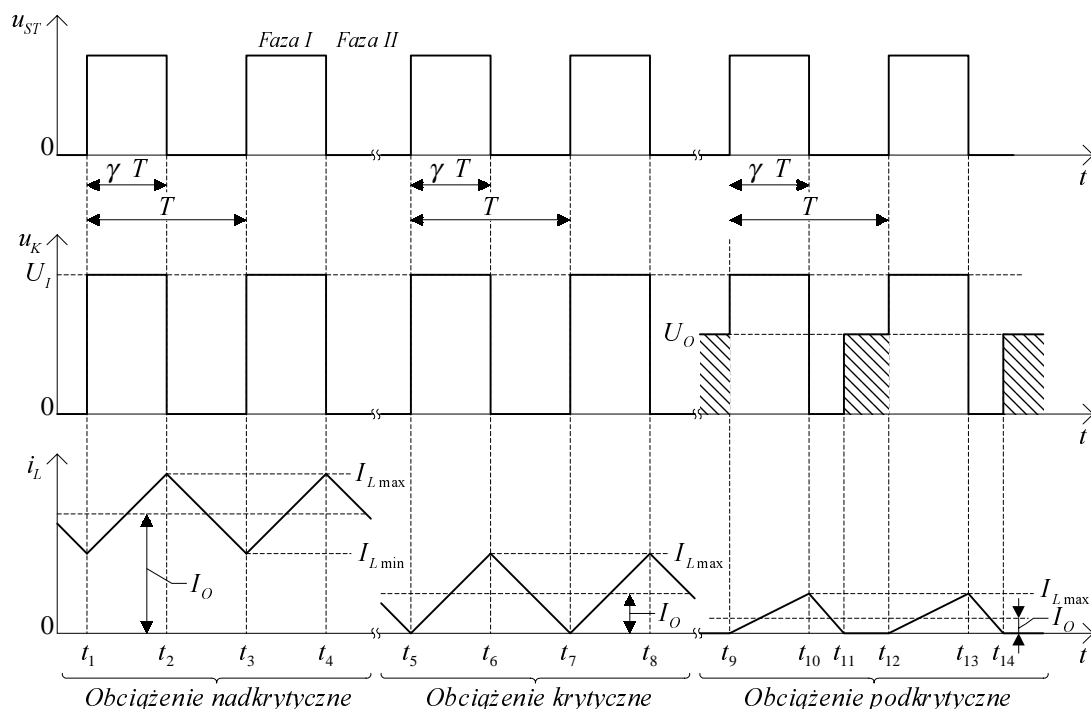
$$Q_C = \frac{1}{2} \Delta i_L (t_5 - t_4) = \frac{T}{8} \Delta i_L \quad (11.10)$$

Zatem po podstawieniu (11.5) do (11.10) otrzymujemy

$$\Delta u_o = \frac{U_o}{8LC} (1-\gamma)T^2 \quad (11.11)$$

Z przeprowadzonych rozważań wynika, że rezystancja obciążenia R_L nie ma wpływu na zmianę napięcia wyjściowego, zmianę prądu Δi_L w indukcyjności oraz amplitudę tętnień na wyjściu. Zmiana wartości R_L zmienia jedynie średnią wartość prądu obciążenia I_o .

Jeżeli prąd pobierany przez obciążenie będzie zbyt mały, to układ zacznie pracować w sposób przerywany. Przebiegi czasowe napięć i prądów występujących w układzie przy różnych rezystancjach obciążenia przedstawiono na rys.11.6 [4].



Rys.11.6. Przebiegi napięć i prądów w konwerterze obniżającym napięcie przy obciążeniu nadkrytycznym, krytycznym i podkrytycznym

Dotychczasowe rozważania odpowiadają przypadkowi z *obciążeniem nadkrytycznym*, charakteryzującym się tym, że energia zgromadzona w indukcyjności w pierwszej fazie kluczkowania (włączony tranzystor) nie jest w całości przekazywana w drugiej fazie kluczkowania (przewodzi dioda).

W stanie odpowiadającym *obciążeniu krytycznemu* konwertera, jak pokazano na rys.11.6, w momentach t_5, t_7 prąd indukcyjności oraz energia w niej zgromadzona osiągają wartości zerowe. Wartość prądu przy obciążeniu krytycznym możemy wyznaczyć z zależności (11.7a) po podstawieniu $I_{Lmin} = 0$, $I_O = I_{Okr}$ oraz wykorzystaniu zależności (11.5a)

$$I_{Okr} = U_I \gamma (1 - \gamma) \quad (11.12)$$

Stąd rezystancja obciążenia krytycznego wynosi

$$R_{Lkr} = \frac{U_O}{I_{Okr}} = \frac{2L}{(1 - \gamma)T} \quad (11.13)$$

Przy jeszcze mniejszym obciążeniu, odpowiadającym obciążeniu podkrytycznemu, cała energia zgromadzona w indukcyjności w I fazie kluczkowania jest przekazywana w całości do obciążenia i do pojemności C filtru w czasie krótszym od czasu trwania drugiej fazy. Jak pokazano na rys.11.6, w przedziale czasu $t_{11} - t_{12}$ prąd i_L oraz napięcie na indukcyjności u_L zerują się, zaś napięcie u_K na kluczu zamiast być

równym zero, staje się równe napięciu wyjściowemu U_o .

Wartość napięcia wyjściowego konwertera przy obciążeniu podkrytycznym możemy wyznaczyć na podstawie układu równań [4].

$$\begin{aligned} I_{Lmax} &= \frac{U_I - U_o}{L} \gamma T = \frac{U_o}{L} (t_{11} - t_{10}) \\ I_o = I_{Lkr} &= \frac{I_{Lmax}}{2} \left[\frac{\gamma T}{T} + \frac{t_{11} - t_{10}}{T} \right] = \frac{U_o}{R_L} \end{aligned} \quad (11.14)$$

Rozwiązując układ równań (11.14) otrzymujemy

$$U_o = \begin{cases} U_I \gamma & \text{dla } I_o \geq I_{okr} \\ \frac{U_I}{1 + \frac{2LI_o}{\gamma^2 T U_I}} & \text{dla } I_o < I_{okr} \end{cases} \quad (11.15)$$

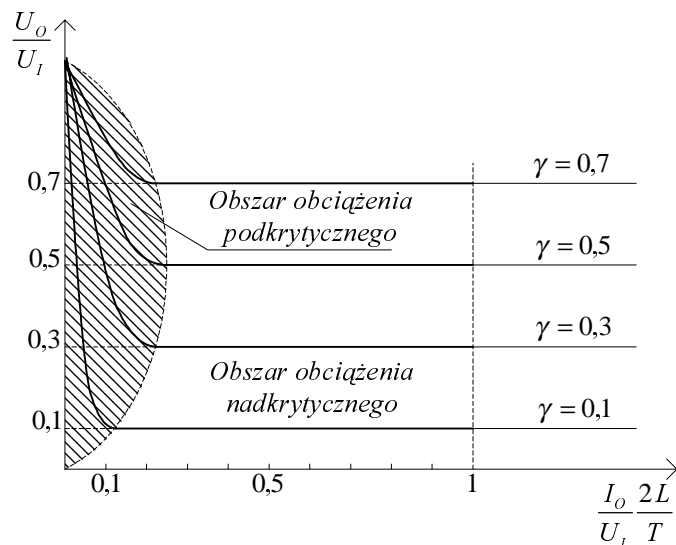
lub

$$U_o = \begin{cases} U_I \gamma & \text{dla } R_L \leq R_{Lkr} \\ \frac{U_I}{A} (\sqrt{1 + 2A} - 1) & \text{dla } R_L > R_{Lkr} \end{cases} \quad (11.16)$$

gdzie:

$$A = \frac{4L}{R_L T \gamma^2} = \frac{R_{Lkr}}{R_L} \frac{2(1-\gamma)}{\gamma^2} \quad (11.16a)$$

Względną wartość napięcia wyjściowego U_o/U_I w funkcji względnej wartości prądu obciążenia $2I_o L / (U_I T)$ opisaną równaniem (11.15), przedstawiono graficznie na rys.11.7 [4, 10].



Rys.11.7. Unormowane charakterystyki $U_o = f(I_o)$ konwertera obniżającego napięcie wyjściowe

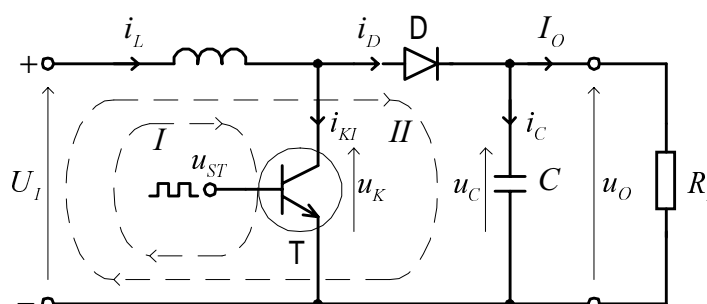
Przy obciążeniu podkrytycznym napięcie wyjściowe jest silnie uzależnione od rezystancji obciążenia. Zmiany te mogą być skorygowane zmianą współczynnika wypełnienia γ układu sterującego, pracującego w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego. Jednak przy bardzo małej wartości prądu obciążenia napięcie wyjściowe zbliża się do napięcia wejściowego U_I i układ staje się niesterowalny poprzez zmianę γ .

W praktyce konwertery tego typu pracują zawsze ze wstępnym obciążeniem oraz stosuje się różnego rodzaju dodatkowe zabezpieczenia przed niedopuszczalnym wzrostem napięcia wyjściowego.

11.3.2. Układy podwyższające napięcie wyjściowe

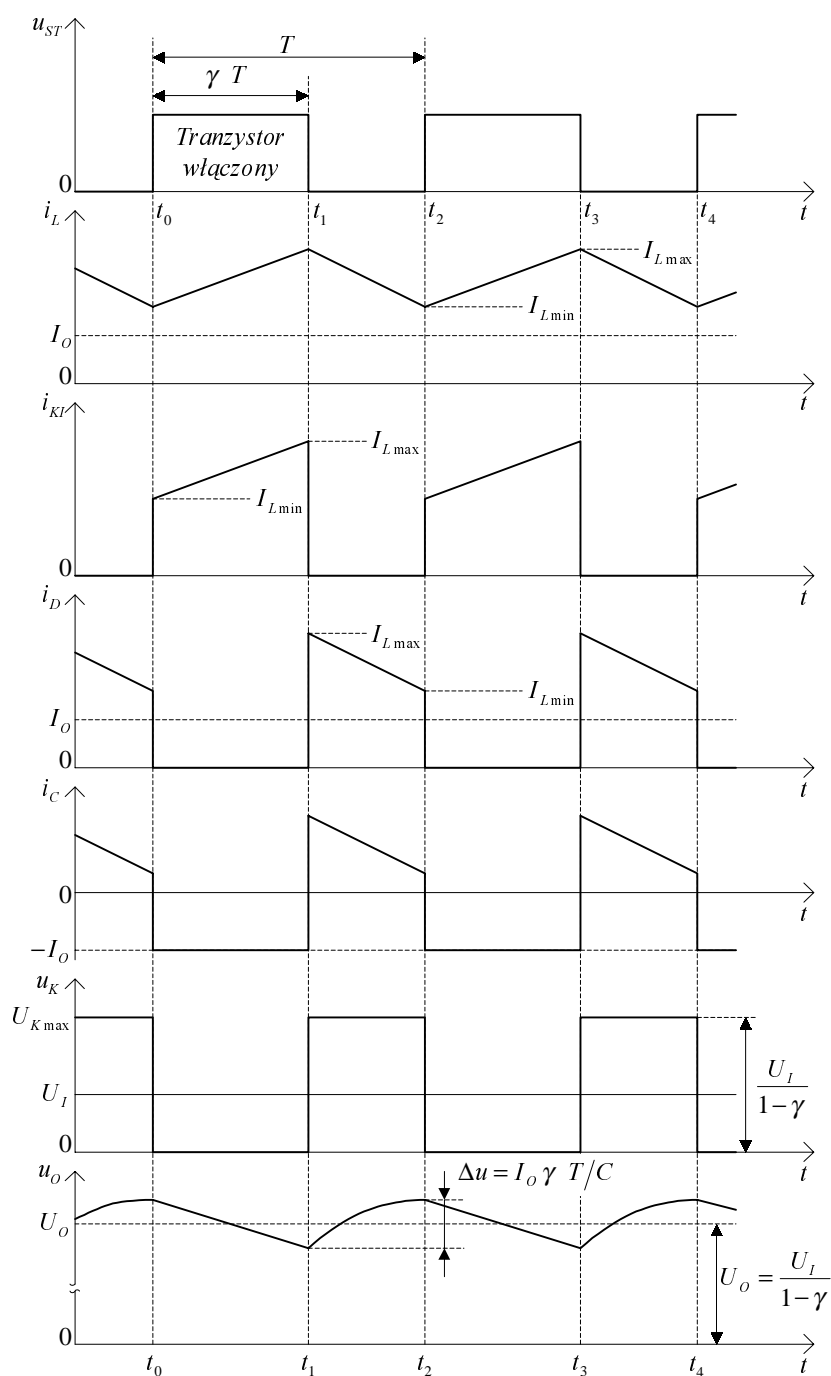
Jeżeli wyjściowe napięcie stabilizowane ma być większe od napięcia wejściowego, to w stabilizatorze impulsowym stosuje się *konwerter podwyższający napięcie stałe*, nazywany *regulatorem step-up* lub *boost*.

Na rys.11.8 przedstawiono podstawowy schemat układu podwyższającego napięcie wyjściowe.



Rys.11.8. Podstawowy układ konwertera podwyższającego napięcie wyjściowe (step-up, boost)

Energia jest gromadzona w indukcyjności w czasie, gdy tranzystor kluczujący jest w stanie przewodzenia, a następnie przekazywana poprzez diodę do kondensatora filtrującego oraz obciążenia w czasie wyłączenia tranzystora. Jest to zatem konwerter przeciwbieżny. Następuje tu sumowanie napięcia zasilającego oraz siły elektromotorycznej samoindukcji wytworzonej przez rozładowywanie energii zgromadzonej w indukcyjności. Napięcie wyjściowe może być wyższe od wejściowego i zależy od współczynnika wypełnienia impulsów sterujących. Przebiegi napięć i prądów w układzie dla przypadku, gdy prąd obciążenia I_O jest mniejszy od prądu indukcyjności i_L w całym okresie wyłączenia tranzystora, przedstawiono na rys.11.9.



Rys.11.9. Idealizowane przebiegi napięć i prądów w układzie z rys.11.8

Przy włączonym tranzystorze napięcie wejściowe U_I jest przyłożone do indukcyjności L i prąd narasta w niej zgodnie z zależnością

$$i_{LI} = I_{Lmin} + \frac{U_I}{L} t \quad (11.17)$$

W tym czasie wyjściowy kondensator C rozładowując się przekazuje energię do obciążenia. Dioda D jest spolaryzowana

zaporowo, co zapobiega rozładowaniu kondensatora C przez włączony tranzystor. Pod koniec okresu załączenia tranzystora prąd w indukcyjności osiąga wartość

$$i_L(\gamma T) = I_{Lmax} = I_{Lmin} + \frac{U_I}{L} \gamma T \quad (11.18)$$

Po wyłączeniu tranzystora, malejący prąd indukcyjności i_L zamyka się w obwodzie: źródło zasilające U_I , indukcyjność L , dioda D , obciążenie R_L połączone równolegle z pojemnością C i opisany jest zależnością

$$i_{LII} = \frac{U_I - U_o}{L} t + I_{Lmax} \quad (11.19)$$

Pod koniec drugiej fazy osiąga on wartość

$$i_{LII} [(1-\gamma)T] = I_{Lmin} = \frac{U_I - U_o}{L} (1-\gamma)T + I_{Lmax} \quad (11.20)$$

Z zależności (11.18) i (11.20) otrzymujemy

$$U_o = U_I \left(1 + \frac{\gamma T}{(1-\gamma)T} = \frac{U_I}{1-\gamma} \right) \quad (11.21)$$

Jak wynika z zależności (11.21), napięcie wyjściowe jest wyższe od napięcia wejściowego dla każdej wartości współczynnika wypełnienia ($\gamma \neq 0$).

W czasie przewodzenia diody, napięcie na odciętym tranzystorze wynosi

$$U_K = U_{CE} \approx \frac{U_I}{1-\gamma} \quad (11.22)$$

Zakładając, że zmiany prądu obciążenia I_o są pomijalnie małe, jest on równy średniej wartości (składowej stałej) prądu diody i_D . Składowa zmienna prądu diody płynie przez kondensator C . Stąd

$$I_o = \frac{I_{Lmax} + I_{Lmin}}{2} \frac{(1-\gamma)T}{T} \quad (11.23)$$

W fazie przewodzenia diody prąd i_C ładowania kondensatora C zmienia się zgodnie z zależnością

$$i_C = i_L - I_o \quad (11.24)$$

gdzie i_L jest funkcją czasową określoną zależnością (11.19).

Jeżeli I_o jest mniejsze od i_L w całym okresie wyłączenia tranzystora, to napięcie kondensatora narasta monotonicznie. Po osiągnięciu wartości maksymalnej, w chwili włączenia tranzystora, rozpoczyna się jego

rozładowanie stałym prądem obciążenia I_O (w fazie włączenia tranzystora energia do obciążenia przekazywana jest z naładowanego kondensatora C). Proces ten powtarza się cyklicznie. Jeżeli przyjąć, że prąd obciążenia jest w przybliżeniu stały, to zmiana napięcia na kondensatorze wynosi

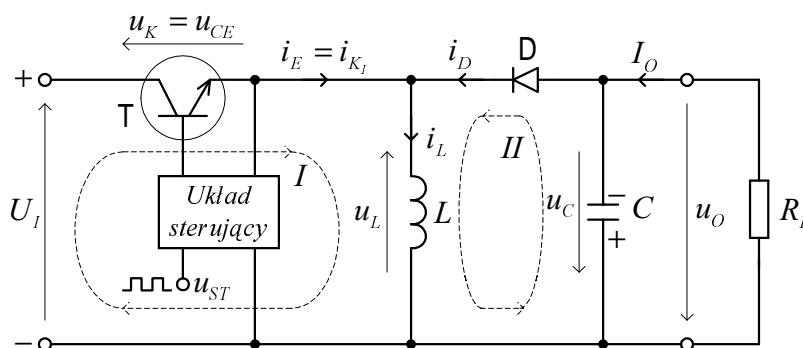
$$\Delta U_C = \frac{I_O \gamma T}{C} \quad (11.25)$$

Jak wynika z zależności (11.25), przy spełnieniu warunku $I_O < I_{Lmin}$, tzn. gdy indukcyjność dławika jest dostatecznie duża, składowa zmienna napięcia wyjściowego u_O zależy wyłącznie od wartości pojemności C . Przy zbyt małej wartości indukcyjności, prąd i_L maleje zbyt szybko, osiągając wartość I_{Lmin} mniejszą od wartości prądu obciążenia I_O . Powoduje to, że kondensator zaczyna rozładowywać się wcześniej, niż od chwili włączenia tranzystora. Odpowiednio do tego wzrasta również składowa zmienna napięcia wyjściowego u_O .

11.3.3. Układy z odwracaniem biegunowości napięcia wyjściowego

Często zachodzi potrzeba wytworzenia stabilizowanego napięcia stałego o wartości mniejszej lub większej od napięcia wejściowego i przeciwnej biegunowości. Schemat ideowy konwertera z odwracaniem biegunowości przedstawiono na rys.11.10.

W pierwszej fazie magazynowania energii, przy włączonym tranzystorze T , napięcie U_I jest przyłożone do indukcyjności L i prąd narasta w niej liniowo. W tym czasie dioda D jest spolaryzowana zaporowo. Podobnie jak poprzedni układ jest to konwerter przeciwbieżny.



Rys.11.10. Konwerter z odwracaniem biegunowości napięcia wyjściowego

W drugiej fazie rozładowywania, przy wyłączonym tranzystorze T ,

rozładowująca się indukcyjność przekazuje zgromadzoną w niej energię na wyjście układu. Część malejącego prądu i_L indukcyjności płynie przez rezystancję obciążenia R_L , a część ładuje wyjściowy kondensator C (poprzez przewodzącą diodę D), przy czym biegunowość napięcia wyjściowego jest przeciwna do biegunowości napięcia wejściowego. Przebiegi napięć i prądów w układzie przedstawiono na rys.11.11 [4, 10].

Przy załączonym tranzystorze prąd i_L w indukcyjności L narasta zgodnie z zależnością

$$i_{LI} = I_{Lmin} + \frac{U_I}{L} t \quad (11.26)$$

Pod koniec fazy magazynowania energii, prąd i_L osiąga wartość

$$I_{Lmax} = I_{Lmin} + \frac{U_I}{L} \gamma T \quad (11.27)$$

W drugiej fazie kluczowania, przy wyłączonym tranzystorze a przewodzącej diodzie, napięcie na indukcyjności L wynosi U_o , a liniowo malejący prąd i_L opisuje zależność

$$i_{LII}(t) = I_{Lmax} - \frac{U_o}{L} t \quad (11.28)$$

Pod koniec tej fazy prąd i_L osiąga wartość

$$I_{Lmin} = I_{Lmax} - \frac{U_o}{L} (1 - \gamma) T \quad (11.29)$$

Na podstawie równań (11.27) i (11.29) otrzymujemy

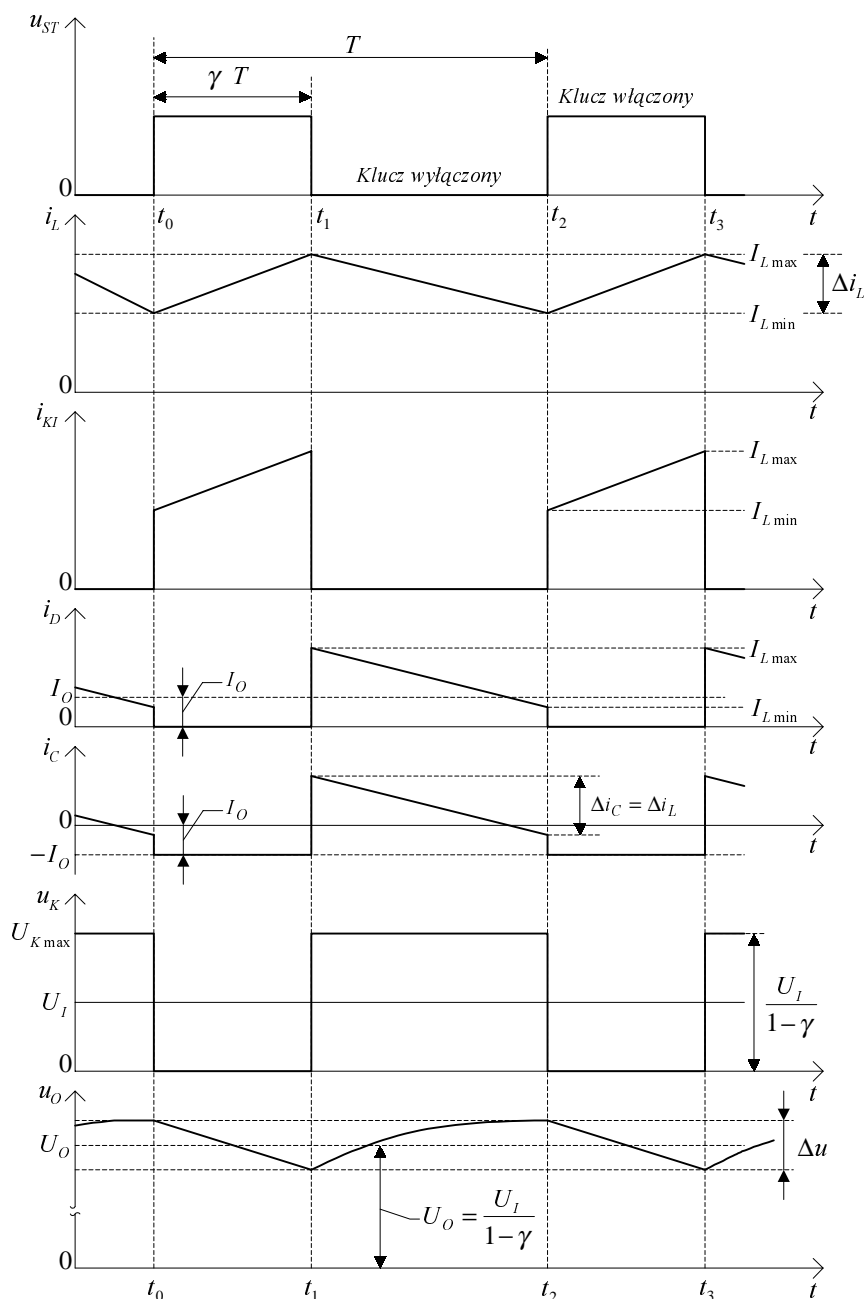
$$U_o = U_I \frac{\gamma}{1 - \gamma} \quad (11.30)$$

przy czym napięcie wyjściowe ma odwrotną polaryzację względem napięcia wejściowego.

Napięcie na wyłączonym tranzystorze w drugiej fazie kluczowania (przy przewodzącej diodzie) wynosi

$$U_{Kmax} = U_{CE} = U_I - (-U_o) = U_I + U_o = \frac{U_I}{1 - \gamma} \quad (11.31)$$

W praktyce stosuje się ograniczenie maksymalnej dopuszczalnej wartości współczynnika wypełnienia γ do ok. 0,75 tak, aby maksymalne napięcie U_{CE} na wyłączonym tranzystorze nie przekraczało czterokrotnej wartości napięcia zasilającego.



Rys.11.11. Idealizowane przebiegi napięć i prądów w układzie z rys.11.10

Z równania (11.29) możemy wyznaczyć międzyszczytową wartość składowej zmiennej prądu indukcyjności

$$\Delta i_L = I_{Lmax} - I_{Lmin} = \frac{U_o}{L} (1 - \gamma) T \quad (11.32)$$

Zatem wykorzystując zależności (11.30), (11.32) otrzymujemy

$$I_{Lmax} = I_{Lmin} + \Delta i_L = I_{Lmin} + \frac{U_I}{L} \gamma T \quad (11.33)$$

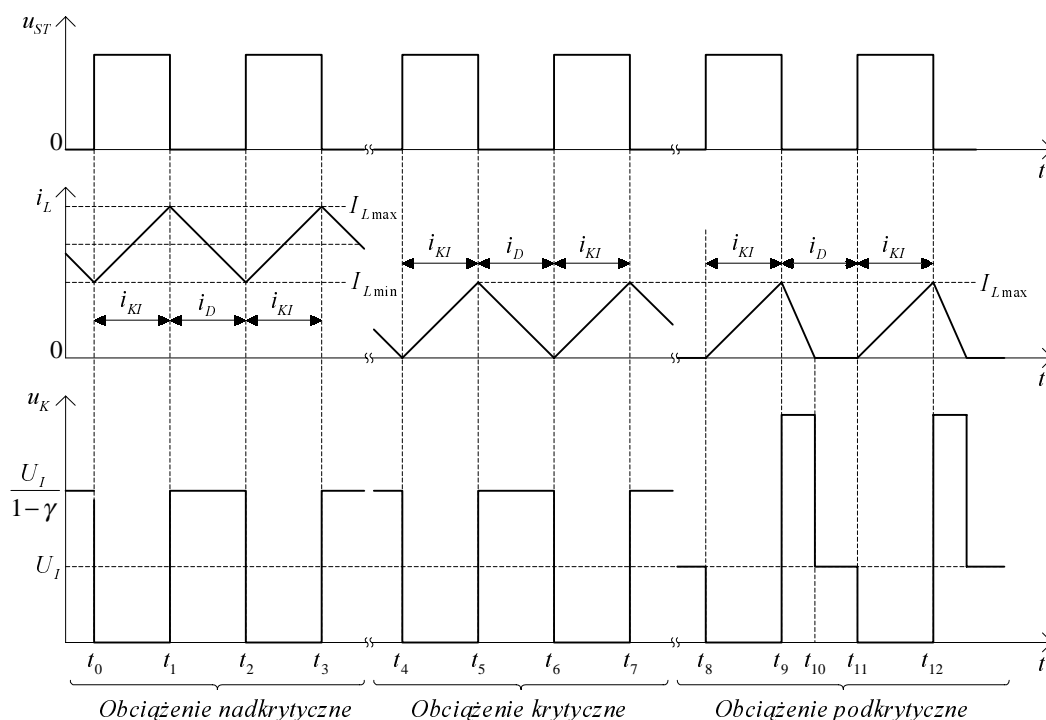
Prąd wyjściowy jest równy średniej wartości prądu diody

$$I_o = \frac{1}{T} \int_0^T i_D(t) dt = \frac{1}{T} \left[\frac{1}{2} (I_{Lmin} + I_{Lmax}) (1 - \gamma) T \right] \quad (11.34)$$

Podstawiając zależność (11.33) do (11.34) otrzymujemy

$$I_o = \left(I_{Lmin} + \frac{U_I \gamma T}{2L} \right) (1 - \gamma) \quad (11.35)$$

Jak pokazano na rys.11.12, dla $I_{Lmin} = 0$, występuje stan obciążenia krytycznego, który rozgranicza stany obciążenia nadkrytycznego ($I_{Lmin} > 0$) od stanu obciążenia podkrytycznego ($I_{Lmin} = 0$ w przedziale $t_{10} - t_{11}$). Przy obciążeniu nadkrytycznym energia zgromadzona w takcie magazynowania, przy włączonym tranzystorze, nie jest w całości przekazywana do obciążenia w drugim takcie rozładowywania. Przy obciążeniu podkrytycznym energia zgromadzona w pierwszej fazie jest w całości przekazywana do obciążenia w drugiej fazie i to w czasie krótszym od czasu trwania tej fazy.



Rys.11.12. Przebiegi napięć i prądów w konwerterze odwracającym biegunowość napięcia wyjściowego przy obciążeniu nadkrytycznym, krytycznym i podkrytycznym

Wartość prądu obciążenia i rezystancji obciążenia dla stanu krytycznego możemy wyznaczyć z równania (11.35) podstawiając $I_{Lmin} = 0$

$$I_{Ok_r} = \frac{U_I T}{2L} \gamma (1 - \gamma) \quad (11.36)$$

$$R_{Lkr} = \frac{U_o}{I_{Ok_r}} = \frac{2L}{T(1 - \gamma)^2} \quad (11.37)$$

Przy obciążeniu podkrytycznym ($I_o < I_{Ok_r}$) energia zmagazynowana w indukcyjności w pierwszej fazie okresu kluczowania jest równa energii wydzielonej w obciążeniu za cały okres kluczowania

$$\frac{1}{2} I_{Lmax}^2 L = U_o I_o T \quad (11.38)$$

Ponieważ w tym stanie pracy

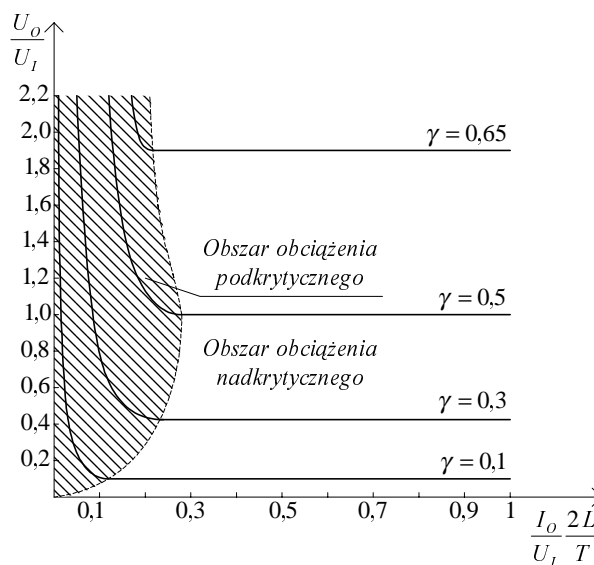
$$I_{Lmax} = \frac{U_I}{L} \gamma T \quad (11.39)$$

to z równań (11.38 i 11.39) możemy wyznaczyć wartość napięcia wyjściowego konwertera w stanie podkrytycznym

$$U_o = \frac{U_I^2}{I_o} \frac{T}{2L} \gamma^2, \quad \text{dla } I_o < I_{Ok_r} \quad (11.40)$$

Napięcie wyjściowe konwertera w stanie podkrytycznym osiąga duże wartości, a przy braku obciążenia ($R_L \rightarrow \infty$) rośnie nieograniczenie.

Na rys.11.13 przedstawiono wykresy unormowanego napięcia wyjściowego w funkcji unormowanego prądu obciążenia, przy różnych współczynnikach wypełnienia przebiegu sterującego [4, 10].



Rys.14.13. Znormalizowane wykresy napięcia wyjściowego w funkcji prądu obciążenia konwertera zmieniającego biegunowość napięcia wyjściowego, dla różnych współczynników wypełnienia impulsów sterujących

W celu ograniczenia napięcia wyjściowego konwertera przy braku obciążenia, stosuje się różne odmiany układowe wersji podstawowej, w których np. za pomocą dodatkowego uzwojenia odprowadzany jest nadmiar energii na wyjściu układu z powrotem do źródła zasilania.

11.4. KONWERTERY NAPIĘCIA STAŁEGO O WYJŚCIU IZOLOWANYM OD WEJŚCIA

W stabilizatorach impulsowych z galwaniczną izolacją między źródłem zasilającym a obciążeniem, izolacja ta jest realizowana przez układy zawierające transformatorowe przetwornice, pełniące rolę sterowanych konwerterów napięcia stałego. Wyróżnia się konwertery z *pojedynczym kluczem* oraz *przeciwsobne*.

Konwertery z pojedynczym kluczem zawierają mało elementów, jednak ich zastosowanie ogranicza się tylko do stosunkowo niezbyt dużych mocy. Przy mocach powyżej 100 W lepszymi właściwościami charakteryzują się konwertery przeciwsobne, wymagające podwójnych układów kluczujących.

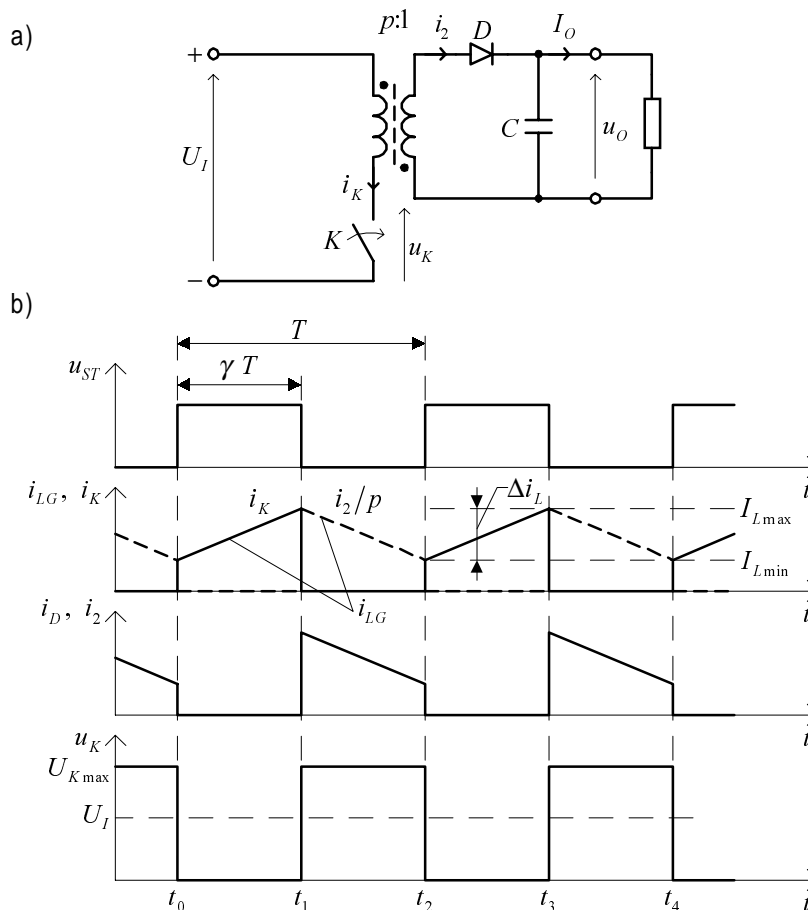
11.4.1. Konwertery z pojedynczym kluczem

Najprostszą realizację konwertera z pojedynczym kluczem i galwaniczną izolacją między źródłem zasilającym a obciążeniem (ang. *single - ended converter*) można otrzymać z przekształcenia konwertera odwracającego (przeciwbieżnego), przedstawionego na rys.11.10, przez zastąpienie dławika transformatorem w. cz. Otrzymany w ten sposób układ przedstawiono na rys.11.14.

Gdy klucz K jest zamknięty, energia jest magazynowana w indukcyjności głównej transformatora. Po otwarciu klucza jest ona przekazywana do obciążenia oraz jest ładowany wygładzający kondensator wyjściowy. Idealizowane przebiegi czasowe napięć i prądów w układzie przedstawiono na rys.11.14b. Wartość napięcia wyjściowego jest określona taką samą zależnością jak w układzie z rys.11.10 z tym, że napięcie wyjściowe U_o jest tu zmniejszone o przekładnię p transformatora.

Gdy klucz jest zamknięty, prąd w indukcyjności głównej transformatora wzrasta o wartość

$$\Delta i_L = I_{Lmax} - I_{Lmin} = \frac{U_I}{L} \gamma T \quad (11.41)$$



Rys.11.14. Przeciwbieżny konwerter z pojedynczym kluczem: a) schemat ideowy, b) idealizowane przebiegi napięć i prądów

Po otwarciu klucza, pod wpływem zmagazynowanej energii w indukcyjności głównej transformatora, zaczyna przewodzić dioda D , a przetransformowany na stronę pierwotną prąd maleje o taką samą wartość

$$\Delta i_L = \frac{nU_o}{L}(1-\gamma)T \quad (11.42)$$

Stąd, z porównania równości (11.41) i (11.42) otrzymujemy wzór określający napięcie wyjściowe (przy spełnieniu warunku, że indukcyjność transformatora jest dostatecznie duża, aby w czasie otwarcia klucza prąd nie zmalał do zera).

$$U_o = \frac{U_I}{p} \frac{\gamma}{1-\gamma}, \quad \text{dla } I_o > I_{Ok} \quad (11.43)$$

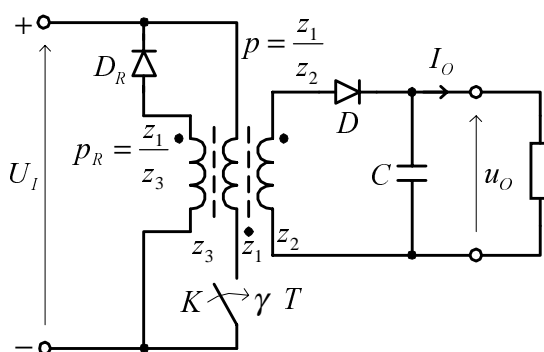
Po otwarciu klucza napięcie wzrasta aż zacznie przewodzić dioda D .

$$U_{Kmax} = U_I + pU_o = U_I \left(1 + \frac{\gamma}{1-\gamma} \right) \quad (11.44)$$

Aby nie dopuścić do zbyt dużego wzrostu napięcia na kluczu ogranicza się czas, w którym klucz jest zamknięty, do wartości $\gamma T < 0,5 T$, dzięki czemu $U_{Kmax} \leq 2U_I$.

Przykładowo, przy prostowaniu napięcia sieci 220 V wytworzone napięcie wejściowe wynosi: $U_I = \sqrt{2} 220 V \approx 310 V$, co przy ograniczeniu $\gamma < 0,5$ daje maksymalną wartość napięcia na kluczu $U_{Kmax} \approx 630 V$. W praktyce napięcia są jeszcze wyższe, ze względu na indukcyjności rozproszenia uzwojeń transformatora, które zostały pominięte przy analizie układu.

W celu ograniczenia wartości napięcia wyjściowego konwertera przeciwbieżnego przy braku obciążenia, najczęściej stosuje się dodatkowe uzwojenie, które umożliwia odprowadzenie nadmiaru energii z powrotem do źródła zasilania, jak to pokazano na rys.11.15.



Rys.11.15. Przeciwbieżny konwerter napięcia stałego z dodatkowym uzwojeniem z_3 , odprowadzającym nadmiar energii do źródła zasilania U_I

Przy niedociążeniu konwertera, tj. przy obciążeniu podkrytycznym, przy otwarciu klucza napięcia na uzwojeniach wzrastają, aż zaczną przewodzić dioda D_R . Energia zgromadzona w indukcyjności głównej transformatora zostaje wtedy zwrócona do źródła zasilania U_I .

W tym stanie, przy maksymalnej dopuszczalnej wartości napięcia wyjściowego U_{Omax} , otrzymujemy

$$U_{Omax} = U_I \frac{p_R}{p} \quad (11.45)$$

gdzie:

$$p = \frac{z_1}{z_2}, \quad p_R = \frac{z_1}{z_3} \quad (11.45a)$$

Uwzględniając, że zależność (11.41) jest spełniona dla maksymalnej wartości współczynnika wypełnienia prostokątnego przebiegu sterującego

$$U_{Omax} \leq \frac{U_I}{p} \frac{\gamma_{max}}{1 - \gamma_{max}} \quad (11.46)$$

na podstawie zależności (11.45 i 11.46) możemy wyznaczyć przekładnię uzwojenia pomocniczego transformatora

$$p_R = \frac{z_1}{z_3} \leq \frac{1-\gamma_{max}}{\gamma_{max}} \quad (11.47)$$

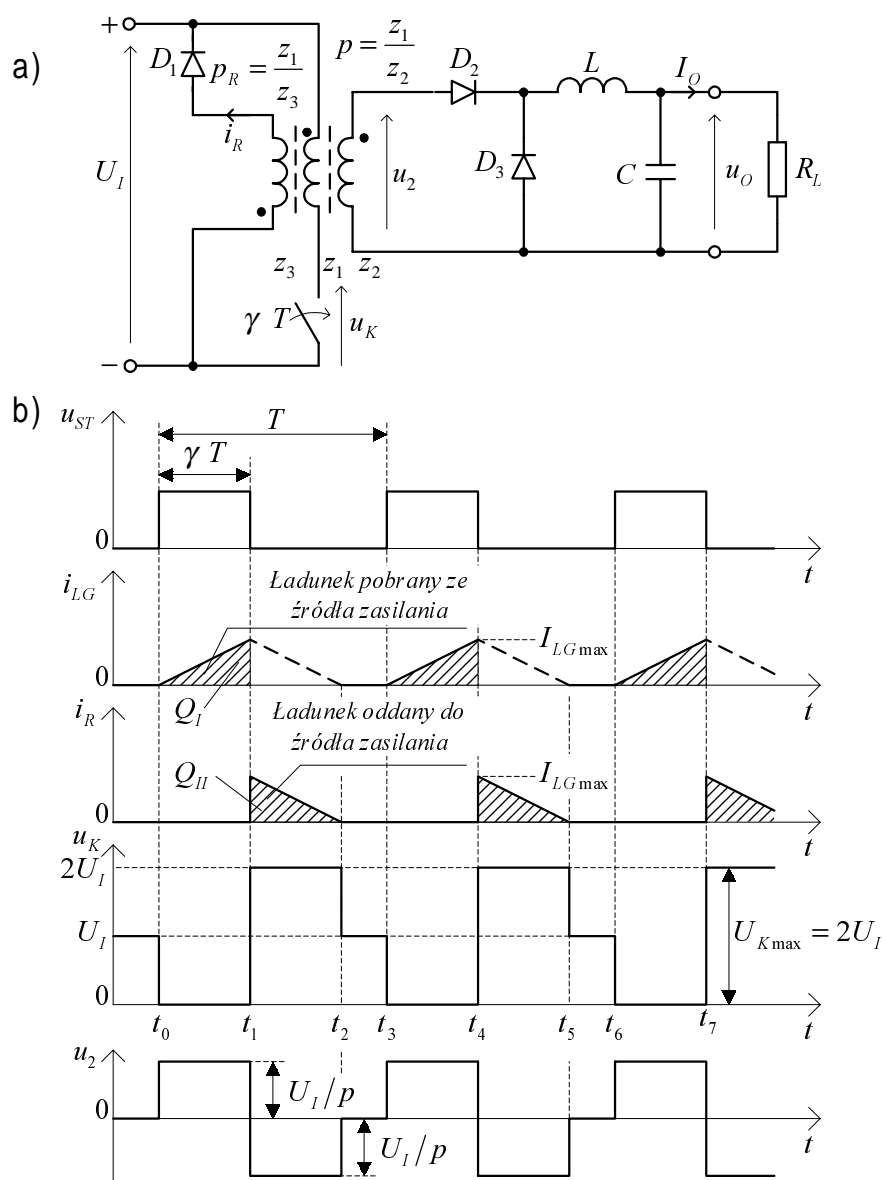
Główną wadą konwerterów przeciwbieżnych jest to, że transformator oprócz galwanicznej izolacji między źródłem zasilającym a obciążeniem oraz obniżania poziomu napięcia wyjściowego, w stopniu zależnym od przekładni transformatora, odgrywa również rolę elementu magazynującego energię. Ponieważ przez indukcyjność główną transformatora płynie składowa stała prądu, dlatego musi być zaprojektowany z dużym zapasem, aby nie wchodził on w stan nasycenia. Znacznie korzystniejsze jest rozwiązanie, w którym wyeliminowana zostaje składowa stała prądu podmagnesowującego transformator oraz wykorzystuje się dodatkowe uzwojenie transformatora ustalające poziom napięcia na wyłączonym kluczu. Przykładem takiego rozwiązania jest konwerter współbieżny z pojedynczym kluczem, którego uproszczony schemat ideowy wraz z idealizowanymi przebiegami czasowymi napięć i prądów przedstawiono na rys.11.16 [4, 10].

Gdy klucz jest zamknięty, na uzwojenie pierwotne transformatora jest podawane napięcie U_I , a na uzwojeniu wtórnym jest napięcie $U_2 = U_I / p$.

W tej fazie kluczowania energia jest przekazywana do obciążenia z uzwojenia wtórnego, ale również gromadzi się w indukcyjności głównej transformatora (również w indukcyjnościach rozproszenia transformatora, pominiętych w celu uproszczenia rozwiązań). Dioda D_1 spolaryzowana jest w kierunku zaporowym, w przybliżeniu napięciem $2U_I$. Po otwarciu klucza zostaje zablokowana dioda D_2 , a prąd dławika zostaje przejęty przez diodę D_3 . Z tego powodu po stronie wtórnej występują dokładnie takie same warunki, jak w konwerterze obniżającym napięcie z rys.11.4. Wartość napięcia wyjściowego wynosi

$$U_o = \frac{\gamma U_I}{p} \quad \text{dla } I_o > I_{Ok} \quad (11.48)$$

Wyposażenie konwertera w dodatkowe uzwojenie transformatora (w rozważanym układzie przyjęto, że trzecie uzwojenie posiada tę samą liczbę zwojów, co uzwojenie pierwotne: $z_1 = z_3$) umożliwia zwrócenie energii zgromadzonej w indukcyjności głównej transformatora po wyłączeniu klucza przez przewodzącą diodę D_1 .



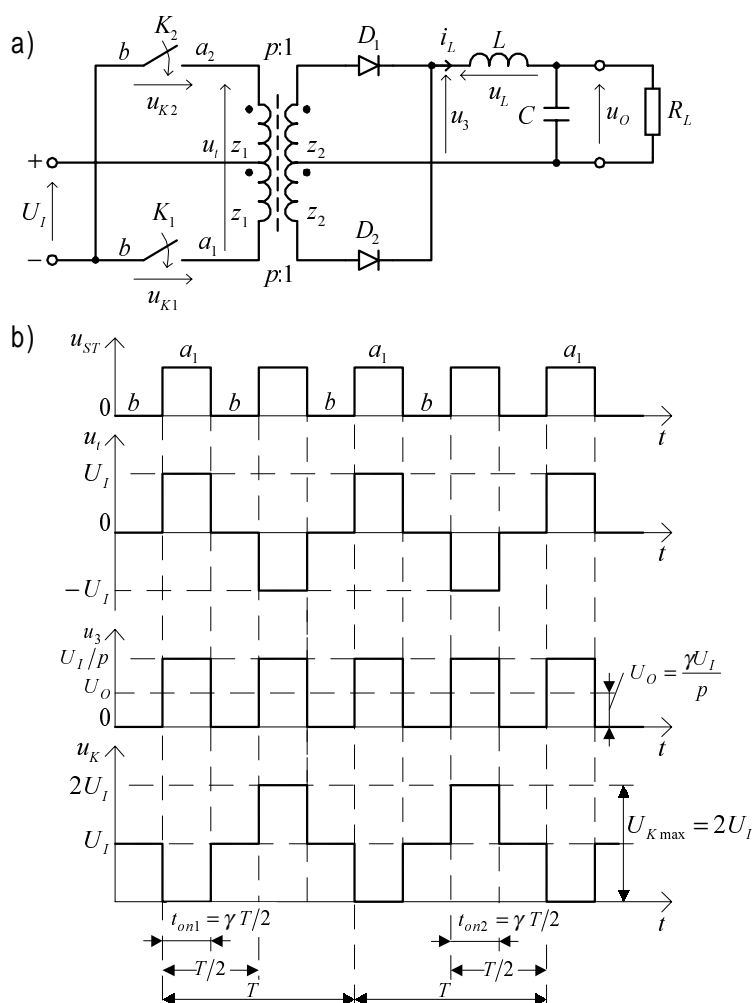
Rys.11.16. Współbieżny konwerter napięcia stałego z izolacją galwaniczną, z pojedynczym kluczem: a) schemat ideowy, b) przebiegi czasowe napięć i prądów w układzie

Dioda D_1 zaczyna przewodzić, gdy wyindukowane napięcie przewyższa napięcie wejściowe U_I , przez co napięcie na kluczu zostaje ograniczone do wartości $U_{K \max} = 2U_I$. W fazie otwarcia klucza, do źródła napięcia wejściowego zostaje zwrócona taka sama energia, jaka została zmagazynowana w indukcyjności głównej transformatora w fazie załączenia klucza, dzięki czemu transformator pracuje bez wstępnego magnesowania prądem stałym, a przez to jego gabaryty mogą być małe i dobrane w sposób optymalny ze względu na przenoszoną moc.

11.4.2. Konwertery przeciwsobne

W konwerterach przeciwsobnych stałe napięcie wejściowe U_I jest przetwarzane na napięcie przemienne w falowniku (przetwornicy) zbudowanym z co najmniej dwóch kluczy i transformatora wielkiej częstotliwości. Napięcie z uzwojeń wtórnych transformatora, po odpowiednim przetransformowaniu, jest prostowane i poprzez filtr wyjściowy jest dostarczone do obciążenia.

Na rys.11.17 przedstawiono uproszczony schemat ideowy przeciwsobnego konwertera z równoległym zasilaniem (ang. *push-pull converter*) wraz z idealizowanymi przebiegami czasowymi napięć w układzie.



Rys.11.17. Przeciwsobny konwerter z równoległym przetwarzaniem: a) schemat ideowy, b) idealizowane przebiegi czasowe napięć w układzie

W układzie tym pełny cykl pracy o czasie T dzieli się na cztery przedziały. Najpierw zamyka się klucz K_1 , zaczyna przewodzić dioda D_1 i na indukcyjności L odkłada się napięcie $u_L = u_3 - U_o = U_I/p - U_o$.

Następnie klucz K_1 zostaje otwarty i wszystkie napięcia na transformatorze spadają do zera. Prąd indukcyjności i_L przejmują po połowie diody D_1 i D_2 . W następnym przedziale czasu klucz K_1 pozostaje otwarty, a zamyka się klucz K_2 . Zaczyna przewodzić dioda D_2 , która na wejście filtra wyjściowego przenosi również napięcie $u_3 = U_3 = U_I / p$.

W ostatnim przedziale czasu rozważanego okresu T klucz K_2 ponownie się otwiera i wszystkie napięcia transformatora, tak jak w drugim przedziale stają się znowu równe zeru.

Strona wtórna układu pracuje podobnie jak konwerter obniżający z rys.11.4, przy czym w konwerterze przeciwsobnym prostowanie jest dwupołówkowe i energia przekazywana jest w ciągu okresu T dwukrotnie. Dlatego napięcie wyjściowe wynosi

$$U_o = 2 \frac{t_{on}}{T} \frac{U_I}{p} = 2\gamma \frac{U_I}{p} \quad (11.49)$$

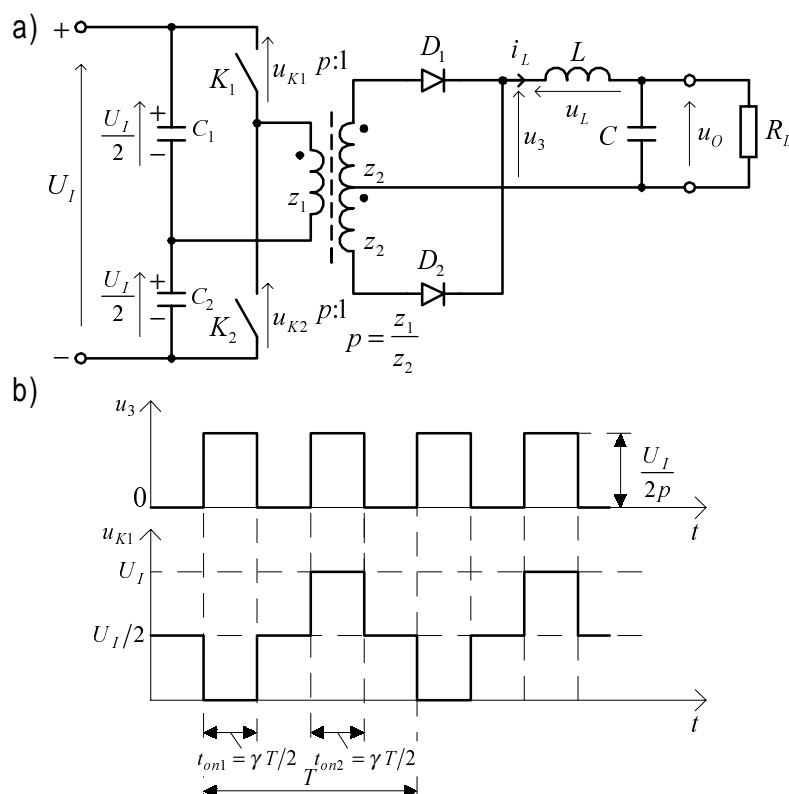
gdzie:

$$\gamma = t_{on}/T < 0,5$$

Ze względu na symetrię układu transformator nie jest podmagnesowywany składową stałą prądu. Wymaga to również symetrii czasów załączania: $t_{on1} = t_{on2} = t_{on} = \gamma T$, którą musi zapewnić układ sterowania kluczy. W przeciwnym razie rdzeń transformatora nasyci się, prąd indukcyjności głównej gwałtownie wzrośnie, co najczęściej prowadzi do uszkodzenia kluczy. Z tego samego powodu układ sterowania musi zapobiegać sytuacji, w której jeden z kluczy nie przełącza się podczas cyklu T . Należy jednak nadmienić, że większość scalonych układów sterujących, przeznaczonych do sterowania przeciwsobnych stabilizatorów impulsowych, posiada takie zabezpieczenia.

Pewną modyfikacją rozważanego konwertera przeciwsobnego jest układ półmostkowy, przedstawiony na rys.11.18a.

Przebiegi napięć w układzie (rys.11.18b) różnią się od przebiegów występujących w poprzednim układzie jedynie tym, że ich amplitudy są o połowę mniejsze. Może to mieć istotne znaczenie przy doborze tranzystorów kluczujących, ze względu na ich dopuszczalną wartość napięcia U_{CEmax} lub U_{DSmax} . Zaletą układu jest również to, że pojemnościowe sprzężenie transformatora ze źródłem zasilającym nie dopuszcza do przepływu składowej stałej prądu podmagnesowującego rdzeń transformatora nawet wtedy, gdy czasy załączenia obu kluczy nie są jednakowe.



Rys.11.18. Przeciwsobny konwerter w układzie półmostkowym; a) schemat ideowy, b) idealizowane przebiegi napięć w układzie

W tym przypadku przesuwają się tylko poziomy napięć stałych na kondensatorach C_1 i C_2 , tworzących drugą gałąź mostka.

Wadą układu jest to, że ujemne wyprowadzenia kluczy K_1 i K_2 znajdują się na różnych potencjałach, co znacznie komplikuje układy ich sterowania.

11.4.3. Konwertery o wielu wyjściach

W urządzeniach wymagających stosowania kilku różnych napięć zasilających, pod wieloma względami korzystnym rozwiązaniem jest realizacja stabilizowanego zasilacza impulsowego, zawierającego konwerter o kilku wyjściach i galwanicznej izolacji wejścia od wyjść.

Napięcie wyjściowe konwertera napięcia stałego z izolacją galwaniczną przy obciążeniu nadkrytycznym zależy głównie od wartości napięcia zasilającego, współczynnika wypełnienia prostokątnych impulsów sterujących i przekładni transformatora.

Wykorzystując tę właściwość można zrealizować konwerter o kilku wyjściach, których napięcia wyjściowe będą indywidualnie uzależnione od przekładni transformatora. Z punktu widzenia liczby

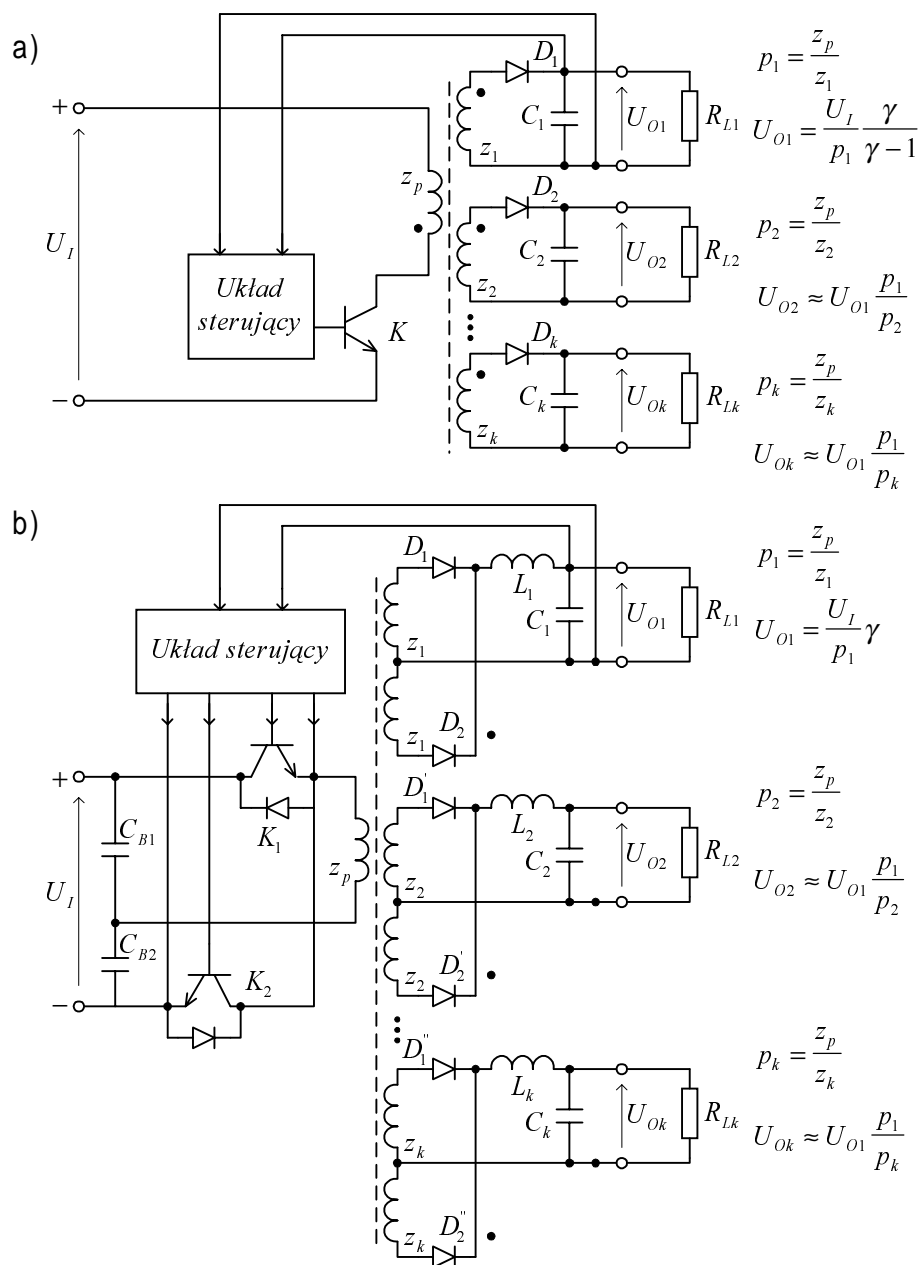
podzespołów i stopnia złożoności, ten typ przetwornic jest korzystniejszy od innych możliwych rozwiązań. Natomiast wadą tak realizowanych zasilaczy impulsowych są stosunkowo słabe parametry stabilizatorów, takie jak: współczynnik stabilizacji, amplituda tętnień itp.

W stabilizatorze o kilku wyjściach, pętla sprzężenia zwrotnego stabilizuje napięcie wyjścia głównego, zarówno jeżeli chodzi o zmiany napięcia wejściowego jak i zmiany obciążenia tego wyjścia. Wszystkie pozostałe napięcia wyjściowe są stabilizowane połowicznie, ponieważ są stabilizowane ze względu na zmianę napięcia wejściowego, ale nie są stabilizowane ze względu na zmianę obciążenia na tych wyjściach. Zmieniające się obciążenia na wyjściach nie kontrolowanych bezpośrednio przez obwód sprzężenia zwrotnego, wywołują zmiany spadków napięć na szeregowych rezystancjach strat, szeregowych diodach prostowniczych, indukcyjnościach rozproszenia, powodując pogorszenie stabilizacji napięć na tych wyjściach. Pojawiają się również wzajemne oddziaływania zmian obciążeń poszczególnych wyjść, nazywane *zjawiskiem regulacji skrośnej*. Zjawisko to ma największy wpływ przy zmianie obciążenia na wyjściu głównym, bezpośrednio kontrolowanym przez obwód sprzężenia zwrotnego. Przykładowo, zwiększenie obciążenia na głównym wyjściu oddziałuje na układ regulacji tak, aby poprzez wzrost współczynnika wypełnienia prostokątnych impulsów sterujących doprowadzić napięcie wyjściowe do wartości nominalnej, zapewniając właściwą stabilizację tego napięcia. Ponieważ każde wyjście pochodzi ze wspólnego transformatora, to powstały wzrost współczynnika wypełnienia impulsów sterujących powoduje wzrost SEM na wszystkich uzwojeniach, prowadząc do wzrostu napięć na odpowiadających im wyjściach. W celu zminimalizowania zjawiska regulacji skrośnej, transformator powinien posiadać małe rezystancje i indukcyjności szeregowo uzwojeń.

Na rys.11.19a przedstawiono przykład stabilizatora impulsowego o wielu wyjściach z konwerterem przeciwbieźnym, a na rys.11.19b z konwerterem współbieżnym.

Wyboru rodzaju konwertera napięcia stałego w zasilaczu impulsowym dokonuje się w zależności od mocy wyjściowej i napięcia wyjściowego, liczby napięć wyjściowych, szczytowego napięcia na kluczu, maksymalnego prądu klucza, stopnia skomplikowania układu, kosztów, wymiarów itp.

W zasilaczach, w których są wymagane napięcia wyjściowe o kilku różnych poziomach, stosuje się zwykle konwertery przeciwbieżne.



Rys.11.19. Stabilizator impulsowy o wielu wyjściach: a) z konwerterem przeciwbieżnym, b) przeciwsobnym z konwerterem współbieżnym

Ich zaletą, w stosunku do konwerterów współbieżnych, jest to, że zbędny jest dławik wyjściowy (w każdym wyjściu). Posiadają lepszą odpowiedź impulsową, jednak charakteryzują się gorszą filtracją napięcia wyjściowego oraz niedostatecznym wykorzystaniem transformatora (podmagesowywanie składową stałą prądu). Dlatego konwertery przeciwbieżne stosowane są jedynie w stabilizatorach małej i średniej mocy.

Przy większych prądach wyjściowych i średnich mocach stosuje się konwertery współbieżne z pojedynczym kluczem, natomiast przy dużych mocach z reguły stosuje się przeciwsobne konwertery

współbieżne. Ich zaletą jest większa sprawność energetyczna i lepsze wykorzystanie rdzeni transformatorowych.

11.5. UKŁADY STABILIZACYJNE I ZABEZPIECZAJĄCE IMPULSOWYCH STABILIZATORÓW NAPIĘCIA

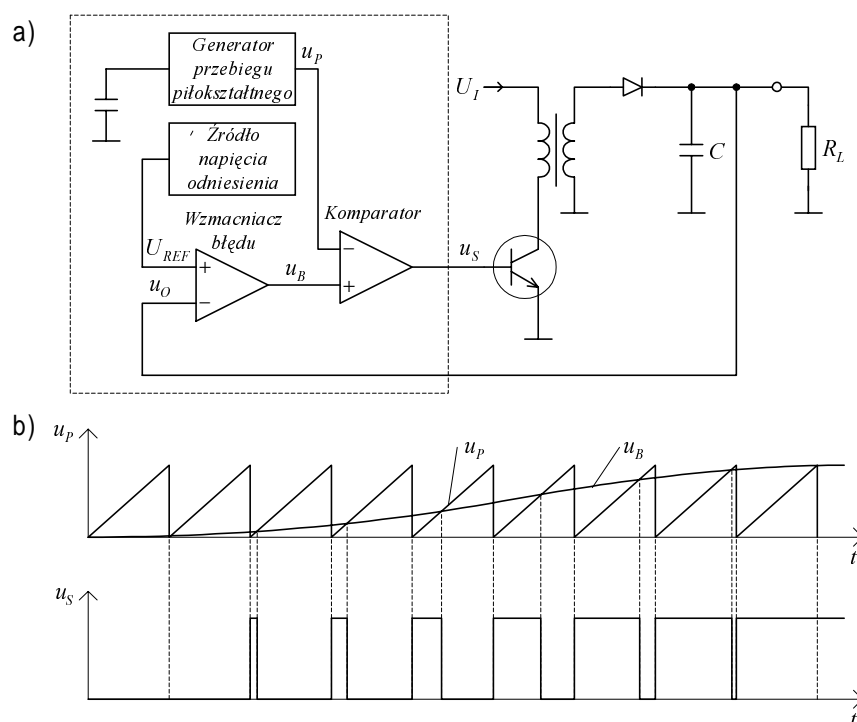
11.5.1. Układy stabilizacyjne

Jak już wspomniano wcześniej, układy stabilizacyjne impulsowych stabilizatorów napięcia mogą pracować z wykorzystaniem modulacji szerokości impulsów - **PWM** lub modulacji częstotliwości **PFM** [4, 10, 34].

Scalone układy stabilizacyjne z PWM można podzielić na dwie zasadnicze grupy, różniące się rodzajem stosowanego sprzężenia zwrotnego:

- układy z „czystym” sprzężeniem zwrotnym napięciowym (ang. *voltage mode controller*),
- układy ze sprzężeniem zwrotnym napięciowym i prądowym (ang. *current mode controller*).

Schemat blokowy kontrolera PWM, który w pętli sprzężenia zwrotnego wykorzystuje tylko napięcie wyjściowe stabilizatora, przedstawiono na rys.11.20.

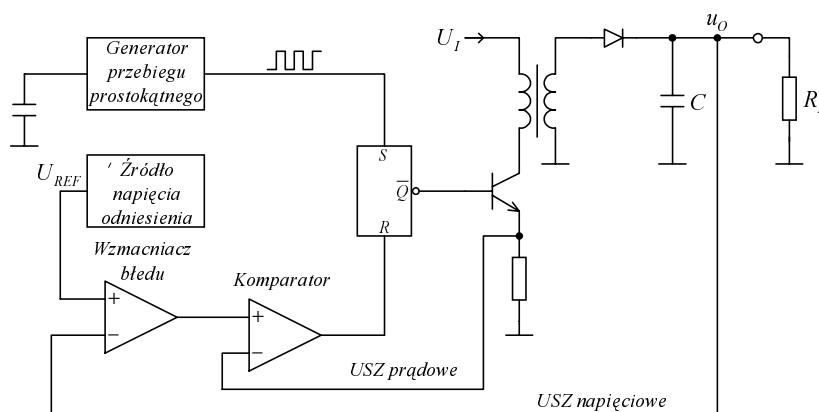


Rys.11.20. Układ stabilizacyjny z PWM z „czystym” sprzężeniem zwrotnym napięciowym: a) schemat blokowy, b) zasada działania PWM

Napięcie wyjściowe u_o jest porównywane z napięciem odniesienia U_{REF} , a wynikowy sygnał błędu u_B jest z kolei porównywany z napięciem piłokształtnym u_p o ustalonej częstotliwości, uzyskiwanym w układzie generatora. Jak pokazano na rys.11.20b, wynikiem tego ostatniego porównania jest przebieg prostokątny o zmiennym współczynniku wypełnienia impulsów, sterujący kluczem tranzystorowym konwertera napięcia stałego. Większość scalonych układów kontrolerów PWM jest realizowana według opisanej zasady, czego klasycznym przykładem może być układ LM 2574 firmy National Semiconductor.

Schemat blokowy kontrolera PWM, w którym pętla sprzężenia zwrotnego próbkuje nie tylko napięcie wyjściowe stabilizatora, ale również prąd płynący przez element kluczujący, przedstawiono na rys.11.21.

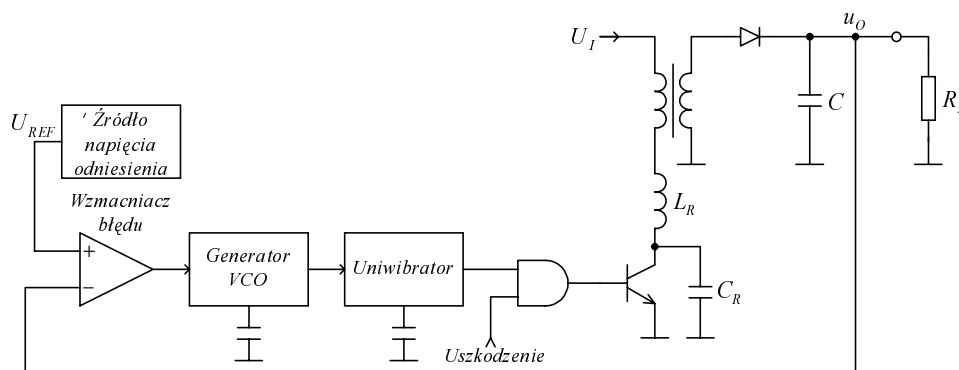
Próbkowanie na bieżąco prądu płynącego przez element kluczujący, bez żadnych układów uśredniających, narzuca ostre wymagania na szybkość działania elementów składowych kontrolera. Jednak zastosowanie dodatkowego sprzężenia prądowego zapewnia większą odporność układu na pracę w warunkach przeciążenia oraz zapewnia lepsze parametry regulacji w sytuacji szybkich zmian prądu pobieranego z zasilacza. Przykładem realizacji kontrolerów PWM tego typu może być układ LT 1070 firmy Linear Technology.



Rys.11.21. Schemat blokowy kontrolera PWM ze sprzężeniem zwrotnym napięciowym i prądowym

Istnieje wiele metod realizacji kontrolerów PFM, wykorzystujących różne sposoby modulacji częstotliwości. Jedno z możliwych rozwiązań przedstawiono na rys.11.22.

W układzie tym sygnał błędu, otrzymany w wyniku porównania napięcia wyjściowego z napięciem odniesienia, moduluje częstotliwość generatora VCO.



Rys.11.22. Kontroler PFM z generatorem VCO

Jedno ze zboczy zmodulowanego w częstotliwości przebiegu prostokątnego pobudza multiwibrator, którego impuls wyjściowy steruje poprzez bramkę elementem kluczującym konwerter napięcia stałego. Uniwibrator może ustalać albo stały czas załączenia klucza (jak np. w układzie MC 34066), albo stały czas jego wyłączenia (np. w układzie MC 34067).

Impulsy sterujące kluczem konwertera są bramkowane zbiorczym sygnałem uszkodzenia, którego pojawienie się powoduje wyłączenie klucza.

Na rys.11.23 przedstawiono schemat blokowy układu realizującego modulację częstotliwości poprzez bramkowanie (wycinanie) impulsów generatora synchronizującego o stałej częstotliwości.

Generator synchronizujący może być dodatkowo zatrzymany przy przekroczeniu ustalonej wartości prądu elementu kluczującego konwerter napięcia stałego.

Przedstawiony sposób realizacji kontrolera PFM został zastosowany po raz pierwszy przez firmę Fairchild w układzie μ A78540, produkowanym do tej pory przez kilku producentów.

Gdy napięcie wyjściowe jest mniejsze od napięcia odniesienia U_{REF} , sygnał wyjściowy z komparatora ustawia przerzutnik RS w stan wysoki na wyjściu, natomiast zerowanie przerzutnika odbywa się cyklicznie z częstotliwością generatora, niezależnie od wartości napięcia u_O . Stan niski na wyjściu przerzutnika trwa co najmniej przez czas trwania stanu niskiego na wyjściu generatora (w tym czasie komparator jest odłączony od wejścia ustawiającego przerzutnika). Powoduje to ograniczenie maksymalnego współczynnika wypełnienia γ_{max} impulsów na wyjściu przerzutnika. Najnowsze układy firmy Maxim (np. MAX767) stosują podobną zasadę w kontrolerach PFM, chociaż realizowana jest zasada „gubienia impulsów”. Metoda ta nazywa się *Idle - Mode PWM*.

- kontroli prawidłowego działania pętli sprzężenia zwrotnego.

Zabezpieczenia nadprądowe lub przepięciowe można podzielić, ze względu na sposób ich reagowania, na *zabezpieczenia ograniczające* (nazywane również *ogranicznikowymi*) lub *zabezpieczenia wyłączające* (nazywane *wyłącznikowymi*), tj. takie, które w przypadku uszkodzenia powodują trwałe lub chwilowe wyłączenie zasilacza.

Ogólną metodą ograniczania napięcia wyjściowego bądź wyłączania zasilaczy impulsowych jest redukowanie, w granicznym przypadku do zera, współczynnika wypełnienia impulsów sterujących klucze konwertera napięcia stałego, pod wpływem sygnałów próbkujących wartość prądu, napięcia, temperatury itp.

Wyłącznikowe układy zabezpieczające są stosowane głównie w celu zabezpieczenia zasilacza przed przepięciami i przeciążeniami, powstającymi na skutek nieprawidłowej pracy samego stabilizatora impulsowego.

Aby ochrona zasilacza impulsowego była skuteczna, szybkość reagowania układów wyłącznikowych na sygnały pochodzące z czujników zabezpieczających powinna być duża, co mogłoby być czasami przyczyną zbędnego wyłączenia stabilizatora na skutek różnych sygnałów zakłócających. W praktyce, w celu ograniczenia tego niepożądanego zjawiska, trwałe wyłączenie zasilacza następuje nie po jednokrotnym, lecz dopiero po kilku - lub kilkunastokrotnym zadziałaniu odpowiednich układów zabezpieczających.

Ograniczające układy zabezpieczające są najczęściej stosowane w zabezpieczeniach nadprądowych, układach kontroli pętli sprzężenia zwrotnego oraz kontroli napięcia zasilania układów sterujących. Działają one na zasadzie zmniejszania napięcia wyjściowego przy przeciążeniach, poprzez zmniejszanie współczynnika wypełnienia impulsów sterujących tranzystory kluczujące.

Ograniczenie napięcia wyjściowego przy dużych prądach wyjściowych może być również dokonane przez zmniejszenie napięcia odniesienia U_{REF} . Należy przy tym podkreślić, że ograniczające układy zabezpieczające charakteryzują się z reguły małą szybkością reakcji na zmiany obciążenia, toteż nie zapewniają one wystarczającego zabezpieczenia przy gwałtownych zmianach obciążenia. Chwilowy, gwałtowny wzrost prądu obciążenia ponad wartość graniczną wywołuje wzrost prądu płynącego impulsowo przez klucze oraz przez indukcyjność konwertera. Szczególnie groźne może być nasycanie się rdzeni magnetycznych pod wpływem wzrostu prądu, gdyż przy gwałtownie malejącej indukcyjności dławika lub indukcyjności głównej transformatora w konwerterze następuje gwałtowny, niekontrolowany wzrost prądu przy włączonym kluczu. Jedynym sposobem chroniącym

klucze tranzystorowe przed szybkim oraz nadmiernym wzrostem prądu jest szybkie ich wyłączenie przez wyłącznikowy układ zabezpieczający.

W zasilaczach impulsowych powszechnie stosuje się tzw. *układy miękkiego startu*, których zadaniem jest wygenerowanie powolnego wzrostu współczynnika wypełnienia impulsów sterujących konwerter, od zera do wartości nominalnej, kontrolowanej następnie przez pętlę ujemnego sprzężenia zwrotnego.

Stosowanie układów miękkiego startu pozwala na kontrolę czasu ustalania się napięcia wyjściowego (w granicach $(0,1 - 1)$ s), co ogranicza udary prądowe po włączeniu zasilacza, związane głównie z ładowaniem dużych pojemności stabilizatora (Rozruch stabilizatora impulsowego przy nienaładowanej pojemności wyjściowej odbywa się w warunkach jak przy chwilowym zwarciu obwodu wyjściowego).

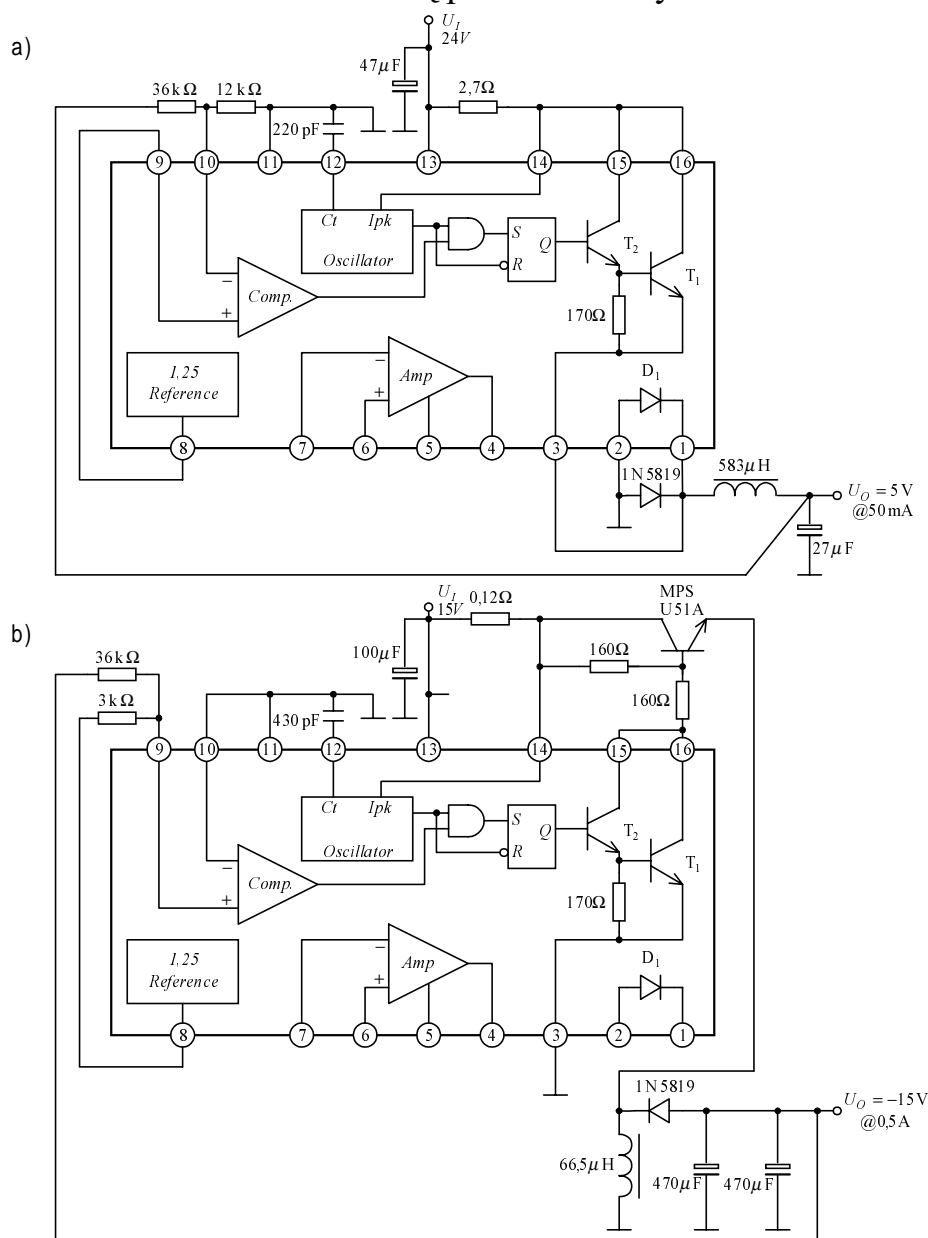
Ponadto stosuje się tzw. *układy kontroli pętli*, które poza główną pętlą sprzężenia zwrotnego, umożliwiają kontrolowanie przyrostu napięcia wyjściowego w trakcie narastania współczynnika wypełnienia γ impulsów sterujących. W przypadku, gdy w zasilaczu występuje uszkodzenie i przyrostom współczynnika γ nie odpowiadają odpowiednie przyrosty napięcia wyjściowego, układ kontroli pętli powinien ograniczyć współczynnik γ do małej wartości rzędu $0,15 - 0,25$. Tego typu regulacja zapobiega powstawaniu nadmiernego napięcia na wyjściu stabilizatora w czasie uszkodzenia obwodu głównej pętli sprzężenia zwrotnego. Układ kontroli pętli wywołuje również wolniejszy wzrost współczynnika γ przy sprawnym stabilizatorze, gdy w konwerterze znajdują się kondensatory o dużych pojemnościach.

11.6. UKŁADY STABILIZATORÓW IMPULSOWYCH

W stabilizatorach impulsowych jako klucze stosuje się szybkie tranzystory bipolarne lub tranzystory mocy VMOS o parametrach prądowych i napięciowych odpowiednich do napięcia zasilającego i wielkości kluczowanego prądu. Parametrom tym powinny również odpowiadać diody stosowane w konwerterach napięcia stałego, bowiem od szybkości przełączania diody oraz spadku napięcia na przewodzącej diodzie w dużym stopniu zależy sprawność energetyczna stabilizatora impulsowego. Dlatego najczęściej stosuje się diody Schottky'ego, charakteryzujące się bardzo krótkimi czasami przełączania i małymi spadkami napięć dla kierunku przewodzenia, chociaż niestety posiadają małe dopuszczalne napięcia wsteczne - najczęściej $(30 - 40)$ V, a czasami do 90 V.

Układy scalone opracowane dla potrzeb stabilizatorów

impulsowych należą do dwóch generacji. Chronologicznie rzecz biorąc pierwsza z nich została opracowana na początku lat osiemdziesiątych i typowymi jej przedstawicielami są układy typu $\mu A78540$ firmy Fairchild, TL497 opracowane przez Texas Instruments i L294 produkcji SGS [4, 10]. Układy te wymagają dołączenia zewnętrznych elementów RC określających częstotliwość pracy układu. Zakres zmian współczynnika wypełnienia impulsów sterujących nie przekracza 85 %, częstotliwość pracy jest rzędu 30 kHz. Przykładowe rozwiązania stabilizatorów z układem 78S40 są pokazane na rys.11.24a i b.



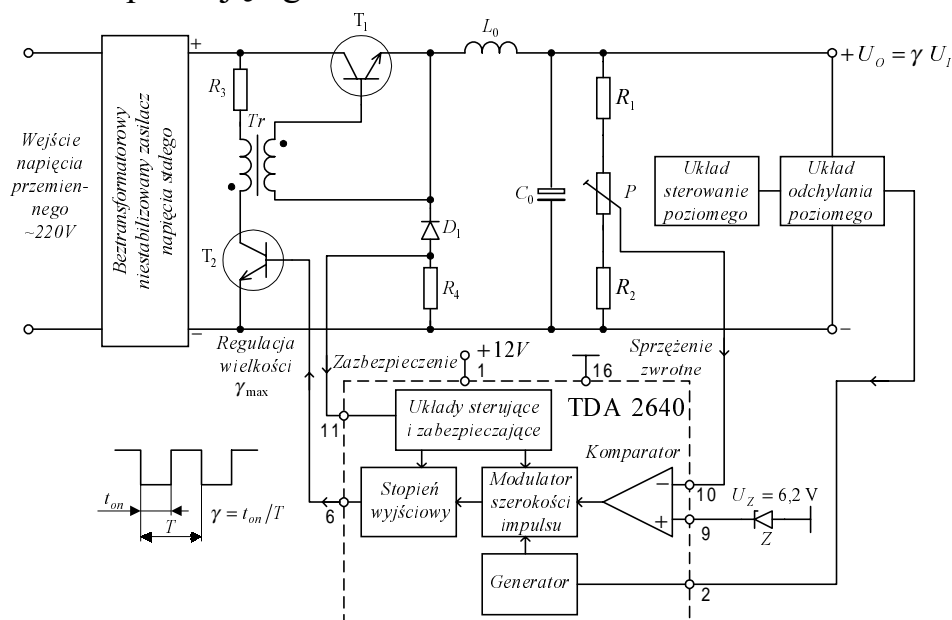
Rys.11.24. Przykłady stabilizatorów impulsowych zrealizowanych w oparciu o układ $\mu A78540$: a) $U_o = 5V$, $I_o = 50mA$, b) $U_o = -15V$, $I_o = 0.5A$

Jak można zauważyć, ilość elementów, które należy dołączyć do układu scalonego jest niestety dość duża, mimo że zawiera on wewnątrz

struktury również diodę prostowniczą. Tym nie mniej zasilacze realizowane w oparciu o ten układ są szeroko rozpowszechnione w różnych urządzeniach.

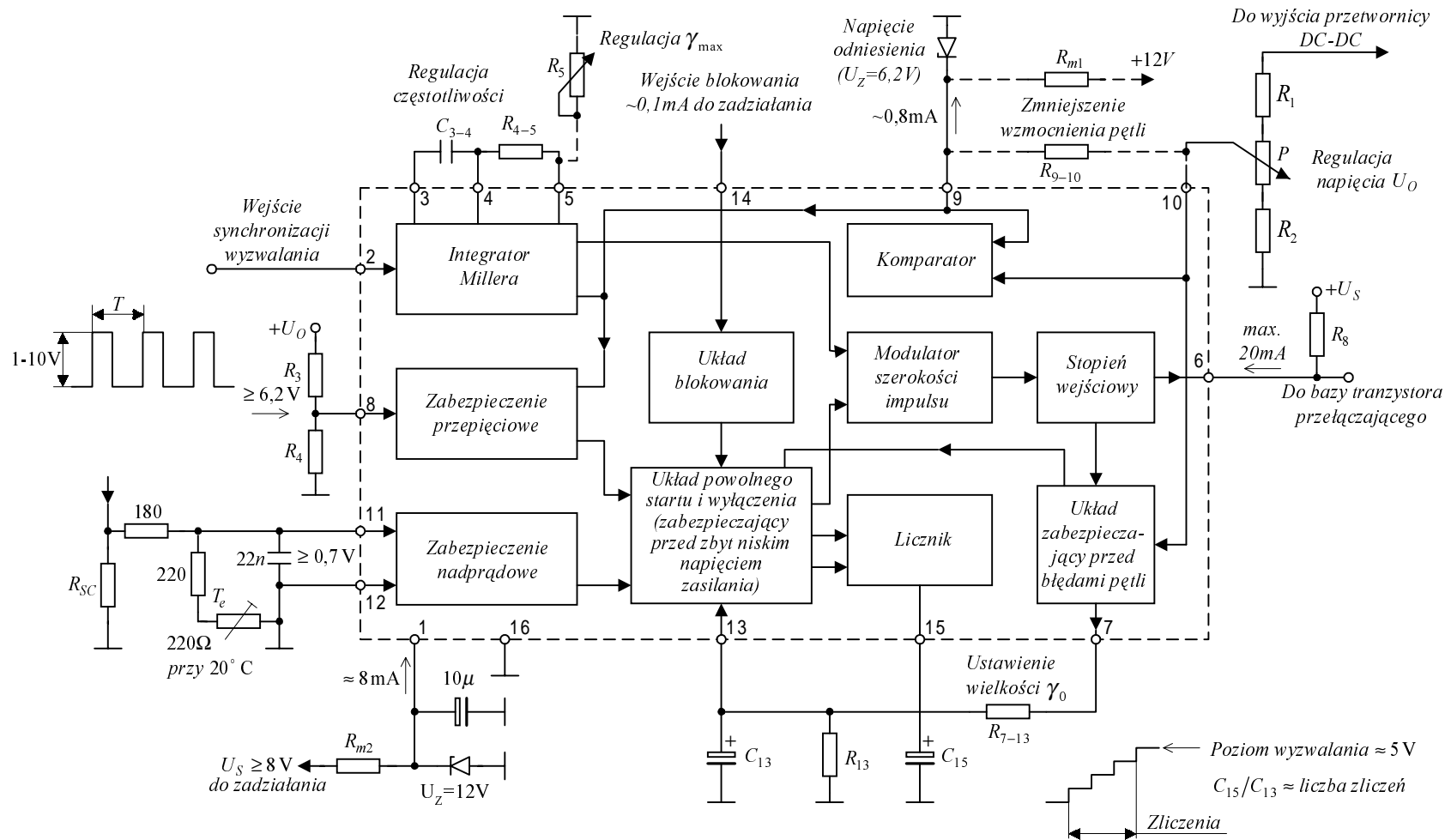
Na rys.11.25 przedstawiono uproszczony schemat blokowy scalonego układu stabilizacyjno - zabezpieczającego typu TDA2640 firmy Philips, który znajduje się również wśród wyrobów wielu innych firm. Układ TDA 2640 jest przeznaczony przede wszystkim do zasilaczy impulsowych odbiorników telewizyjnych, jednak może być użyty również w innych zasilaczach impulsowych (z konwerterami przeciwbieżnymi lub współbieżnymi).

W układzie tym stabilizacja napięcia wyjściowego jest dokonywana na zasadzie modulacji szerokości impulsów wyjściowych, przy stałej częstotliwości kluczowania. Częstotliwość kluczowania może być zmieniana w szerokich granicach od kilkudziesięciu Hz do 150 kHz, z możliwością zewnętrznej synchronizacji generatora. Współczynnik wypełnienia impulsów sterujących może być zmieniany w zakresie 0,2 - 0,9 z możliwością ograniczenia γ_{max} do wartości mniejszej niż 0,9. Układ zawiera wyłącznikowe układy zabezpieczające przed przepięciem, przetężeniem, zbyt niskim napięciem zasilającym oraz zawiera układy miękkiego startu, kontroli pętli sprzężenia zwrotnego, zdalnego wyłączenia zasilacza impulsowego oraz układ ograniczający liczbę operacji włączania i wyłączania przy zadziałaniu dowolnego układu zabezpieczającego.

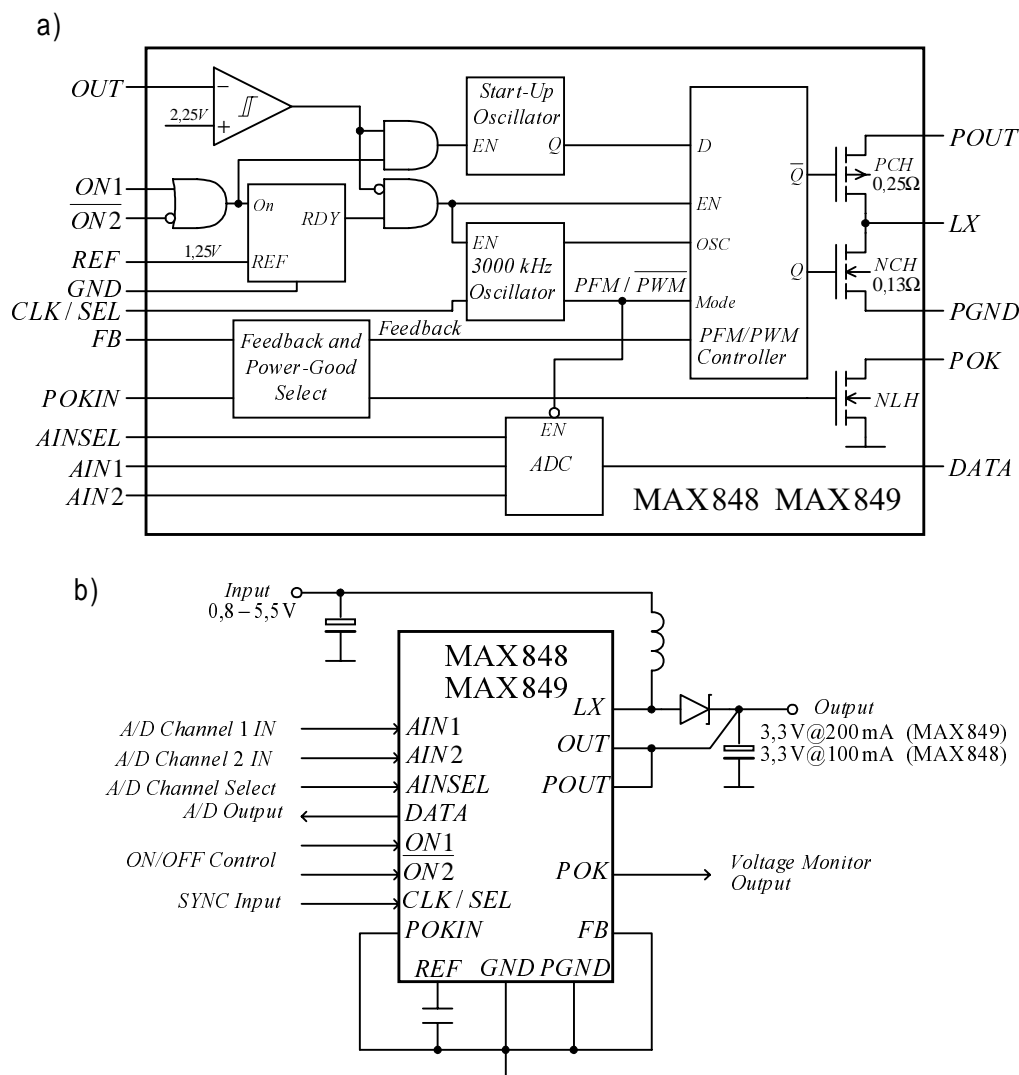


Rys.11.26. Schemat blokowy zasilacza ze stabilizowaną przetwornicą DC - DC (do odbiorników telewizyjnych) zawierający scalony układ stabilizacyjno - zabezpieczający typu TDA2640

Na rys.11.26 pokazano schemat zasilacza impulsowego z układem scalonym TDA 2640.



Rys. 11.25. Uproszczony schemat blokowy scalonego układu stabilizacyjno - zabezpieczającego typu TDA2640 uzupełniony o ważniejsze elementy dyskretnie



Rys.11.28. Schemat blokowy scalonego układu stabilizacyjno - zabezpieczającego MAX848 (a) i jego schemat aplikacyjny (b)

W przypadku stosowania modulacji PWM istnieje możliwość synchronizacji częstotliwości zewnętrznym sygnałem w granicach 200 do 400 kHz. Napięcie wyjściowe stabilizatora wynosi 3,3 V, przy czym istnieje możliwość przełączania tego napięcia pomiędzy ustalonym 3,3 V a ustawianym w granicach 2,7 do 5,5 V za pomocą wbudowanego dwukanałowego przetwornika A / D mierzącego napięcie wyjściowe.

Zapotrzebowanie na zasilacze o napięciu wyjściowym 3 lub 3,3 V ostatnio wzrosło w związku z pojawieniem się coraz większej ilości układów VLSI wymagających obniżonego napięcia zasilania. Przykładem mogą być płyty główne komputerów klasy IBM PC, w których procesor pracuje przy napięciu 3,3 V a reszta elementów wymaga napięcia 5 V.