

**PRZETWORNICA "PODWYŻSZAJĄCA" MAŁEJ MOCY***Żaden fragment poniższego artykułu nie może być publikowany, powielany itp bez zgody autora*

wersja 1.21

Przetwornica indukcyjna jest często potrzebna np. w otoczeniu systemu cyfrowego, w którym występuje tylko jedno napięcie zasilania +5V. Bywa, że jakieś układy analogowe wymagają wyższych napięć zasilania, albo też potrzebne jest napięcie ujemne. W takich sytuacjach wykorzystuje się często przetwornice indukcyjne bądź bezindukcyjne. Te ostatnie raczej w przypadkach mniejszych prądów (do kilkunastu miliamperów) i mniejszych wymagań co do rezystancji wyjściowej.

**Dla przypomnienia: cewka zachowuje się "odwrotnie" niż kondensator****Kondensator**

- nie można skokowo zmienić napięcia na kondensatorze (bo wymagałoby to "nieskończonego" prądu);
- dla skoku kondensator zachowuje się jak "zwarcie" (dokładniej jak "bateria" o napięciu między okładkami takim, jakie było tuż przed skokiem);
- ładowanie kondensatora stałym prądem: jeśli do kondensatora wpływa stały prąd, to napięcie na kondensatorze rośnie liniowo;
- czym większy jest prąd ładowania i czym mniejsza pojemność, tym szybciej napięcie na kondensatorze narasta;
- z naładowanego uprzednio kondensatora (tj. kondensatora, w którym zgromadził się określony ładunek elektryczny) można czerpać energię trochę tak jak z baterii, ale oczywiście ładunek będzie się zmniejszał (czyli napięcie na kondensatorze będzie się tak samo zmniejszać) wraz z odpływem tej energii;
- powiązanie pojemności  $C$ , prądu ładującego  $I_C$  oraz zmiany napięcia  $\Delta U_C$  w czasie  $\Delta T$  (ładowanie kondensatora stałym prądem) opisuje wzór:

$$\Delta T = \frac{C \cdot \Delta U_C}{I_C}$$

**Cewka**

- nie można skokowo zmienić prądu w cewce (chyba, że dysponuje się "nieskończonym napięciem");
- dla skoku cewka zachowuje się jak "rozwarcie" (dokładnie jak źródło prądowe o wydajności równej wartości prądu, jaki płynął tuż przed skokiem);
- "ładowanie" cewki stałym napięciem: jeśli do cewki zostanie przyłożone napięcie (różnica potencjałów), to prąd w cewce będzie narastać liniowo;
- czym większe jest napięcie przyłożone do cewki i czym mniejsza indukcyjność, tym szybciej prąd w cewce narasta;
- z "naładowanej" uprzednio cewki (tj. cewki, w której wcześniej wymuszono przepływ prądu i wywołano strumień magnetyczny) można czerpać energię, przy czym cewka zachowuje się jak źródło prądowe, ale oczywiście strumień będzie malał (i prąd cewki będzie też malał) wraz z odpływem tej energii;
- powiązanie indukcyjności  $L$ , przyłożonego do cewki napięcia  $U_L$  i zmian prądu  $\Delta I_L$  w czasie  $\Delta T$  opisuje wzór:

$$\Delta T = \frac{L \cdot \Delta I_L}{U_L}$$

Poniżej przedstawiono budowę przetwornicy "podwyższającej" (ang. *step-up*), czyli takiej, która pozwala z niższego napięcia zrobić wyższe (np. z 5V -> 15V). Zaznaczmy, że w poniższym tekście słowo "przetwornica" oznacza sam układ przetwarzający jedno napięcie na drugie (często taki układ nazywa się konwerterem), a nie – pełny stabilizator z ujemnym sprzężeniem zwrotnym.

Podstawowy układ konwertera przedstawia rys. 1. Zasada działania jest następująca. Praca układu składa się z dwóch faz: 1) kiedy klucz jest zamknięty i 2) kiedy klucz jest otwarty. Nazwijmy te fazy odpowiednio: 1) cyklem pompowania ("pompowania" cewki) i 2) cyklem wyjściowym (oddawanie energii do obwodu wyjściowego).

### 1) Cykl pompowania

Od momentu włączenia klucza K (realizacja w postaci klucza nasyczonego) prąd w cewce zaczyna liniowo narastać (patrz ramka na temat cewki). Jeśli wcześniej układ był wyłączony, to prąd w cewce narasta od zera. Jeśli jednak układ pracuje już jakiś czas, to narastanie prądu w cewce może zaczynać się od jakiejś wartości wynikającej z poprzedniego cyklu pracy. Gdyby nie przerywać tego procesu (tj. narastania prądu w cewce – przy kluczu zamkniętym) to prąd zwiększałby się do nieskończoności. Oczywiście w poprawnie zaprojektowanym układzie do takiej sytuacji nie dochodzi. Układ sterujący (w najprostszym przypadku jest to odpowiedni przerzutnik astabilny o właściwie dobranych czasach trwania półokresów) cyklicznie załącza i wyłącza klucz. Ważne jest aby zrozumieć, że do momentu wyłączenia klucza prąd w cewce zdążył narosnąć do pewnej wartości (tak jak i strumień magnetyczny). Cewka zgromadziła więc pewną energię, którą teraz można wykorzystać – odprowadzając ją do obwodu wyjściowego.

Aby można było przeprowadzić obliczenia parametrów układu konieczne jest między innymi określenie napięć na zaciskach cewki w obu cyklach. W cyklu pompowania na górnej końcówce cewki jest potencjał  $U_{CC}$ , dolna końcówka jest dołączona do zwartego klucza nasyczonego, więc potencjał tej końcówki jest ok.  $0.2V \approx 0V$ . Możemy więc przyjąć, że w cyklu pompowania  $U_{L1} \approx U_{CC}$  (indeks "1" przy  $U_L$  oznacza cykl pompowania).

### 2) Cykl wyjściowy

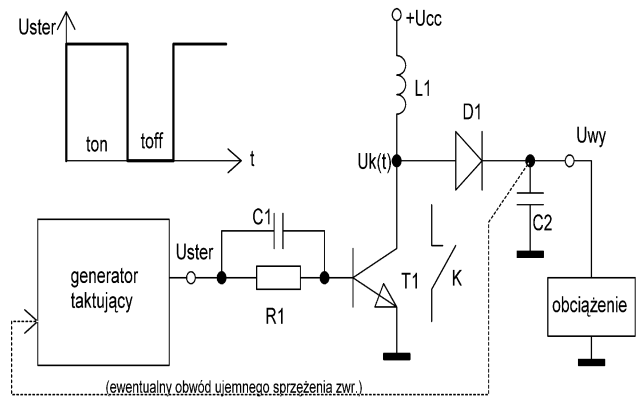
Po rozwarciu klucza cewka podtrzymuje prąd sprzed komutacji. Zachowuje się więc jak źródło prądowe. Przed komutacją prąd wypływał do klucza. Klucz jednak został rozarty<sup>1</sup>, więc jedyną drogą, którą może popłynąć prąd jest obwód wyjściowy. Tak więc źródło prądowe, którym jest teraz cewka, otwiera diodę D1 i prąd wpływa do obciążenia ładując jednocześnie kondensator C2. Jeśli kondensator obwodu wyjściowego C2 jest już naładowany do jakiegoś napięcia  $U_{WY}$ , to otwarcie D1 nastąpi dla  $U_k = U_{WY} + 0.7V$ . Prąd cewki  $I_L$  płynie więc poprzez diodę D1 do obwodu wyjściowego. W pierwszej chwili po rozpoczęciu cyklu wyjściowego prąd  $I_L$  ma wartość taką, jaką miał na zakończenie cyklu pompowania. Od tego momentu jednak prąd  $I_L$  zaczyna spadać, oddając energię do obwodu wyjściowego. Ten proces trwa zwykle przez cały cykl wyjściowy (chyba, że prąd w cewce zdąży w tym cyklu spaść do zera).

Po określonym czasie układ sterujący włącza klucz ponownie wymuszając zmianę potencjału dolnej końcówki cewki – znów jest to praktycznie przywarcie tej końcówki do masy.

### Założenia upraszczające

Aby nie komplikować zbytnio opisów i wyprowadzeń przyjmijmy teraz założenia upraszczające:

- Założymy, że pojemność C2 jest bardzo duża (z punktu widzenia szybkości procesów zachodzących w jednym okresie) i nawet gdyby cały prąd cewki wpływał do C2 (naprawdę wpływa także do obciążenia) nie jest w stanie w sposób mierzalny podnieść napięcia na kondensatorze w ciągu jednego cyklu. Inaczej mówiąc zakładamy, że napięcie wyjściowe w ciągu jednego cyklu jest praktycznie stałe.
- Założymy także, że od momentu włączenia układu minęło już dużo czasu (tj. układ wykonał wiele cykli pracy) i całość działa poprawnie, zgodnie z oczekiwaniami. To oznacza, że napięcie wyjściowe  $U_{WY}$  ma już wartość nominalną (czyli taką, jaką zakładano).



Rys. 1. Podstawowy układ konwertera *step-up*

<sup>1</sup>Po rozłączeniu klucza prąd w cewce nadal płynie. Gdyby nie było żadnego innego obwodu tylko klucz (rozarty), to napięcie  $U_k$  na kolektorze zatkanego przecież tranzystora narosłoby do bardzo dużej wartości powodując przebiecie (często skutkujące zniszczeniem) tranzystora T<sub>1</sub>.

Powyższe założenia pozwalają określić napięcie  $U_L$  na cewce w cyklu wyjściowym: potencjał końcówki górnej jest ciągle ten sam i wynosi  $U_{CC}$ , natomiast potencjał końcówki dolnej jest wyższy od potencjału wyjściowego  $U_{WY}$  o napięcie przewodzenia diody D1 (czyli o ok. 0.7V). Jeśli pominiemy napięcie przewodzenia diody (sensowne przy dużych wartościach napięć wyjściowych), to po prostu  $U_{L2} \approx U_{CC} - U_{WY}$  (indeks "2" przy  $U_L$  oznacza cykl wyjściowy).

### Przebieg prądu w cewce

Aby policzyć parametry układu warto się skupić na przebiegu czasowym prądu cewki. W cyklu pompowania prąd w cewce liniowo narasta, a szybkość tego narastania jest proporcjonalna do  $U_{L1}$ . W cyklu wyjściowym prąd w cewce liniowo maleje, tym razem z szybkością proporcjonalną do  $U_{L2}$  (napięcie "wypompowujące").

Przypomnijmy jeszcze raz, że prąd w cewce nie może zmienić się skokowo, więc wartość prądu cewki na końcu każdego cyklu jest jednocześnie wartością na początku cyklu następnego. Trzeba też rozumieć, że energia cewki zgromadzona w cyklu pompowania jest ograniczona – tylko tyle można oddać energii w cyklu wyjściowym ile zostało dostarczone w cyklu pompowania. W skrajnej sytuacji pod koniec cyklu wyjściowego prąd w cewce może spaść do zera (ale oczywiście nie może zacząć płynąć w przeciwnym kierunku!). Prąd może też spaść do zera nawet przed końcem cyklu wyjściowego, jednak jest to sytuacja nietypowa – zwykle jest to wynik "utruty kontroli" nad konwerterem<sup>2</sup>. Najczęściej układ projektuje się tak, żeby prąd w cewce nigdy do zera nie spadał. Aby uprościć dalsze rozważania przyjmijmy jednak, że rozważamy przypadek graniczny, w którym prąd cewki spada do zera w cyklu wyjściowym dokładnie przy końcu cyklu wyjściowego (nie jak na rys. 2., tylko jak na rys. 3.).

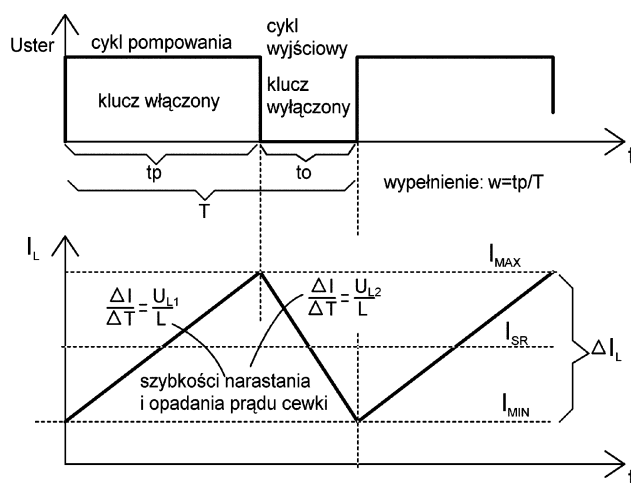
Powyższe ustalenia pozwalają narysować przykładowy przebieg prądu w cewce (rys. 2.). Prąd w cewce narasta liniowo w cyklu pompowania, a następnie opada – również liniowo – w cyklu wyjściowym. Szybkości narastania prądu i opadania są odpowiednio proporcjonalne do napięć przyłożonych do cewki w każdym cyklu. Prąd w cewce narasta liniowo w cyklu pompowania i zmniejsza się, również liniowo, w cyklu wyjściowym, po czym proces się powtarza. Wypełnienie przebiegu sterującego definiuje się zwyczajowo jako stosunek czasu cyklu pompowania (klucz włączony) do całego okresu:  $w = t_p/T$ .

Wiemy, że szybkości narastania/opadania  $I_L$  są proporcjonalne do przyłożonych do cewki napięć. Stąd  $t_o/t_p = U_{L2}/U_{L1} = (U_{WY} - U_{CC})/U_{CC}$ .

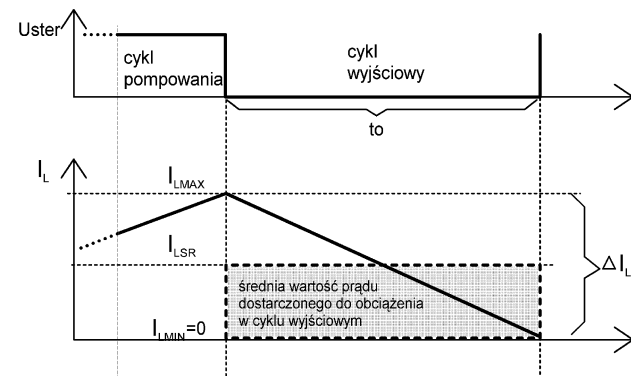
Z kolei współczynnik wypełnienia wyznaczony na podstawie napięć układu będzie równy:

$$w = (U_{WY} - U_{CC})/U_{WY}$$

Skoncentrujmy się teraz na cyklu wyjściowym (rys. 3.). W czasie trwania tego cyklu wartość prądu oczywiście zmienia się (maleje), jednak łatwo zauważyć, że jego średnia wartość w czasie trwania cyklu wynosi  $I_{COsr} = \Delta I_L/2$ . Tak więc  $I_{COsr}$  to średni prąd jednego "zastrzyku", który cewka dostarcza do obwodu wyjściowego w każdym cyklu wyjściowym. Widać też, że całkowity prąd średni



Rys. 2. Przebieg sterujący i przebieg prądu w cewce



Rys. 3. Przebieg prądu w cewce – cykl wyjściowy

<sup>2</sup>Zerowanie się prądu cewki przed końcem cyklu wyjściowego może być uznane za właściwe w niektórych układach stabilizatorów impulsowych, w których działa ujemne sprzężenie zwrotne kontrolujące napięcie wyjściowe.

(tj. uśredniony za cały okres) jest tylko ułamkiem wartości  $I_{COsr}$ . Wynika to z oczywistego faktu, że w czasie trwania cyklu pompowania do obwodu obciążenia żaden prąd nie jest dostarczany (dioda jest zatkana, a prąd obciążenia  $I_{WY}$  jest pobierany wyłącznie z pojemności  $C_2$ ). Możemy więc teraz powiązać średni prąd obciążenia  $I_{WYsr}$  z innymi parametrami:

$$I_{WYsr} = I_{COsr} \cdot (1-w) = \frac{\Delta I_L}{2} \cdot (1-w) \quad (1)$$

gdzie  $w$  – współczynnik wypełnienia.

Zwykle jednak akurat prąd obciążenia  $I_{WYsr}$  jest daną wejściową do projektowania przetwornicy, a niewiadome jest  $\Delta I_L$ . Dlatego bardziej przydatna będzie przekształcona postać wzoru:

$$\Delta I_L = \frac{2 \cdot I_{WYsr}}{(1-w)} \quad (2)$$

Znając  $\Delta I_L$  i  $U_{L1}$  lub  $U_{L2}$  możemy ustalić zależności pomiędzy czasami trwania cykli, a indukcyjnością cewki:

$$\frac{\Delta I_L}{U_{L1}} = \frac{t_p}{L} \quad (3)$$

oraz

$$\frac{\Delta I_L}{U_{L2}} = \frac{t_o}{L} \quad (4)$$

### Okres przebiegu sterującego, a indukcyjność cewki

Ciągle mamy dwie niewiadome – czasy  $t_p$  i  $t_o$  (choć ich stosunek jest już znany) oraz indukcyjność  $L$ . Jeśli nie ma żadnych dodatkowych założeń, to jest to typowa w elektronice sytuacja, w której istnieje nieskończenie wiele rozwiązań danego problemu liczbowego<sup>3</sup>. Można więc przyjąć jedną z wielkości ( $L$  albo któryś z czasów  $t_p$ ,  $t_o$ , lub okres  $T$ ). Najczęściej przyjmuje się określony okres  $T$ . Warto jednak rozumieć – dlaczego. Otóż wybierając "na ślepo" indukcyjność możemy bardzo niekorzystnie trafić. Np. okaże się, że kluczowanie powinno się odbywać z tak dużą częstotliwością, że nie istnieją odpowiednio szybkie klucze. Lub też odwrotnie – częstotliwość wyjdzie bardzo mała. Taki przypadek (mała częstotliwość) daje się zwykle zrealizować fizycznie, jednak jest niekorzystny z wielu względów:

- pojemność  $C_2$  musi być duża (ale to stosunkowo mały kłopot), duża jest też indukcyjność (znacznie większy kłopot), co oznacza, że cewka też jest wymiarowo duża (i trudna do wykonania – dużo zwojów);
- cewki o dużej indukcyjności nawija się na rdzeniach magnetycznych, które wykazują się zawsze większą lub mniejszą magnetostrykcją (rdzeń kurczy się i rozszerza w takt zmian pola magnetycznego) – w efekcie działająca przetwornica uciążliwie piszczy lub brzęczy;
- cewki o dużych indukcyjnościach z reguły mają gorsze parametry (dobroć itp) niż te mniejsze.

Dlatego właśnie jako pierwszy ustalamy okres (lub częstotliwość) przebiegu sterującego i dopiero na tej podstawie obliczamy indukcyjność. Z punktu widzenia jakości cewki korzystna jest jak największa częstotliwość (bo przy

---

<sup>3</sup>Może jednak być tak, że z innych, dodatkowych założeń wyniknie zawężenie stopni swobody – np. jeśli założymy możliwość regulacji napięcia wyjściowego w określonym zakresie.

większej częstotliwości wyjdzie lepsza cewka). Z punktu widzenia jednak skończonej szybkości przełączania kluczy (w opisywanym układzie głównie chodzi o czas wychodzenia z nasycenia tranzystora T1) zbyt duża częstotliwość będzie niekorzystna. Kompromis to częstotliwość tak duża, że indukcyjność wychodzi już dostatecznie mała, ale jednocześnie przełączanie klucza jest o rząd wielkości krótsze, niż którykolwiek z cykli pracy konwertera. Warto zdać sobie sprawę, że czasami warto po obliczeniu konkretnych wyników zmienić przyjęte założenie na okres T. Może np. być tak, że maksymalny prąd cewki wyjdzie duży i trzeba będzie zastosować tranzystor odpowiednio dużej mocy (nie chodzi tak właściwie o samą moc wydzielaną – ta będzie pewnie w konwerterze niewielka – tylko o maksymalny dopuszczalny prąd kolektora). Taki tranzystor przełącza się wolno<sup>4</sup> i być może trzeba będzie zwiększyć okres.

### Dociążenie przetwornicy

Większość konwerterów z indukcyjnościami ma dziwną na pierwszy rzut oka właściwość, której nie mają stabilizatory liniowe. Otóż, aby taki konwerter poprawnie działał, **musi być do niego podłączone obciążenie!** Dokładniej mówiąc, z wyjścia trzeba odbierać określony prąd minimalny  $I_{WYMIN}$ , aby zapewnić poprawną pracę układu. Łatwo to zrozumieć, jeśli zauważy się, że przeciw do cewki w każdym cyklu pompowania wprowadzany jest określony “zastrzyk” energii. Jeśli nie będziemy tej energii odprowadzać, to energia w cewce będzie narastać. W zależności od budowy konkretnej przetwornicy skutki narastania tej energii będą nieco różne, niemniej zawsze będzie to niepożądany wzrost napięcia. Akurat w przypadku przetwornicy *step-up* napięcie wyjściowe przy braku dociążenia dąży teoretycznie do nieskończoności. Dlatego, budując przetwornicę, trzeba umieć określić minimalny prąd dociążenia (w literaturze zwany często prądem krytycznym). Powyższe wyprowadzenia pozwalają od razu podać  $I_{WYMIN}$ , gdyż wszystkie rozważania prowadziliśmy przy założeniu, że prąd w cyklu wyjściowym maleje do zera. Jest to więc sytuacja graniczna – prądem minimalnym jest więc  $I_{WYMIN} = I_{WYSR}$ . Wyjaśniając pokrótce problem, przypomnijmy, że cewka dostaje energię w cyklu pompowania, a oddaje tę energię w cyklu wyjściowym. Oddanie energii to “wlanie” prądu do pojemności C2. Gdyby z wyjścia odprowadzać mniej prądu niż  $I_{WYMIN}$ , to w kolejnych cyklach pojemność C2 byłaby doładowywana z cewki, ale nie byłaby rozładowywana. To oczywiście oznacza kolejne przyrosty napięcia na C2. Napięcie narastałoby więc teoretycznie do nieskończoności, a w praktyce do przebicia któregoś z elementów.

Na niedociążenie przetwornic trzeba zatem uważać. Jeśli nie mamy pewności, że przetwornica zawsze będzie dociążona, dodajmy na jej wyjściu zabezpieczenie np. w postaci diody Zenera na odpowiednio duże napięcie. (i odpowiedni prąd oraz dostatecznie dużą moc!) Jeśli np. projektujemy przetwornicę na 100V, zabezpieczeniem mogłaby być dioda Zenera (albo podobnie działający element lub obwód) na napięcie  $U_{DZ} = 110V$ . Przy poprawnym obciążeniu dioda Zenera byłaby zatkana (bo nominalne napięcie wyjściowe przetwornicy byłoby mniejsze niż  $U_{DZ}$ ), a przy braku obciążenia napięcie na wyjściu przetwornicy zaczęłoby narastać, ale przy wzroście napięcia do  $U_{DZ}$  dioda zaczęłaby przyjmować cały prąd wyjściowy.

Koncepcję z diodą Zenera jako zabezpieczeniem trzeba opatrzyć dodatkowym komentarzem. Jest to sposób dobry tylko dla przetwornic małej mocy. Trudno sobie bowiem wyobrazić takie zabezpieczenie przetwornicy podwyższającej np. z 12V na 24V z prądem wyjściowym liczonym w amperach. Żadna dioda nie wytrzymałaby takiego prądu, nie mówiąc już o tym, jakie byłyby straty mocy na elemencie lub obwodzie zabezpieczającym (gdyby taki element istniał lub gdybyśmy zbudowali odpowiedni obwód/układ dużej mocy). Dlatego w przetwornicach dużych mocy stosuje się raczej sterowniki scalone, które albo wyłączają przetwornicę przy braku dociążenia, albo odpowiednio zmieniają sposób jej sterowania.

Warto przy okazji poruszyć pewien dość częsty problem, z którym mogą zetknąć się konstruktorzy. Otóż na pierwszy rzut oka wydaje się, że niezależnie od sytuacji najwygodniej jest skorzystać ze scalonego sterownika przetwornicy, stosując po prostu dany “scalak” i odpowiednie elementy zewnętrzne zalecane przez producenta w nocy aplikacyjnej. Tak rzeczywiście jest najwygodniej, jeśli potrzebujemy przetwornicy dużej mocy. Niemniej, jeśli potrzebujemy przetwornicy małej mocy, może się okazać, że dany sterownik nie jest w stanie sterować przetwornicą przy zbyt małym prądzie odbieranym i wyłącza przetwornicę. Są wprawdzie sterowniki tak “inteligentne”, że zapewniają pracę układu, nawet przy małych prądach odbieranych. Nie oznacza to jednak, że pozbyliśmy się kłopotów. Można wyróżnić dwa podstawowe problemy z takim rozwiązaniem. Po pierwsze sterowniki

---

<sup>4</sup>Dotyczy to także tranzystorów MOS, inne są tylko zjawiska odpowiedzialne za spowolnienie tranzystora MOS, a inne w przypadku BJT.

scalone są projektowane dla przetwornic średnich i dużych mocy. Są wtedy wydajne i efektywne energetycznie (zapewniają dużą sprawność). Jednak w przypadku, gdy stosuje się je do przetwarzania małych mocy okazuje się zwykle, że sprawność wyraźnie spada, bo prąd pobierany przez sam sterownik jest zbyt duży w zestawieniu z prądem przetwarzanym. Drugi problem to zakłócenia. Sterownik przetwornicy przeznaczonej do dużej mocy pracujący przy małym prądzie dociążenia stosuje charakterystyczne "sztuczki", pozwalające pracować z małym prądem. "Sztuczka" polega na chwilowym uruchomieniu procesu przetwarzania, aż do naładowania pojemności wyjściowej do właściwego potencjału, a następnie wyłączeniu na krótszy lub dłuższy czas całego procesu. Kiedy napięcie wyjściowe odpowiednio opadnie, sterownik znów uruchomi na chwilę proces przetwarzania. Bywa, że do naładowania pojemności wyjściowej wystarczają np. dwa lub trzy takty normalnej pracy, albo nawet tylko jeden. Nierytmiczna praca przetwornicy wytwarza znacznie większe zakłócenia, niż praca ciągła. Warto też pamiętać, że jeśli jest to przetwornica dużej mocy, to prąd włączany w każdym takcie może mieć wartość wielu amperów, podczas gdy potrzebny jest np. prąd mierzony w miliamperach. Przełączanie na kilka taktów dużych prądów, zamiast znacznie mniejszych prądów w trybie ciągłym (tj. ze stałym mniej więcej okresem) daje o rząd większe zakłócenia.

### Przykładowe obliczenia

Dysponujemy już zatem wszystkim, co jest potrzebne do obliczenia przetwornicy. Załóżmy konkretne wartości parametrów, które chcemy uzyskać:

$$U_{CC} = 10V, U_{WY} = 100V, I_{WYsr} = 5mA.$$

Powyższe wartości są podstawowymi danymi projektu. Możemy już wyznaczyć:

$$t_p/t_o = (U_{WY} - U_{CC})/U_{CC} = (100V - 10V)/10V, \\ t_p/t_o = 9.$$

Z kolei wypełnienie będzie wynosić:

$$w = (U_{WY} - U_{CC})/U_{WY} = (100V - 10V)/100V = 0.9.$$

Duże wypełnienie oddaje problem, z którym musi sobie poradzić przetwornica: trzeba długo "ładować" cewkę (w naszym przykładzie 9 razy dłużej niż trwa cykl wyjściowy), bo w cyklu wyjściowym napięcie na cewce  $U_{L2}$  jest dużo większe niż  $U_{L1}$  i szybko cewkę "rozładuje". Oznacza to, że prąd w cyklu pompowania musi narastać do dużo większej wartości, niż wyniesie średni prąd wyjściowy.

Teraz należy jeszcze przyjąć jakiś okres przebiegu sterującego. Załóżmy zatem:

$$T = 10\mu s$$

Ponieważ wypełnienie jest 0.9, to  $t_p = 9\mu s$ , a  $t_o = 1\mu s$ .

Częstotliwość 100kHz jest wyraźnie większa od pasma akustycznego, a okres  $10\mu s$  wydaje się być wystarczająco duży w porównaniu do możliwych opóźnień klucza. Jednak tu trzeba uważać nie tyle na sam okres, co **na krótszy z obu cykli**. Tu akurat cykl wyjściowy jest dość krótki ( $1\mu s$ ). I to ten właśnie cykl powinniśmy porównywać do opóźnień klucza. Obliczony czas  $1\mu s$  wydaje się wyraźnie większy od typowych czasów wychodzenia z nasycenia tranzystora BJT. Jednak trzeba zwrócić uwagę, że nie możemy w układzie zastosować najszybszych "przełączających" tranzystorów bipolarnych, gdyż musi to być tranzystor o dostatecznie dużym napięciu przebicia  $U_{CB-BR}$ . Tranzystor wysokonapięciowy będzie na pewno wolniejszy. Być może po próbach z rzeczywistym układem (lub choćby po symulacji komputerowej) trzeba będzie zwiększyć założony okres T.

Znane czasy obu cykli pozwalają obliczyć resztę brakujących danych.

Na podstawie wzoru (2) obliczamy  $\Delta I_L$ :

$$\Delta I_L = \frac{2 \cdot 5mA}{1 - 0.9} = 100mA$$

Widać, że trzeba "napompować" dużo prądu (oddawane będzie tylko 5mA)!

Na podstawie wzoru (3) lub (4) i obliczonej przed chwilą  $\Delta I_L$  możemy obliczyć indukcyjność:

$$L = t_p \frac{U_{L1}}{\Delta I_L} = 9\mu s \frac{10V}{100mA} = 0.9mH$$

### Wybór pozostałych elementów

Ustalane i obliczone wartości czasów, prądów i indukcyjności pozwalają dobrać pozostałe elementy, w tym tranzystor T1 i D1. Oba te elementy muszą wytrzymać napięcie co najmniej 100V (lepiej więcej – np. 150V) i odpowiedni prąd: nie mniej niż 100mA (tu też lepiej przewidzieć pewien zapas). Taką samą wytrzymałością napięciową powinna cechować się pojemność C2.

**Tranzystor T1** musi wytrzymać, jak powiedziano, 100V i 100mA prądu kolektora. Można tu zaproponować tranzystor BF257 lub BF457 (niestety bez "zapasu" prądu kolektora – oba te tranzystory mają  $I_{C_{MAX}} = 100mA$ ). Koniecznie trzeba pamiętać, że T1 ma pracować jako klucz nasycony i dopasować obwód bazy (RB i CB) tak, aby zapewniały dobre nasycenie (a więc zawsze z wyraźnym przesterowaniem) tranzystora przy maksymalnym prądzie (w przykładzie jest to 100mA).

Jako **diode D1** można zaproponować typ BAV20 (150V, 250mA) lub BAV21 (200V, 250mA).

**Pojemność C2** można oszacować zakładając maksymalną wartość tętnień na wyjściu. Tu znów wybór jest płynny. W niektórych zastosowaniach tętnienia  $\Delta U_{WY} = 100mV$  będą zbyt duże (np. gdy napięcie wyjściowe jest dość małe, rzędu pojedynczych woltów), w innych  $\Delta U_{WY} = 1V$  mogą być zupełnie niegroźne (jeśli np. napięcie wyjściowe jest 200V). Dla przykładowych obliczeń przyjmijmy  $\Delta U_{WY} = 500mV$ . W cyklu wyjściowym do pojemności C2 wpływa 100mA, a odpływa 5mA ( $I_{WYsr}$ ). Dla prostoty założmy  $I_C = 100mA$ , czas trwania  $1\mu s$ . Stąd (ładowanie kondensatora stałym prądem):

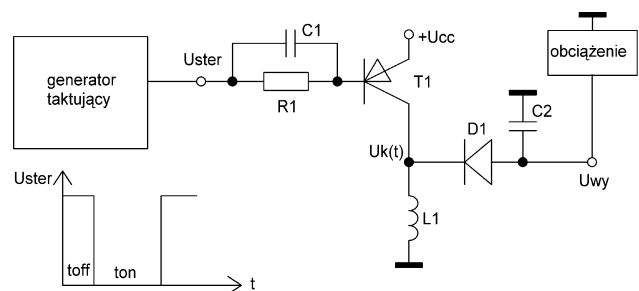
$$C2 = \frac{\Delta T \cdot I_C}{\Delta U} = \frac{1\mu s \cdot 100mA}{500mV} = 200nF$$

Dzięki małej pojemności nie będzie to kondensator elektrolityczny, tylko np. ceramiczny lub foliowy. Typ kondensatora jest ważny ze względu na to, że potrzebujemy kondensatora wysokonapięciowego (150V). Kondensator elektrolityczny na takie napięcie miałby znacznie większe rozmiary.

\*\*\*\*\*

Na zakończenie zasygnalizujemy inny pożyteczny układ przetwornicy opierający się na podobnej zasadzie. Jest to przetwornica wytwarzająca napięcie ujemne z dodatniego. Bardzo często występuje potrzeba uzyskania napięcia ujemnego w układzie, który ma tylko jedno – dodatnie napięcie zasilania. Ogólny schemat takiej przetwornicy pokazano na rys.4. Jeśli czytelnik zrozumiał zasadę działania omówionej wyżej przetwornicy *step-up*, to nie powinien

mieć problemów ze zrozumieniem zasady działania układu z rys.4. W tym przypadku w czasie cyklu ładowania, w cewce wzbudzamy prąd płynący w kierunku do masy. Po rozłączeniu klucza T1, cewka przyjmuje rolę chwilowego źródła prądowego o tym samym kierunku prądu, który był wymuszony w poprzednim cyklu. Oznacza to, że w cyklu wyjściowym otworzy się dioda D1, a na dolnej okładce kondensatora C2 pojawi się napięcie ujemne.



Rys. 4. Konwerter napięcia ujemnego

