

POLITECHNIKA GDAŃSKA

Piotr Musznicki Szymon Racewicz Marek Turzyński

Przekształtniki energoelektroniczne DC-DC



Wydawnictwo Politechniki Gdańskiej



KAPITAŁ LUDZKI
NARODOWA STRATEGIA SPÓJNOŚCI

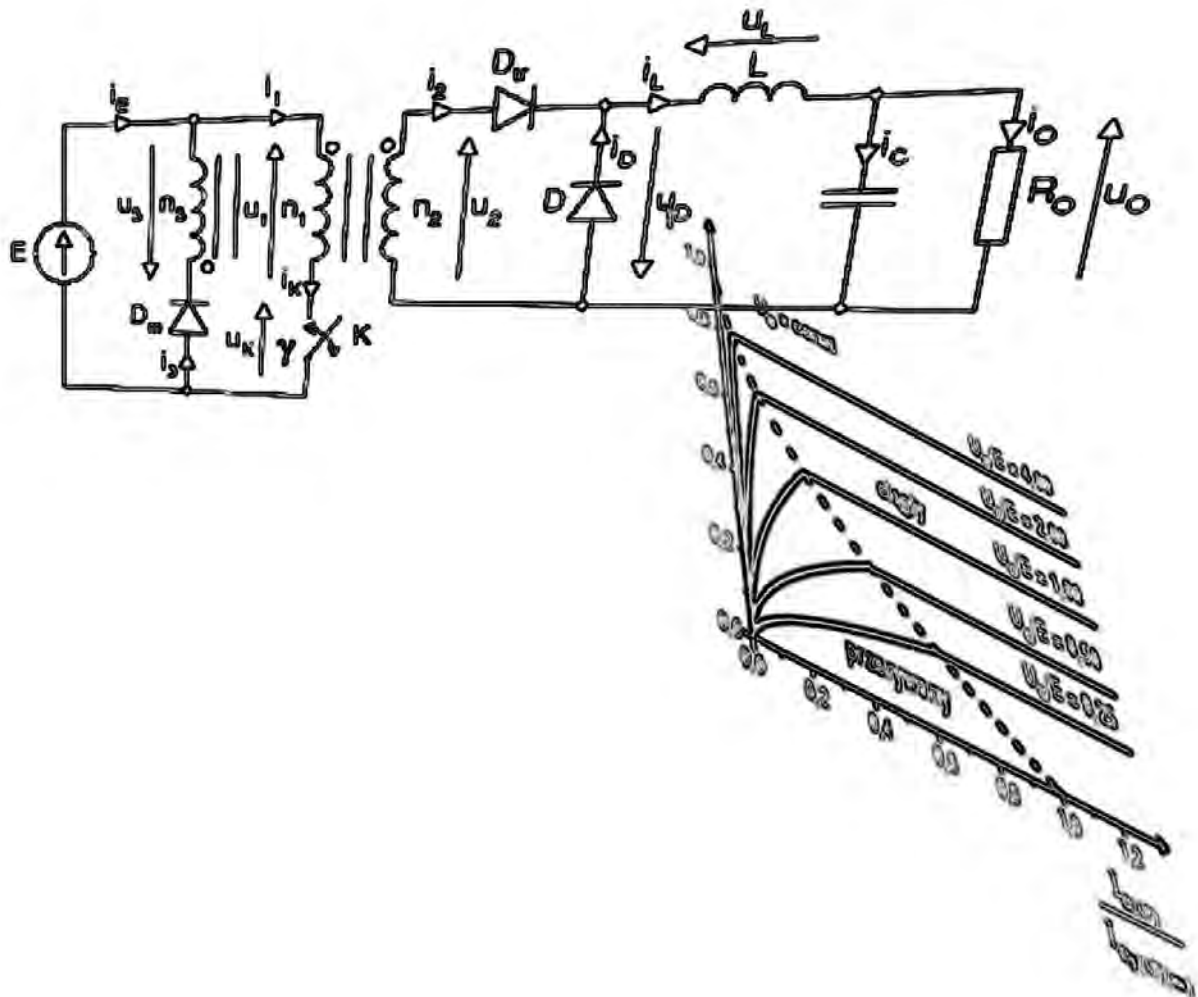
UNIA EUROPEJSKA
EUROPEJSKI
FUNDUSZ SPOŁECZNY



Materiały zostały przygotowane w związku z realizacją projektu pt. „Zamawianie kształcenia na kierunkach technicznych, matematycznych i przyrodniczych – pilotaż” współfinansowanego ze środków Unii Europejskiej w ramach Europejskiego Funduszu Społecznego nr umowy: 46/DSW/4.1.2/2008 – zadanie 018240 w okresie od 21.08.2008–15.03.2012

Piotr Musznicki Szymon Racewicz Marek Turzyński

Przeobraźniki energoelektroniczne DC-DC



Gdańsk 2012

PRZEWODNICZĄCY KOMITETU REDAKCYJNEGO
WYDAWNICTWA POLITECHNIKI GDAŃSKIEJ

Janusz T. Cieśliński

RECENZENT

dr hab. inż. Bogusław Grzesik

Projekt okładki jest nawiązaniem do skryptu dra inż. Andrzeja Opolskiego
Zadania z energoelektroniki. Część I – Prostowniki, Gdańsk 1994

Wydano za zgodą
Rektora Politechniki Gdańskiej

Publikacja dostępna tylko w wersji elektronicznej

Oferta wydawnicza Politechniki Gdańskiej jest dostępna pod adresem
<http://www.pg.gda.pl/WydawnictwoPG>

© Copyright by Wydawnictwo Politechniki Gdańskiej
Gdańsk 2012

ISBN 978-83-7348-446-7

WYDAWNICTWO POLITECHNIKI GDAŃSKIEJ

Wydanie I. Ark. wyd. 3,0, ark. druku 11,0, 1003/704

Przedmowa	1
1 Określenia i definicje	3
1.1 Symbole	3
1.2 Definicje	4
2 Beztransfornatorowe przekształtniki DC-DC	7
2.1 Układ impulsowy z odbiornikiem R	7
2.2 <i>Buck</i>	8
2.2.1 Tryb pracy ciągłej	9
2.2.2 Tryb graniczny	12
2.2.3 Tryb pracy przerywanej	14
2.2.4 Zadania	18
2.3 Boost	20
2.3.1 Tryb pracy ciągłej	21
2.3.2 Tryb graniczny	24
2.3.3 Tryb przerywany	26
2.3.4 Tętnienia napięcia wyjściowego	29
2.3.5 Zadania	29
2.4 Buck-Boost	31
2.4.1 Tryb pracy ciągłej	32
2.4.2 Tryb graniczny	35
2.4.3 Tryb pracy przerywanej	37
2.4.4 Zadania	39
2.5 Układ mostkowy	42
2.5.1 Strategia bipolarna	43
2.5.2 Strategia unipolarna	46
2.5.3 Zadania	50
3 Transfornatorowe przekształtniki DC-DC	59
3.1 Flyback	59
3.1.1 Tryb pracy ciągłej	61
3.1.2 Tryb graniczny	65
3.1.3 Tryb pracy przerywanej	68
3.2 Forward	72
3.2.1 Zasada działania	72
3.2.2 Charakterystyczne parametry układu typu <i>Forward</i>	75
Literatura	78



Przedmowa

Niniejsze opracowanie zawiera opis sześciu wybranych typów przekształtników energoelektronicznych DC-DC, które znajdują szerokie zastosowanie również w układach odnawialnych źródeł energii. Założeniem do analizy przekształtników energoelektronicznych jest, że wszystkie elementy przekształtników, R, L, C, L_sprężone oraz dioda i łącznik są elementami idealnymi. Oznacza to, że ich modele opisywane są za pomocą stałych skupionych, a ich wartości, nie zależą od napięcia/prądu na zaciskach. Dioda i łącznik energoelektroniczny są idealne, tj. takie, jak zostały opisane w podrozdziale 1.2.

Zasadę działania układów opisano za pomocą prostych zależności matematycznych i zobrazowano przejrzystymi rysunkami. W większości przypadków przedstawiono możliwie jak najdokładniej przekształcenia tak, aby czytelnik mógł z łatwością przyswoić sobie prezentowane zagadnienia. Jednakże w kilku przypadkach podano tylko wynik, aby – w ramach indywidualnych ćwiczeń – czytelnik mógł wykonać samodzielną analizę.

Autorzy – zainspirowani opracowaniem dr inż. Andrzeja Opolskiego *Zadania z Energoelektroniki. Część I – Prostowniki*, do której nie powstały dalsze części – postanowili stworzyć podręcznik dla studentów studiujących energoelektronikę. Opracowanie przeznaczone jest dla osób posiadających elementarną znajomość analizy matematycznej oraz geometrii, które chciałyby zgłębić wiedzę o przekształtnikach energoelektronicznych. W treści zawarto także szereg wytycznych odnośnie projektowania tego typu układów.

Autorzy

1.1 Symbole

E	– wartość napięcia źródła napięcia stałego
$e(t)$	– wartość chwilowa napięcia wejściowego
$u(t), i(t)$	– wartości chwilowe napięcia i prądu
$U_{(AV)}, I_{(AV)}$	– wartości średnie napięcia i prądu (definicja w podrozdziale 1.2)
$U_{(RMS)}, I_{(RMS)}$	– wartości skuteczne napięcia i prądu (definicja w podrozdziale 1.2)
$U_{(max)}, I_{(max)}$	– wartości maksymalne napięcia i prądu (np. $U_{L(max)}$ – wartość maksymalna napięcia na dławiku)
$U_{(min)}, I_{(min)}$	– wartości minimalne napięcia i prądu (np. $U_{L(min)}$ – wartość minimalna napięcia na dławiku)
$\Delta u, \Delta i$	– przyrost napięcia i prądu (np. Δu_L – przyrost napięcia na dławiku)
γ	– współczynnik wypełnienia
γ_{gr}	– graniczny współczynnik wypełnienia
T	– okres przebiegów periodycznych
v	– przekładnia transformatora

1.2 Definicje

Wartość średnia (z ang. *average value*) funkcji $f(x)$ w przedziale $\langle a, b \rangle$ równa jest całce z tej funkcji podzielonej przez długość przedziału $(b-a)$. Dla funkcji okresowych, gdy przedział uśredniania jest równy okresowi T lub jego krotności, opisana jest zależnością (1.1)

$$F(x)_{(AV)} = \frac{1}{kT} \int_a^{a+kT} f(x) dx \quad \text{dla } k = 1, 2, 3 \dots \quad (1.1)$$

W przypadku, gdy funkcja okresowa jest zdefiniowana w przedziałach (np w trzech):

$$f(x) = \begin{cases} f_1(x) & \text{dla } x \in \langle a, b \rangle \\ f_2(x) & \text{dla } x \in \langle b, c \rangle \\ f_3(x) & \text{dla } x \in \langle c, a+T \rangle, \end{cases} \quad (1.2)$$

wartość średnia stanowi sumę całek poszczególnych funkcji w przedziałach, gdzie są one określone:

$$F(x)_{(AV)} = \frac{1}{T} \left[\int_a^b f_1(x) dx + \int_b^c f_2(x) dx + \int_c^{a+T} f_3(x) dx \right] \quad (1.3)$$

Wartość skuteczna (z ang. *root mean square value*) definiowana jest dla przebiegów okresowych według zależności (1.4). Należy nadmienić, że w języku polskim używa się również nazwy „wartość średnia kwadratowa”.

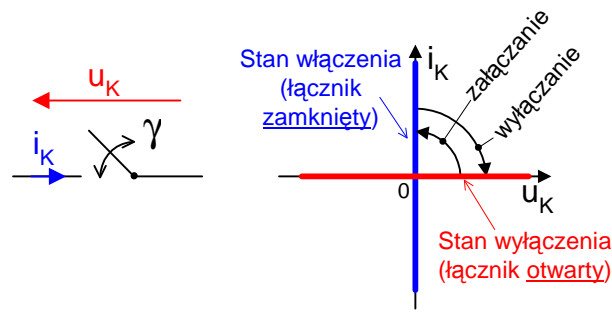
$$F(x)_{(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_a^{a+T} f^2(x) dx} \quad (1.4)$$

Natomiast dla funkcji zdefiniowanej przedziałami, jak w definicji (1.2), wartość skuteczna wynosi

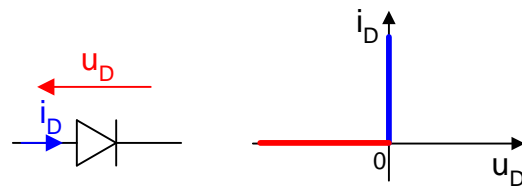
$$F(x)_{(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_a^b f_1^2(x) dx + \int_b^c f_2^2(x) dx + \int_c^{a+T} f_3^2(x) dx \right]} \quad (1.5)$$

Łącznik energoelektroniczny (idealny) – element nieliniowy, mogący pozostawać w dwóch stanach włączenia oraz wyłączenia. W stanie włączenia ma on rezystancję równą 0, natomiast w stanie wyłączenia ma rezystancję równą nieskończoności. Przełączanie ze stanu wyłączenia do włączenia zachodzi pod wpływem zewnętrznego sygnału sterującego w czasie nieskończenie krótkim. Jest to łącznik energoelektroniczny sterowany. Symbol i statyczną charakterystykę napięciowo-prądową łącznika energoelektronicznego zamieszczono na rys. 1.1.

Dioda (idealna) – jest to łącznik energoelektroniczny niesterowany (za pomocą sygnału zewnętrznego). Przełączanie od stanu wyłączenia do stanu włączenia i odwrotnie realizowane jest przez obwód, do którego włączona jest dioda. Symbol oraz charakterystyka napięciowo-prądowa diody zamieszczona jest na rys. 1.2.

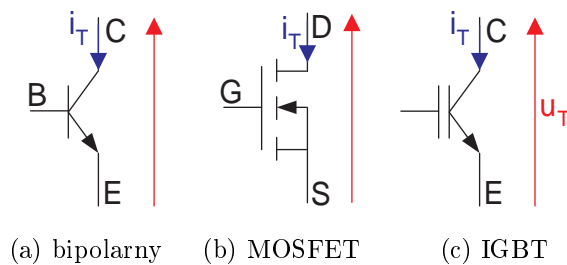


Rys. 1.1. Symbol łącznika elektrycznego

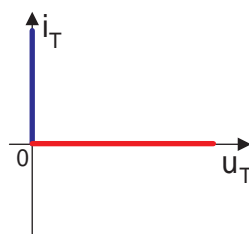


Rys. 1.2. Symbol oraz charakterystyka diody idealnej

Tranzystor (idealny) – jest to łącznik energoelektroniczny sterowany za pomocą sygnału zewnętrznego. Przełączanie od stanu wyłączenia do stanu włączenia i odwrotnie realizowane jest przez podanie odpowiedniego sygnału (o charakterze prądowym lub napięciowym zależnym od typu tranzystora) na elektrodę sterującą, tj. bazę (B) dla tranzystorów bipolarnych oraz bramkę (G) dla tranzystorów polowych oraz IGBT. Symbole tranzystora zamieszczono na rys. 1.3, natomiast charakterystykę napięciowo-prądową tranzystora idealnego na rys 1.4.



Rys. 1.3. Symbole podstawowych typów tranzystorów wykorzystywanych w energoelektronice

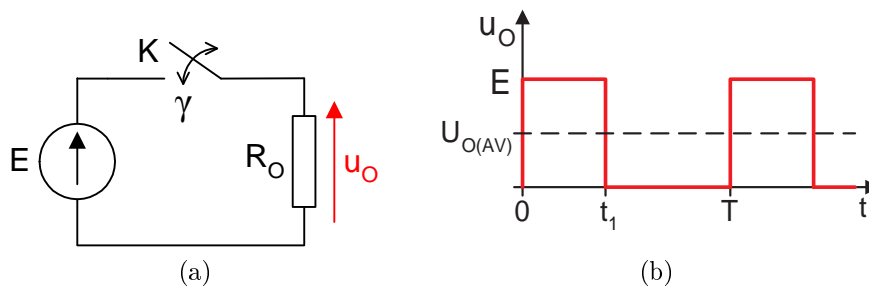


Rys. 1.4. Charakterystyka napięciowo-prądowa łącznika tranzystora (idealnego)

Beztransformatorowe przekształtniki DC-DC

2.1 Układ impulsowy z odbiornikiem R

Najprostszym układem obniżającym napięcie jest układ impulsowego, gdzie istnieje możliwość regulacji wartości średniej napięcia wyjściowego u_O przy niezmiennym napięciu wejściowym E , przy czym dopuszczalnym obciążeniem przyłączonym do wyjścia jest opornik. Zasadę działania impulsowego przekształtnika można przeanalizować za pomocą schematu i przebiegu czasowego z rys. 2.1. Napięcie jest doprowadzane okresowo do opornika R_O za pośrednictwem łącznika K.



Rys. 2.1. Idealny przekształtnik impulsowy: a) schemat b) przebieg napięcia na wyjściu

Gdy łącznik energoelektroniczny K jest zamknięty (w czasie $t_{on} = t_1$), spadek napięcia na rezystancji R_O wynosi E . Natomiast po czasie t_{on} , gdy łącznik jest otwarty, napięcie na rezystorze R_O wynosi zero. Wartość średnia napięcia wyjściowego U_o (rys. 2.1a) wynosi:

$$U_{O(AV)} = \frac{1}{T} \left(\int_0^{t_1} E dt + \int_{t_1}^T 0 dt \right) = \frac{1}{T} \cdot E \cdot t_1 = \gamma \cdot E \quad (2.1)$$

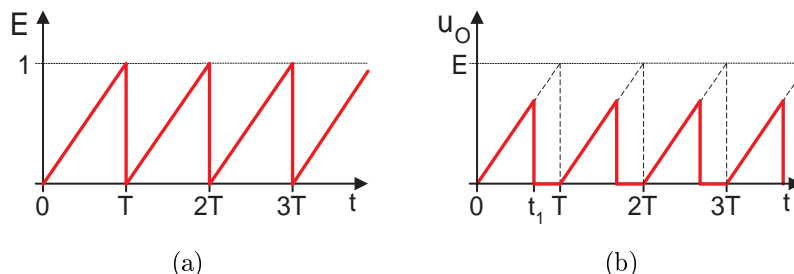
gdzie: $\gamma = t_1/T$ określa współczynnik wypełnienia.

W przypadku zasilania układu ze źródła o innym kształcie napięcia $e(t)$, np. trójkątnego (rys. 2.2a), wartość średnia napięcia wyjściowego $U_{O(AV)}$ zależy od współczynnika wypełnienia γ oraz kształtu tego napięcia. W tym przypadku chwilowa wartość napięcia wejściowego określona jest zależnością:

$$u_I(t) = \frac{E}{k \cdot T} \cdot t \quad \text{dla} \quad k = 1, 2, 3 \dots \quad (2.2)$$

Wartość średnia napięcia wyjściowego pokazanego na rys. 2.2b wynosi:

$$U_{O(AV)} = \frac{1}{T} \int_0^{t_1} \frac{E}{T} \cdot t dt = \frac{1}{T} \frac{E}{T} \cdot \frac{t_1^2}{2} = \frac{E}{2} \left(\frac{t_1}{T} \right)^2 = \frac{E}{2} \cdot \gamma^2 \quad (2.3)$$

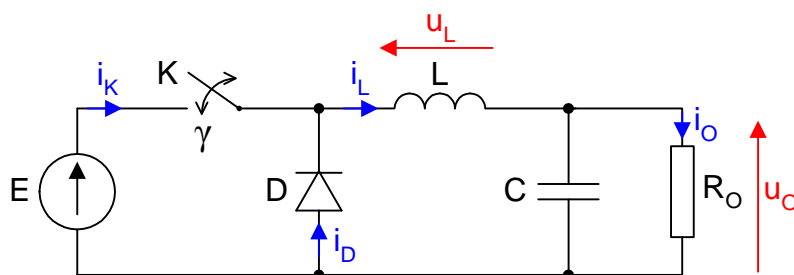


Rys. 2.2. Przebiegi: a) napięcia wejściowego b) napięcia wyjściowego przy zasilaniu ze źródła napięcia trójkątnego

W ramach ćwiczeń zaleca się obliczyć wartość średnią napięcia przy zasilaniu ze źródeł o innym kształcie napięcia, np. trapezoidalnego lub piłokształtnego.

2.2 Buck

Podstawowy schemat beztransformatorowego przekształtnika obniżającego napięcie stałe (z ang. *Buck* lub *step down converter*) pokazano na rys. 2.3. Napięcie wyjściowe u_O przedstawione na rys. 2.1b nie jest napięciem stałym. W celu zapewnienia stałej wartości napięcia u_O należy zastosować filtr dolnoprzepustowy LC. Ponadto, należy także dodać diodę, która zapewni zachowanie ciągłości prądu w dławiku.

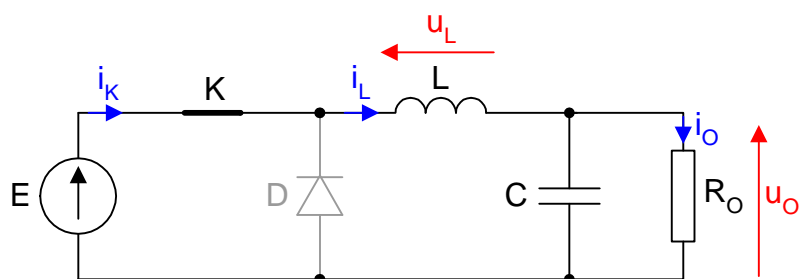


Rys. 2.3. Schemat układu obniżającego napięcie stałe

Łącznik energoelektroniczny K może znajdować się w dwóch stanach. W chwili, gdy jest on zamknięty (łącznik znajduje się w stanie przewodzenia), prąd płynie ze źródła zasilania E poprzez łącznik K, dławik L do obciążenia R_O (rys. 2.4). Można założyć, że prąd płynący przez dławik narasta liniowo:

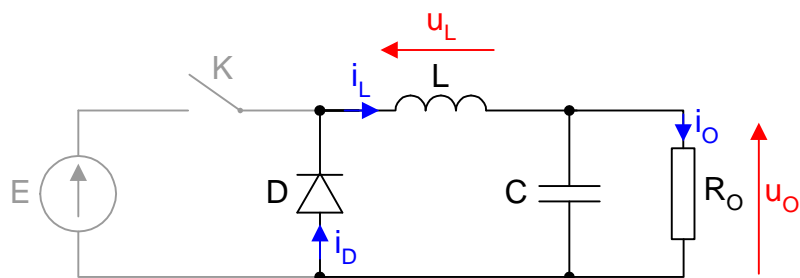
$$i_L(t) = \frac{E - U_O}{L} \cdot t \quad \text{dla } t \in [0, t_1] > \quad (2.4)$$

W chwili, gdy łącznik K jest otwarty (tranzystor znajduje się w stanie blokowania), prąd nie jest pobierany ze źródła E . Energia zgromadzona w polu magnetycznym dławika oraz w polu

Rys. 2.4. Schemat zastępczy układu dla czasu od 0 do t_1

elektrycznym kondensatora zostaje przekazana do obciążenia R_O poprzez diodę D tak, jak to pokazano na rys. 2.5. Prąd płynący przez dławik opada liniowo:

$$i_L(t) = \frac{-U_O}{L} \cdot t \quad \text{dla } t \in \langle t_1, T \rangle \quad (2.5)$$

Rys. 2.5. Schemat zastępczy układu dla czasu od t_1 do T

2.2.1 Tryb pracy ciągłej

W zależności od tego, czy prąd płynący przez dławik jest cały czas większy od zera lub osiąga wartość zero dla czasu $t \in (t_1, T)$, można określić, czy układ pracuje w trybie pracy ciągłej czy przerywanej. Charakterystyczne przebiegi napięć i prądów układu dla trybu pracy ciągłej przedstawiono na rys. 2.6.

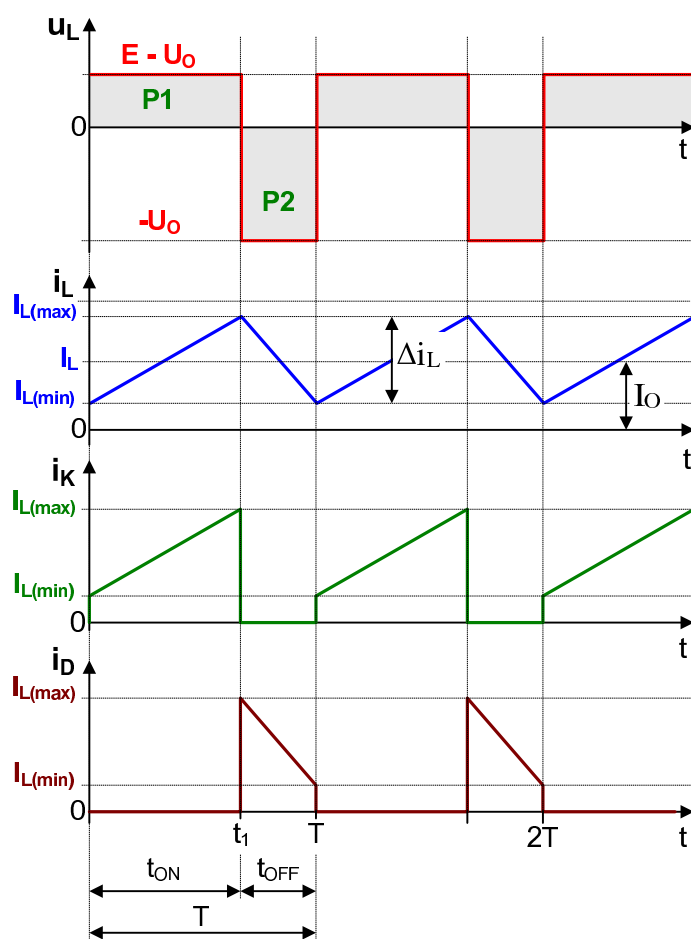
Przy założeniu, że kondensator C jest idealny (bardzo duża pojemność przy bardzo krótkim czasie reakcji) można przyjąć, że napięcie wyjściowe $u_O(t)$ przyjmuje wartość stałą w całym okresie pracy (2.6):

$$u_O(t) = U_{O(AV)} \quad (2.6)$$

gdzie $U_{O(AV)}$ wartość średnia napięcia wyjściowego.

Wartość średnia za okres napięcia na dławiku L powinna być równa zero (pola P_1 oraz P_2 są sobie równe) czyli:

$$\frac{1}{T} \int_0^T u_L(t) dt = 0 \quad (2.7)$$



Rys. 2.6. Przebiegi: a) napięcia na dławiku b) prądu płynącego przez dławik c) prądu płynącego przez łącznik K oraz d) prądu diody D w trybie pracy ciągłej

Dla obwodu przedstawionego na rys. 2.4 drugie prawo Kirchhoffa przyjmuje postać (2.8):

$$E = u_L(t) + u_O(t) \Rightarrow u_L(t) = E - U_{O(AV)} \quad (2.8)$$

Natomiast, gdy klucz K jest otwarty (dla $t \in (t_1, T)$), można zapisać, że:

$$0 = u_L(t) + u_O(t) \Rightarrow u_L(t) = -U_{O(AV)} \quad (2.9)$$

Podstawiając równania (2.8) i (2.9) do zależności (2.7), otrzymuje się:

$$\frac{1}{T} \int_0^T u_L(t) dt = 0 \Leftrightarrow \frac{1}{T} \int_0^{t_1} (E - U_{O(AV)}) dt + \frac{1}{T} \int_{t_1}^T (-U_{O(AV)}) dt = 0 \quad (2.10)$$

$$\frac{1}{T} \cdot (E - U_{O(AV)}) \cdot t \Big|_0^{t_1} + \frac{1}{T} \cdot (-U_{O(AV)}) \cdot t \Big|_{t_1}^T = 0 \quad (2.11)$$

$$\frac{1}{T} \cdot (E - U_{O(AV)}) \cdot t_1 + \frac{1}{T} \cdot (-U_{O(AV)}) \cdot (T - t_1) = 0 \quad (2.12)$$

$$t_1 \cdot E - T \cdot U_{O(AV)} = 0 \Leftrightarrow \quad (2.13)$$

$$\boxed{\frac{U_{O(AV)}}{E} = \frac{t_1}{T} = \gamma} \quad (2.14)$$

gdzie współczynnik wypełnienia przyjmuje wartości $\gamma \in \langle 0, 1 \rangle$
Napięcie na dławiku zależy od zmian prądu dławika i_L :

$$u_L = L \frac{di}{dt} = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad (2.15)$$

Tętnienia prądu i_L można wyznaczyć podstawiając do równania (2.15) przyrost napięcia w czasie $t \in \langle 0, t_1 \rangle$:

$$\Delta i_L = i_{L(\max)} - i_{L(\min)} = \frac{E - U_{O(AV)}}{L} \cdot t \quad (2.16)$$

lub w czasie $t \in \langle t_1, T \rangle$:

$$\Delta i_L = i_{L(\max)} - i_{L(\min)} = \frac{U_{O(AV)}}{L} \cdot (t - t_1) = \frac{U_{O(AV)}}{L} (1 - \gamma) \cdot T \quad (2.17)$$

Prąd płynący przez dławik L jest sumą prądu płynącego przez rezystancje R_O oraz kondensator C :

$$i_L(t) = i_O(t) + i_C(t) \quad (2.18)$$

Wartość średnia prądu kondensatora $I_{C(AV)} = 0$, natomiast wartość średnia prądu i_L wynosi:

$$I_{L(AV)} = I_{O(AV)} = \frac{U_{O(AV)}}{R} \quad (2.19)$$

Znając wartość średnią prądu i_L (2.19) oraz tętnień Δi_L (2.17), można wyznaczyć wartość maksymalną oraz minimalną prądu płynącego przez dławik:

$$I_{L(\max)} = I_{L(AV)} + \frac{1}{2} \Delta i_L = \frac{U_{O(AV)}}{R} + \frac{1}{2} \frac{U_{O(AV)}}{L} (1 - \gamma) \cdot T = U_{O(AV)} \cdot \left[\frac{1}{R} + \frac{1 - \gamma}{2fL} \right] \quad (2.20)$$

$$I_{L(\min)} = I_{L(AV)} - \frac{1}{2} \Delta i_L = \frac{U_{O(AV)}}{R} - \frac{1}{2} \frac{U_{O(AV)}}{L} (1 - \gamma) \cdot T = U_{O(AV)} \cdot \left[\frac{1}{R} - \frac{1 - \gamma}{2fL} \right] \quad (2.21)$$

gdzie $f = 1/T$ – częstotliwość kluczowania łącznika K. Prąd $I_{L(\max)}$ opisany zależnością (2.20) jest jednocześnie wartością maksymalną prądu płynącego przez łącznik K oraz diodę D.

Znając wartość minimalną $i_{L(\min)}$ oraz maksymalną $i_{L(\max)}$ prądu płynącego przez dławik L można określić wartość chwilową prądu i_L w przedziale $t \in \langle 0, t_1 \rangle$:

$$i_L(t) = \frac{i_{L(\max)} - i_{L(\min)}}{t_1} \cdot t + i_{L(\min)} \quad (2.22)$$

oraz w przedziale $t \in \langle t_1, T \rangle$:

$$i_L(t) = \frac{i_{L(\max)} - i_{L(\min)}}{t_1 - T} \cdot t + \frac{i_{L(\min)} \cdot t_1 - i_{L(\max)} \cdot T}{t_1 - T} \quad (2.23)$$

Wykorzystując (2.22) oraz (2.23), można wyznaczyć wartość skuteczną prądu i_L :

$$I_{L(\text{RMS})} = \quad (2.24)$$

$$= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{t_1} \left(\frac{i_{L(\text{max})} - i_{L(\text{min})}}{t_1} \cdot t + i_{L(\text{min})} \right) dt + \frac{1}{T} \int_{t_1}^T \left(\frac{i_{L(\text{max})} - i_{L(\text{min})}}{t_1 - T} \cdot t + \frac{i_{L(\text{min})} \cdot t_1 - i_{L(\text{max})} \cdot T}{t_1 - T} \right) dt} =$$

$$= \sqrt{\frac{i_{L(\text{max})}^2 + i_{L(\text{max})} \cdot i_{L(\text{min})} + i_{L(\text{min})}^2}{3}}$$

Wartość chwilowa prądu płynącego przez łącznik K (rys. 2.6c) określona jest zależnością (2.22), natomiast w pozostałym czasie równa się zero. Znając wartość skuteczną prądu i_L (2.25), łatwo można więc wyliczyć wartość skuteczną prądu i_K :

$$I_{K(\text{RMS})} = \sqrt{\gamma} I_{L(\text{RMS})} \quad (2.25)$$

i analogiczne dla diody

$$I_{D(\text{RMS})} = \sqrt{1 - \gamma} I_{L(\text{RMS})}. \quad (2.26)$$

2.2.2 Tryb graniczny

W trybie pracy na granicy przewodzenia ciągłego i przerywanego prąd dławika i_L opada do zera w chwilach czasu równych $t = 0, T, 2T, \dots$ (rys. 2.7). W chwili $t = t_1$ osiąga on wartość maksymalną:

$$I_{Ogr(\text{max})} = \frac{E - U_{O(\text{AV})}}{L} \cdot t_1 \quad (2.27)$$

Podstawiając do równania (2.27) wartości współczynnika wypełnienia granicznego i odpowiadającej mu wartości średniej napięcia wyjściowego dla przypadku granicznego $t_1 = \gamma_{gr} \cdot T$ oraz $U_{O(\text{AV})} = \gamma_{gr} \cdot E$ można wyznaczyć wartość granicznego współczynnika wypełnienia:

$$\frac{E - \gamma_{gr} \cdot E}{2L} \cdot \gamma_{gr} \cdot T = \frac{\gamma_{gr} \cdot E}{R} \Leftrightarrow \gamma_{gr} = 1 - \frac{2L}{T \cdot R} \quad (2.28)$$

Można zauważyć, że wartość γ_{gr} zależy od parametrów układu (L oraz T), jak również od wartości rezystancji obciążenia R_O .

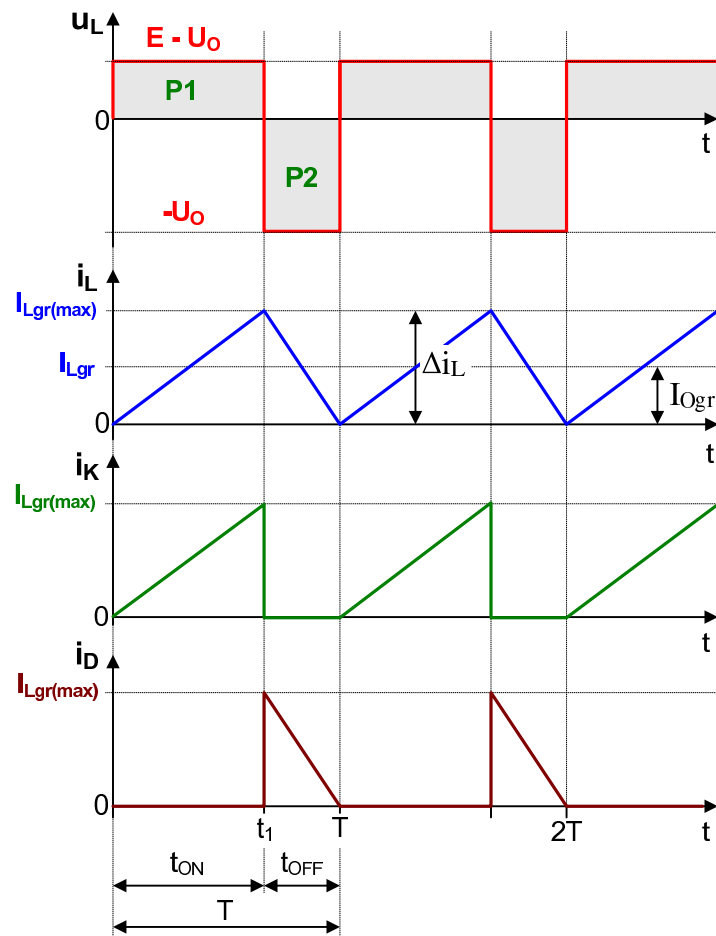
Średni prąd dławika jest równy średniemu prądowi obciążenia, $I_{Lgr} = I_{OG}$, gdzie indeks gr oznacza wartość w trybie pracy na granicy przewodzenia ciągłego i przerywanego:

$$I_{Lgr} = I_{Ogr} = \frac{1}{T} \int_0^T i_L dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_1} \frac{I_{Lgr(\text{max})}}{t_1} \cdot t dt + \int_{t_1}^T \left(\frac{I_{Lgr(\text{max})}}{t_1 - T} \cdot t - \frac{I_{Lgr(\text{max})} \cdot T}{t_1 - T} \right) dt \right] =$$

$$\frac{1}{T} \left(\frac{I_{Lgr(\text{max})}}{2t_1} \cdot t^2 \Big|_0^{t_1} + \frac{I_{Lgr(\text{max})}}{2(t_1 - T)} \cdot t^2 \Big|_{t_1}^T - \frac{I_{Lgr(\text{max})} \cdot T}{t_1 - T} \cdot t \Big|_{t_1}^T \right) = \frac{1}{2} I_{Lgr(\text{max})} \quad (2.29)$$

Podstawiając (2.27) do (2.29) otrzymuje się zależność na wartość maksymalną prądu i_L :

$$I_{Ogr(\text{max})} = \frac{1}{2} I_{Lgr(\text{max})} = \frac{E - U_O}{2L} \cdot t_{on} = \frac{T\gamma(E - U_O)}{2L} \quad (2.30)$$



Rys. 2.7. Przebiegi: a) napięcia na dławiku b) prądu płynącego przez dławik c) prądu płynącego przez łącznik K oraz d) prądu diody D w trybie pracy granicznej

Przyjmując, że $E = \text{const}$,

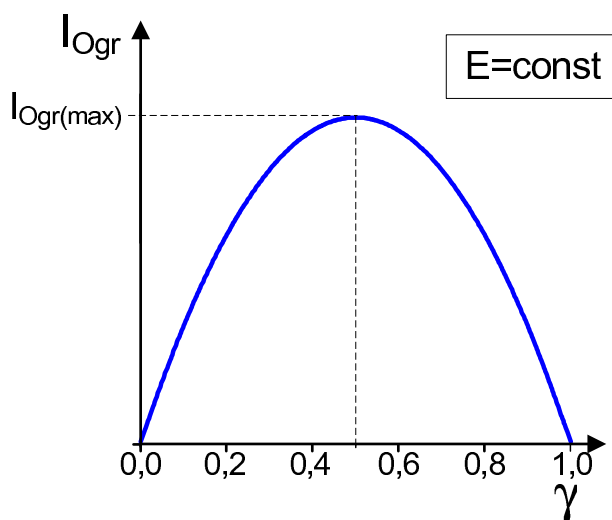
$$I_{Ogr} = \frac{TE}{2L} \cdot \gamma(1 - \gamma) \quad (2.31)$$

Prąd I_{Ogr} osiąga wówczas wartość maksymalną dla $\gamma = 0.5$ (rys.2.8):

$$I_{Ogr}(\gamma = 0,5) = \frac{TE}{8L} = I_{Ogr(\text{max})} \quad (2.32)$$

Stąd prąd I_{Ogr} :

$$I_{Ogr} = 4I_{Ogr(\text{max})} \cdot \gamma(1 - \gamma). \quad (2.33)$$



Rys. 2.8. Zależność prądu obciążenia w trybie pracy granicznej od współczynnika wypełnienia γ dla $E = const$

2.2.3 Tryb pracy przerywanej

Tryb pracy przerywanej dla $E = const$

Maksymalna wartość prądu płynącego przez dławik $I_{Lp(max)}$ (rys. 2.9) opisana jest zależnością:

$$I_{Lp(max)} = \frac{E - U_O}{L} \cdot t_{on} = \frac{\frac{U_O(\gamma + \Delta_1)}{\gamma} - U_O}{L} \cdot \gamma T = \frac{\Delta_1 \cdot T \cdot U_O}{L}. \quad (2.34)$$

Wartość średnia prądu i_L w trybie pracy z przerywanym prądem I_L dla $E = const$ wynosi:

$$I_{Lp(AV)} = \frac{1}{T} \int_0^T i_L dt = \frac{1}{T} \left[\frac{1}{2} I_{Lp(max)} \cdot (\gamma T + \Delta_1 T) \right] = I_{Lp(max)} \cdot \frac{\gamma + \Delta_1}{2} \quad (2.35)$$

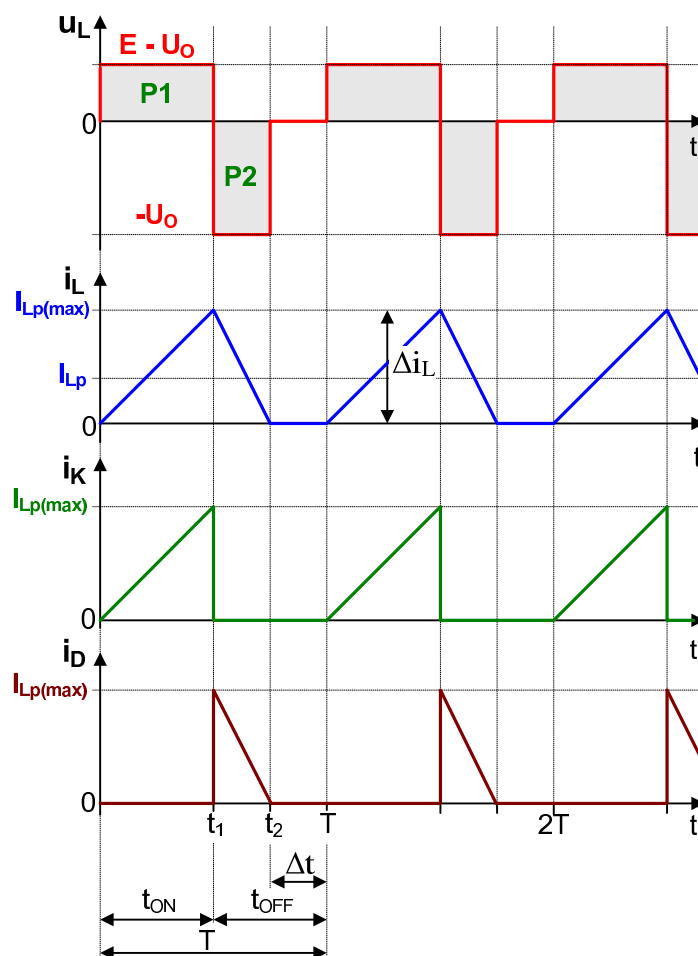
Ostatecznie podstawiając (2.32) oraz (2.34) do (2.35)

$$I_{Lp(AV)} = \frac{\Delta_1 \cdot T \cdot U_O}{L} \cdot \frac{\gamma + \Delta_1}{2} = \frac{\Delta_1 \cdot T}{L} \cdot \frac{\gamma \cdot E}{\gamma + \Delta_1} \cdot \frac{\gamma + \Delta_1}{2} = \frac{E \cdot \Delta_1 \cdot \gamma \cdot T}{2L} = 4I_{Ogr(max)} \cdot \gamma \cdot \Delta_1. \quad (2.36)$$

Wyznaczając z równania (2.36) Δ_1 można określić wartość przekładni napięciowej w trybie pracy z przerywanym prądem dławika L:

$$\frac{U_O}{E} = \frac{\gamma}{\gamma + \Delta_1} = \frac{\gamma}{\gamma + \frac{I_{Lp(AV)}}{4I_{Ogr(max)} \cdot \gamma}} = \frac{\gamma^2}{\gamma^2 + \frac{I_{Lp(AV)}}{4I_{Ogr(max)}}} = \frac{1}{1 + \frac{2 \cdot LI_{Lp(AV)}}{\gamma^2 T E}}. \quad (2.37)$$

(*) W celu usprawnienia obliczeń można wykorzystać fakt, iż całka oznaczona funkcji stanowi pole powierzchni pod krzywą w rozpatrywanym przedziale – w tym przypadku jest równa polu trójkąta o wierzchołkach $(0, 0)$, $(t_1, I_{Lp(max)})$, $(t_2, 0)$



Rys. 2.9. Przebiegi: a) napięcia na dławiku b) prądu płynącego przez dławik c) prądu płynącego przez łącznik K oraz d) prądu diody D w trybie pracy przerywanej

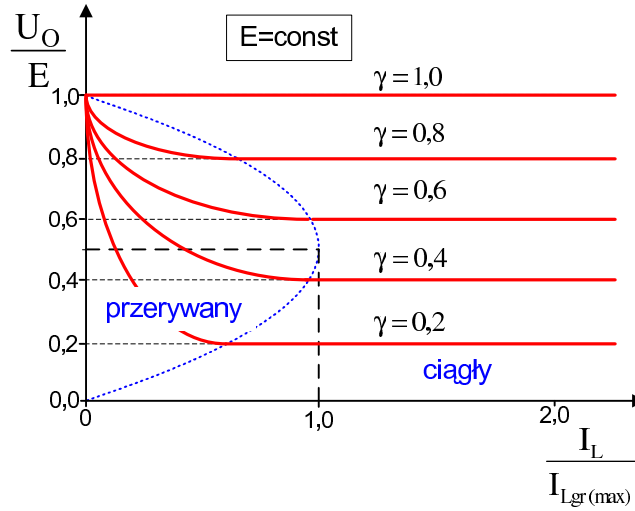
Na rys. 2.10 przedstawiono charakterystykę przekształtnika DC-DC *Buck* z uwzględnieniem pracy ciągłej oraz przerywanej przy zachowaniu warunku $E = const$. Wartości graniczne (oznaczone linią przerywaną) opisane są zależnością (2.38) wyznaczoną na podstawie (2.33).

$$\frac{U_O}{E} = \frac{I_{Lgr}}{4I_{Ogr(max)} \cdot (1 - \gamma)}. \quad (2.38)$$

Tryb pracy przerywanej dla $U_O = const$

Analizę układu można także przeprowadzić z zachowaniem warunku $U_O = const$. Zakładając, że wartość napięcia E nie jest stała (np. w przypadku zastosowania źródeł napięcia o regulowanej wartości lub fluktuacji napięcia E), wartość napięcia wyjściowego U_O jest utrzymywana na stałym poziomie poprzez regulację współczynnika wypełnienia γ . Wartość średnia prądu płynącego przez dławik i_L dla warunków granicznych wyrażona jest wówczas zależnością:

$$I_{Lgr(AV)} = \frac{1}{2} I_{Lgr(max)} = \frac{T \cdot U_O (1 - \gamma)}{2L}. \quad (2.39)$$



Rys. 2.10. Charakterystyka wyjściowa przekształtnika DC-DC *Buck* $E=const$

Prąd i_L osiąga wartość maksymalną dla współczynnika wypełnienia $\gamma = 0$:

$$I_{Lgr}(\gamma = 0) = \frac{T \cdot U_O}{2L} = I_{Ogr(max)} \quad (2.40)$$

Wartość określona zależnością (2.40) ma charakter teoretyczny (utrzymanie stałej wartości napięcia U_O dla $\gamma = 0$ wymagałoby zastosowania źródła napięcia E o nieskończenie dużej wartości). Zależność pomiędzy prądem granicznym a jego wartością maksymalną można wyznaczyć podstawiając (2.40) do (2.39):

$$I_{Lgr} = I_{Ogr(max)}(1 - \gamma) \quad (2.41)$$

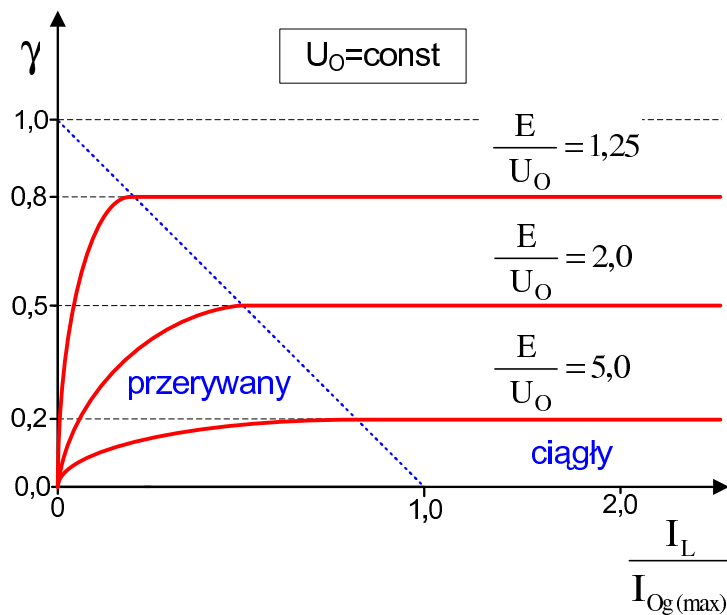
Wartość średnia prądu i_L w trybie pracy przerywanej dla $U_O = const$ określa rozwinięcie zależności (2.39):

$$\begin{aligned} I_{Lp} &= \frac{T \cdot U_O}{2L} \cdot \Delta_1 \cdot (\gamma + \Delta_1) = I_{Ogr(max)} \cdot \Delta_1 \cdot (\gamma + \Delta_1) = \\ &= I_{Ogr(max)} \cdot \frac{\gamma \cdot (E - U_O)}{U_O} \cdot \left(\gamma + \frac{\gamma \cdot (E - U_O)}{U_O} \right) = I_{Ogr(max)} \cdot \frac{\gamma^2 \left(1 - \frac{U_O}{E}\right)}{\left(\frac{U_O}{E}\right)^2}. \end{aligned} \quad (2.42)$$

Przekształcając równanie (2.42) otrzymuje się wyrażenie opisujące wartość współczynnika wypełnienia γ dla trybu pracy przerywanej dla $U_O = const$ (rys. 2.11):

$$\gamma = \frac{U}{E} \cdot \sqrt{\frac{I_{Lp}}{I_{Ogr(max)} \cdot \left(1 - \frac{U_O}{E}\right)}}. \quad (2.43)$$

Na rys. 2.11. przedstawiono charakterystyki przekształtnika DC-DC *Buck* pracującego w trybie pracy z ciągłym i przerywanym prądem dławika dla $U_O = const$. Granica między obszarami odpowiadającymi stanowi pracy z prądem ciągłym oraz przerywanym (linia przerywana) opisana jest zależnością (2.41).

Rys. 2.11. Charakterystyka sterowania $U_O = const$

Tętnienia napięcia wyjściowego

W poprzednich założeniach przyjęto, że napięcie wyjściowe jest stałe (2.6) na skutek zastosowania kondensatora o bardzo dużej pojemności C . W praktyce jednakże występują pewne tętnienia napięcia powstałe pod wpływem cyklicznego ładowania i rozładowywania tego kondensatora. Wartość tych tętnień można oszacować badając zmiany ładunku kondensatora:

$$\Delta u_O = \frac{1}{C} \int i_c dt = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{1}{C} \frac{1}{2} \frac{\Delta i_L T}{2} \quad (2.44)$$

Podstawiając zależność na Δi_L (2.17) do (2.44) otrzymuje się:

$$\Delta u_O = \frac{T^2 U_{O(AV)}}{8C L} (1 - \gamma). \quad (2.45)$$

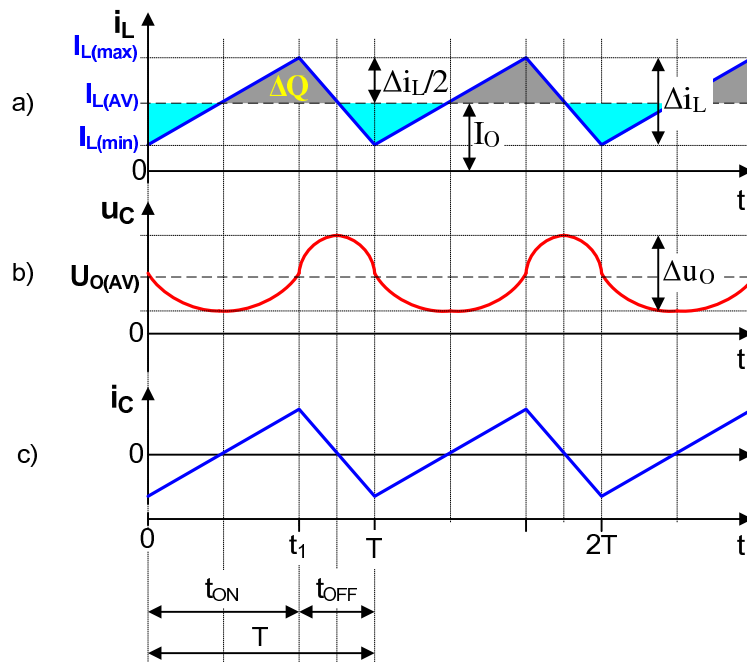
Wartość bezwzględna tętnień wynosi:

$$\frac{\Delta u_O}{U_{O(AV)}} = \frac{1}{8} \frac{T^2 (1 - \gamma)}{LC} = \frac{1}{2} \pi^2 (1 - \gamma) \left(\frac{f_{LC}}{f} \right)^2, \quad (2.46)$$

gdzie: $f = 1/T$, a

$$f_{LC} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (2.47)$$

Przy pracy układu z zachowaniem warunku $U_O = const$ tętnienia osiągają wartość maksymalną dla $\gamma = 0.5$, natomiast dla trybu $E = const$ dla $\gamma = 0$. Wartość tętnień nie zależy od obciążenia w trybie pracy ciągłej i można ją ograniczyć poprzez dobór elementów filtra dolnoprzepustowego LC, przy czym $f_{LC} \ll f$. W praktycznych zastosowaniach wartość bezwzględna (2.46) nie powinna przekraczać 1%.



Rys. 2.12. Charakterystyczne przebiegi dla przekształtnika DC-DC *Buck* a) prąd płynący przez L b) tętnienia napięcia Δu_O c) prąd kondensatora

2.2.4 Zadania

Zadanie 2.1

Oblicz wartość skuteczną prądu diody $I_{D(RMS)}$ dla układu obniżającego napięcie o parametrach $E=48V$, $U_O=12V$, $f=100kHz$, $R_O = 0.5 \Omega$, $L=100 \mu H$.

Wykorzystując równanie 2.28, można stwierdzić, że układ działa w trybie pracy ciągłej jeżeli:

$$L > \frac{T \cdot R_O}{2}.$$

Dla rozpatrywanego przypadku:

$$100\mu > \frac{0.5}{2 * 100k} = 2.5\mu, \text{ więc układ pracuje w trybie pracy ciągłej.}$$

Współczynnik wypełnienia wynosi (2.14) $\gamma = \frac{12}{48} = 0.25$,

natomiast czas przewodzenia tranzystora $t_1 = \frac{\gamma}{f} = 2.5\mu s$

Wartość maksymalna (2.20) oraz minimalna (2.21) wynoszą $i_{L(max)} = 24.45A$, $i_{L(min)} = 23.55A$.

Wartość skuteczną prądu diody można obliczyć, podstawiając do równania (2.26) zależność (2.25):

$$I_{D(RMS)} = \sqrt{\frac{i_{L(max)}^2 + i_{L(max)} \cdot i_{L(min)} + i_{L(min)}^2}{3}} \cdot \sqrt{1 - \gamma} = 20.79A$$

Zadanie 2.2

Wykreślić na charakterystyce $R_O = f(\gamma)$ wartości rezystancji obciążenia R_O , dla której układ obniżający napięcie będzie pracował na granicy przewodzenia ciągłego i przerywanego dla warunku $E = \text{const}$.

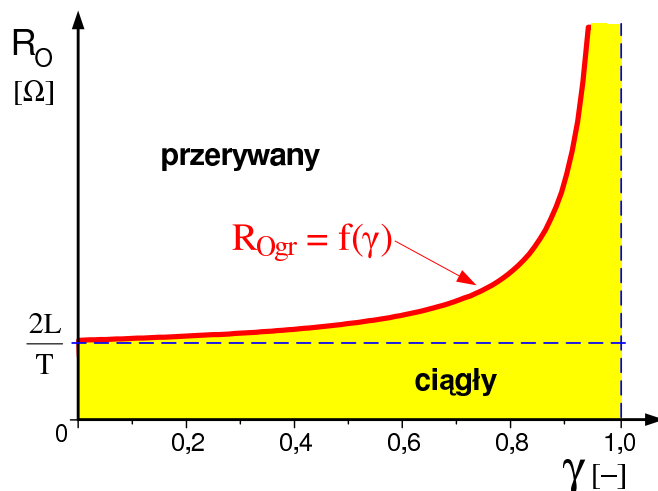
Średnia wartość prądu obciążenia na granicy przewodzenia ciągłego i przerywanego równa średniej wartości prądu dławika L określona jest zależnością (2.31). Podstawiając do równania wyrażenie na rezystancję obciążenia R_{Ogr} , dla której układ pracuje na granicy przewodzenia ciągłego i przerywanego:

$$R_{Ogr} = \frac{U_{O(AV)}}{I_{O(AV)gr}},$$

a zatem wartość tej rezystancji wynosi:

$$R_{Ogr} = \frac{2LU_{O(AV)}}{TE\gamma(1-\gamma)} = \frac{2LE\gamma}{TE\gamma(1-\gamma)} = \frac{2L}{T(1-\gamma)}.$$

Na podstawie powyższej zależności można wywnioskować, iż wartość rezystancji obciążenia, przy której układ będzie znajdował się w trybie pracy na granicy przewodzenia ciągłego i przerywanego zależy od okresu pracy przekształtnika T , współczynnika wypełnienia γ oraz indukcyjności L , nie zależy natomiast od wartości napięcia zasilającego E oraz pojemności kondensatora C .

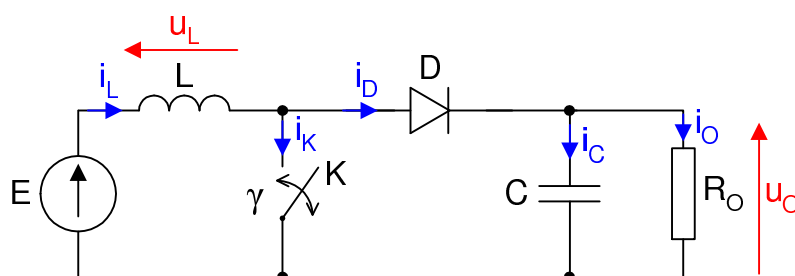


Rys. 2.13. Zależność $R_{Ogr} = f(\gamma)$

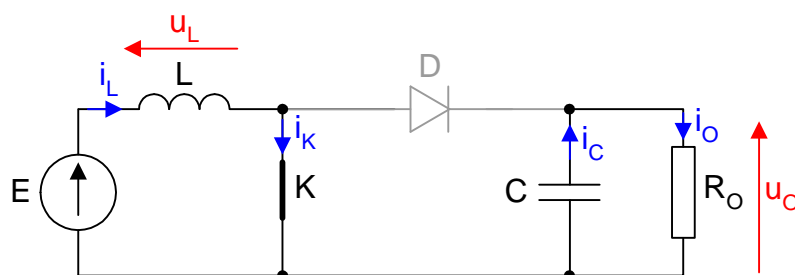
Dla dowolnego współczynnika wypełnienia γ , (przy stałych pozostałych parametrach układu) zastosowanie jako obciążenia rezystancji R_O w wartości mniejszej od R_{Ogr} spowoduje pracę układu w trybie ciągłym. Analogicznie, dla $R_O > R_{Ogr}$ układ będzie pracował w trybie pracy impulsowej.

2.3 Boost

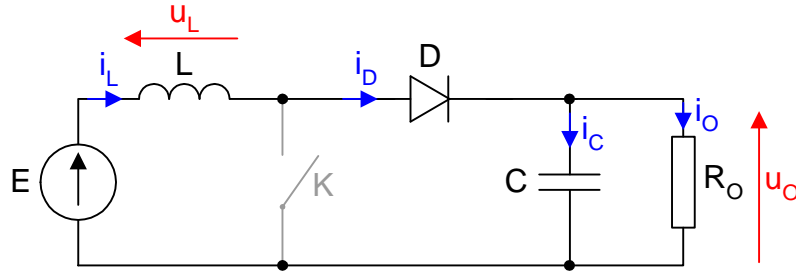
Układ podwyższający (z ang. *boost* lub *step-up*), którego schemat ideowy został przedstawiony na rysunku 2.14, jest wykorzystywany do konwersji napięcia stałego na napięcie stałe o podwyższonej wartości i tej samej polaryzacji w odniesieniu do napięcia wejściowego E . Łącznik energoelektroniczny K (najczęściej stosuje się w tej roli tranzystory typu MOSFET lub IGBT) jest cyklicznie włączany (w chwili $t_0 = k \cdot T$) i wyłączany (w chwili $t_1 = k \cdot T + t_{ON}$). Zależność pomiędzy czasem przewodzenia t_{ON} a okresem T opisana jest – podobnie jak dla układu obniżającego napięcie^(*) – za pomocą współczynnika wypełnienia $\gamma = t_{ON}/T$.

Rys. 2.14. Schemat układu przekształtnika DC-DC *Boost*

W czasie, gdy łącznik K jest w stanie przewodzenia ($t_{ON} \in (0, t_1)$), prąd płynie ze źródła E poprzez dławik L oraz łącznik K (rys. 2.15). W tym czasie energia jest przekazywana z kondensatora do obciążenia, co wymaga wcześniejszego jej zgromadzenia w polu elektrycznym kondensatora C . Gdy łącznik energoelektroniczny K przejdzie w stan blokowania ($t_{OFF} \in (t_1, T)$), prąd ze źródła E płynie przez dławik L , diodę D do obciążenia (rys. 2.16). Energia dostarczana do obciążenia R oraz kondensatora C pochodzi ze źródła E oraz dławika L (zgromadzonej w polu magnetycznym w czasie t_{ON}). Prąd diody i_D ma charakter nieciągły, a kondensator C jest cyklicznie ładowany (w czasie t_{OFF}) i rozładowywany (w czasie t_{ON}). Prąd wejściowy może mieć charakter ciągły lub też przerywany, co determinuje tryb pracy układu.

Rys. 2.15. Schemat zastępczy układu dla czasu od 0 do t_1

^(*) Patrz 2.1. *Układ impulsowy z odbiornikiem R* (str. 7)

Rys. 2.16. Schemat zastępczy układu dla czasu od t_1 do T

2.3.1 Tryb pracy ciągłej

W czasie jednego cyklu pracy trwającego okres T , łącznik energoelektroniczny jest zamknięty w czasie t_{ON} (rys. 2.15). Zakładając, że elementy układu są idealne, napięcie na dławiku u_L jest równe napięciu zasilania E :

$$E = u_L(t) \Rightarrow U_{L(AV)} = E \quad (2.48)$$

Równanie napięciowe (II prawo Kirchoffa) dla układu, gdy łącznik K jest w stanie nieprzewodzenia (rys. 2.16) określone jest zależnością:

$$E(t) = u_L(t) + u_O(t) \Rightarrow U_{L(AV)} = E - U_{O(AV)} \quad (2.49)$$

Wartość średnia napięcia na dławiku $U_{L(AV)}$ w czasie pełnego okresu (lub jego krotności) powinna wynosić 0:

$$\frac{1}{T} \int_0^T u_L(t) dt = 0 \Leftrightarrow \frac{1}{T} \int_0^{t_1} E dt + \frac{1}{T} \int_{t_1}^T (E - U_{O(AV)}) dt = 0 \quad (2.50)$$

rozwiązując (2.50) otrzymuje się:

$$\begin{aligned} \frac{1}{T} \cdot E \cdot t \Big|_0^{t_1} + \frac{1}{T} \cdot (E - U_{O(AV)}) \cdot t \Big|_{t_1}^T &= 0 \Leftrightarrow \frac{1}{T} \cdot E \cdot t_1 + \frac{1}{T} \cdot (E - U_{O(AV)}) \cdot (T - t_1) = 0 \\ &\Leftrightarrow E - U_{O(AV)} + U_{O(AV)} \cdot \gamma = 0. \end{aligned} \quad (2.51)$$

Zależność pomiędzy napięciem wejściowym E a napięciem na obciążeniu $U_{O(AV)}$ określona jest równaniem:

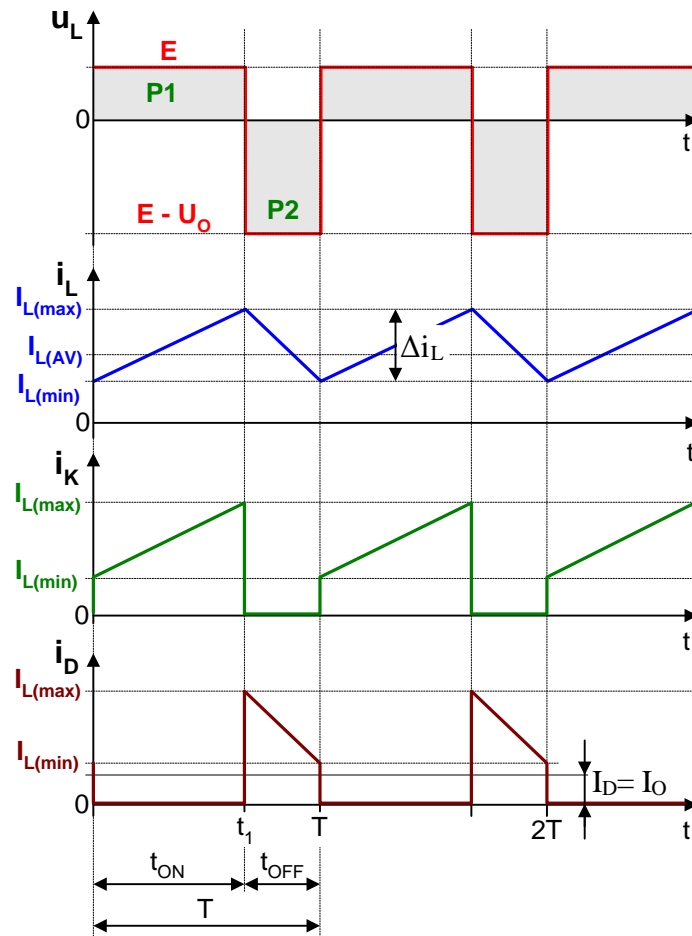
$$\boxed{\frac{U_{O(AV)}}{E} = \frac{1}{1 - \gamma}} \quad (2.52)$$

Wartość średnia prądu i_L jest równa wartości średniej prądu pobieranego ze źródła $I_{L(AV)} = I_{E(AV)}$. Moc czynna pobierana ze źródła jest równa mocy oddawanej do obciążenia:

$$P_I = P_O \Leftrightarrow E \cdot I_{E(AV)} = U_{O(AV)} \cdot I_{O(AV)} \quad (2.53)$$

Przekształcając (2.53) można otrzymać zależność na wartość średnią prądu i_L :

$$I_{L(AV)} = \frac{U_{O(AV)} \cdot I_{O(AV)}}{E} = \frac{\frac{E}{1 - \gamma} \cdot I_{O(AV)}}{E} = \frac{I_{O(AV)}}{1 - \gamma} = \frac{U_{O(AV)}}{R_O \cdot (1 - \gamma)}. \quad (2.54)$$



Rys. 2.17. Przebiegi napięcia na dławiku L, prądu płynącego przez dławik, prądu płynącego przez łącznik K oraz prądu diody w przekształtniku *Boost* w trybie pracy ciągłej

Na podstawie przebiegu z rysunku 2.17 określono wartość minimalną prądu i_L :

$$I_{L(\min)} = I_{L(\text{AV})} - \frac{1}{2} \cdot \Delta i_L \quad (2.55)$$

gdzie Δi_L wyznacza się z II równania Kirchhoffa w czasie t_{ON} :

$$L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} = E \Leftrightarrow \frac{di_L(t)}{dt} = \frac{E}{L} \Leftrightarrow \frac{\Delta i_L(t)}{\Delta t} = \frac{E}{L} \Leftrightarrow \Delta i_L(t) = \frac{E}{L} \cdot t_1 = \frac{U_{O(\text{AV})} \cdot (1 - \gamma)}{L} \cdot \gamma \cdot T. \quad (2.56)$$

Zatem $I_{L(\min)}$:

$$I_{L(\min)} = \frac{U_{O(\text{AV})}}{R_0 \cdot (1 - \gamma)} - \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{O(\text{AV})} \cdot (1 - \gamma)}{L} \cdot \gamma \cdot T = U_{O(\text{AV})} \cdot \left[\frac{1}{R_0 \cdot (1 - \gamma)} - \frac{(1 - \gamma) \cdot \gamma \cdot T}{2L} \right]. \quad (2.57)$$

Analogicznie określa się $I_{L(\max)}$:

$$I_{L(\max)} = U_{O(\text{AV})} \cdot \left[\frac{1}{R_0 \cdot (1 - \gamma)} + \frac{(1 - \gamma) \cdot \gamma \cdot T}{2L} \right]. \quad (2.58)$$

Na podstawie przebiegu prądu i_L można wyznaczyć zależność pomiędzy $I_{L(AV)}$ a wartością maksymalną $I_{L(max)}$ i minimalną $I_{L(min)}$:

$$I_{L(AV)} = \frac{1}{T} \cdot \left[T \cdot I_{L(min)} + \frac{1}{2} \cdot T \cdot (I_{L(max)} - I_{L(min)}) \right] = \frac{I_{L(max)} + I_{L(min)}}{2} \quad (2.59)$$

Przebiegi prądów płynących przez łącznik energoelektroniczny K (2.60) oraz diodę przedstawiono na rysunku 2.17. Znajomość tych przebiegów pozwala na obliczenie wartości średnich oraz skutecznych prądów, które mogą być wykorzystane przy doborze elementów w trakcie projektowania układu. Dla prądu łącznika K

$$i_K(t) = \frac{I_{L(max)} - I_{L(min)}}{t_1} \cdot t + I_{L(min)} \quad (2.60)$$

$$\begin{aligned} I_{K(AV)} &= \frac{1}{T} \int_0^{t_1} \left(\frac{I_{L(max)} - I_{L(min)}}{t_1} \cdot t + I_{L(min)} \right) dt = \frac{I_{L(max)} + I_{L(min)}}{2} \cdot \gamma = I_{L(AV)} \cdot \gamma \\ &= I_{E(AV)} \cdot \gamma = I_{O(AV)} \cdot \frac{\gamma}{1 - \gamma}. \end{aligned} \quad (2.61)$$

$$\begin{aligned} I_{K(RMS)} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{t_1} \left(\frac{I_{L(max)} - I_{L(min)}}{t_1} \cdot t + I_{L(min)} \right)^2 dt} \\ &= \sqrt{\frac{\left(I_{L(max)}^2 + I_{L(max)} \cdot I_{L(min)} + I_{L(min)}^2 \right) \cdot \gamma}{3}}. \end{aligned} \quad (2.62)$$

Dla prądu diody D

$$i_D(t) = \frac{I_{L(max)} - I_{L(min)}}{t_1 - T} \cdot t + \frac{I_{L(min)} \cdot t_1 - I_{L(max)} \cdot T}{t_1 - T} \quad (2.63)$$

$$\begin{aligned} I_{D(AV)} &= \frac{1}{T} \int_{t_1}^T \left(\frac{I_{L(max)} - I_{L(min)}}{t_1 - T} \cdot t + \frac{I_{L(min)} \cdot t_1 - I_{L(max)} \cdot T}{t_1 - T} \right) dt \\ &= \frac{I_{L(max)} + I_{L(min)}}{2} \cdot (1 - \gamma) = I_{L(AV)} \cdot (1 - \gamma) = I_{E(AV)} \cdot (1 - \gamma) = I_{O(AV)} \end{aligned} \quad (2.64)$$

$$\begin{aligned} I_{D(RMS)} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_1}^T \left(\frac{I_{L(max)} - I_{L(min)}}{t_1 - T} \cdot t + \frac{I_{L(min)} \cdot t_1 - I_{L(max)} \cdot T}{t_1 - T} \right)^2 dt} \\ &= \sqrt{\frac{\left(I_{L(max)}^2 + I_{L(max)} \cdot I_{L(min)} + I_{L(min)}^2 \right) \cdot (1 - \gamma)}{3}}. \end{aligned} \quad (2.65)$$

2.3.2 Tryb graniczny

Prąd obciążenia (płynący przez diodę) w przekształtniku DC-DC *Boost* ma zawsze charakter impulsowy, natomiast prąd płynący przez dławik L może być ciągły lub impulsowy. Przy pracy granicznej, tj. gdy prąd i_L (rys. 2.18) opada do zera tylko w chwilach $t = k \cdot T$ (dla $k = 0, 1, 2, \dots$), wartość średnia prądu i_L wynosi:

$$I_{Lgr(AV)} = \frac{1}{T} \int_0^T i_L dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_1} \frac{I_{Lgr(max)}}{t_1} \cdot t dt + \int_{t_1}^T \left(\frac{I_{Lgr(max)}}{t_1 - T} \cdot t - \frac{I_{Lgr(max)} \cdot T}{t_1 - T} \right) dt \right] =$$

$$\frac{1}{T} \left(\frac{I_{Lgr(max)}}{2t_1} \cdot t^2 \Big|_0^{t_1} + \frac{I_{Lgr(max)}}{2(t_1 - T)} \cdot t^2 \Big|_{t_1}^T - \frac{I_{Lgr(max)} \cdot T}{t_1 - T} \cdot t \Big|_{t_1}^T \right) = \frac{1}{2} I_{Lgr(max)}, \quad (2.66)$$

gdzie wartość maksymalna prądu i_L w trybie pracy granicznej określona jest zależnością:

$$I_{Lgr(max)} = \frac{u_L(t_1)}{L} \cdot t_{ON} = \frac{E}{L} \cdot t_{ON}. \quad (2.67)$$

Podstawiając (2.67) do (2.66) otrzymuje się wartość średnią prądu i_L w zależności od współczynnika wypełnienia γ :

$$I_{Lgr(AV)} = \frac{1}{2} I_{Lgr(max)} = \frac{E}{2L} \cdot t_{ON} = \frac{T \cdot U_{O(AV)}}{2L} \cdot \gamma(1 - \gamma). \quad (2.68)$$

Warto zauważyć, że prąd płynący przez dławik L jest jednocześnie prądem wejściowym. Dla układu wyidealizowanego, gdy moc wejściowa jest bezstratnie przekazywana do obciążenia $P_d = P_O$ czyli $E \cdot I_{L(AV)} = U_{O(AV)} \cdot I_{O(AV)}$ zależność pomiędzy prądami i napięciami w trybie pracy granicznej wynosi:

$$\frac{I_{O(AV)}}{I_{L(AV)}} = \frac{E}{U_{O(AV)}} = 1 - \gamma. \quad (2.69)$$

Przekształcając (2.69), można określić wartość średnią prądu granicznego wyjściowego:

$$I_{Ogr(AV)} = \frac{T \cdot U_{O(AV)}}{2L} \cdot \gamma(1 - \gamma)^2. \quad (2.70)$$

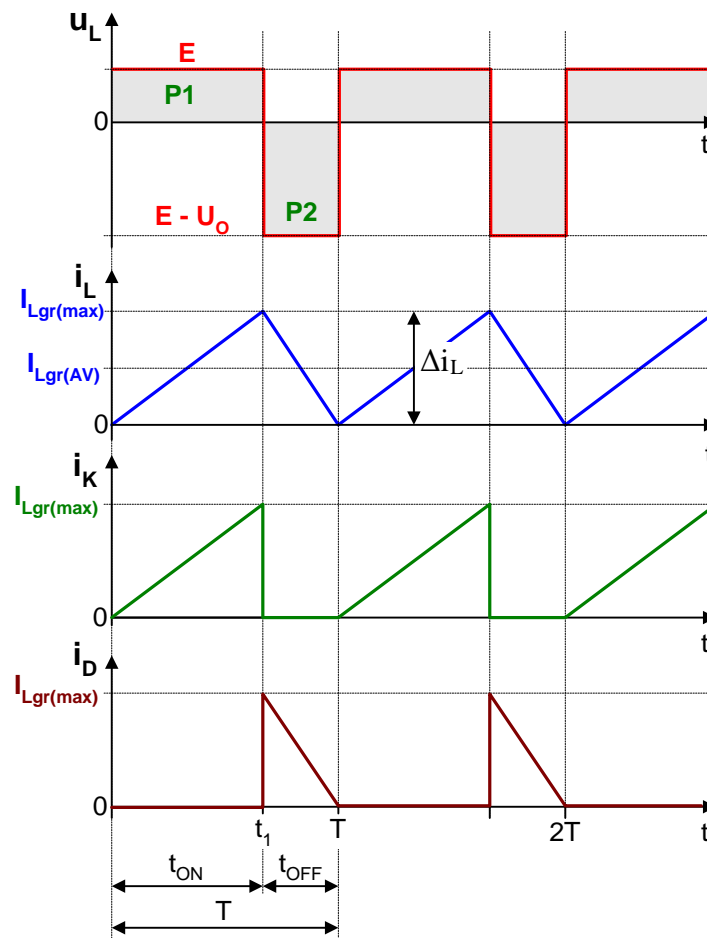
Na rysunku 2.19 przedstawiono zależność wartości średniej prądu dławika $I_{Lgr(AV)}$ (2.68) oraz wartości średniej prądu wyjściowego $I_{Ogr(AV)}$ (2.70). Można zauważyć, że prąd $I_{Lgr(AV)}$ osiąga wartość maksymalną dla $\gamma = 1/2$, natomiast $I_{Ogr(AV)}$ dla $\gamma = 1/3$. Wartości maksymalne dla tych prądów są określone zależnościami (2.71) i (2.72).

$$I_{Ogr(AV)} \left(\gamma = \frac{1}{3} \right) = I_{Ogr(AV)(max)} = \frac{2}{27} \cdot T \cdot U_{O(AV)} \quad (2.71)$$

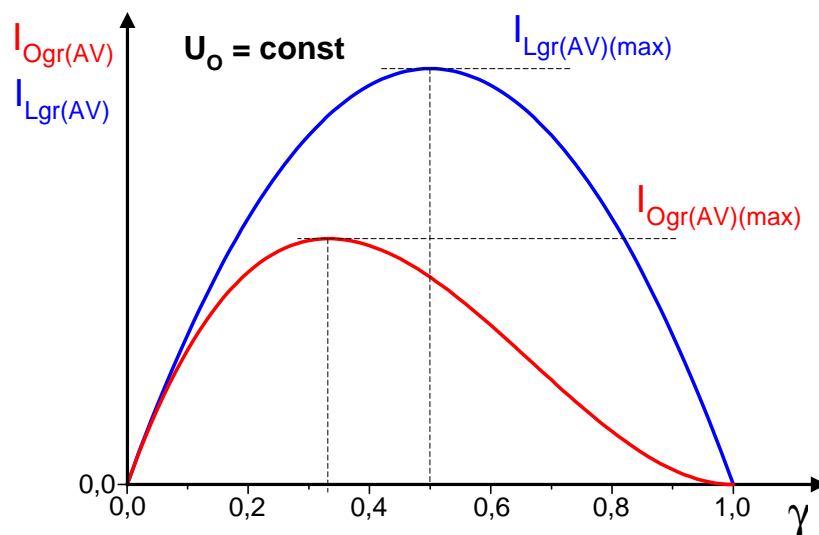
$$I_{Lgr(AV)} \left(\gamma = \frac{1}{2} \right) = I_{Lgr(AV)(max)} = \frac{T \cdot U_{O(AV)}}{8L}. \quad (2.72)$$

Zależności pomiędzy wartością średnią prądu wejściowego oraz indukcją dławika w funkcji współczynnika wypełnienia γ oraz wartościami maksymalnymi wyrażone są w postaci (2.73) oraz (2.74)

$$I_{Ogr(AV)} = \frac{27}{4} \cdot I_{Ogr(AV)(max)} \cdot \gamma(1 - \gamma)^2. \quad (2.73)$$



Rys. 2.18. Przebiegi napięcia na dławiku L, prądu płynącego przez dławik, prądu płynącego przez łącznik K oraz prądu diody w przekształtniku *Boost* w trybie pracy granicznej



Rys. 2.19. Charakterystyka $I_{Lgr(AV)}$ oraz $I_{Ogr(AV)}$ w zależności od współczynnika wypełnienia γ

$$I_{Lgr(AV)} = I_{Lgr(AV)(max)} \cdot \gamma (1 - \gamma) \quad (2.74)$$

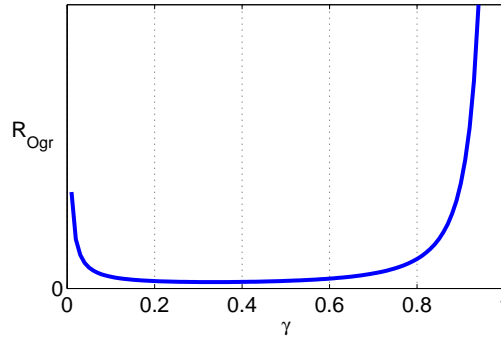
Tryb pracy układu zależy od jego parametrów oraz od obciążenia. W wielu przypadkach wartość mocy pobieranej przez obciążenie nie jest stała, dlatego korzystnie jest wyznaczyć wartość rezystancji granicznej R_{Ogr} , dla której przy stałych parametrach układu układ pracuje na granicy trybu pracy ciągłej i impulsowej. Jeżeli rezystancja obciążenia $R_O > R_{Ogr}$ układ będzie pracował w trybie pracy impulsowej.

$$R_{Ogr} = \frac{U_{O(AV)}}{I_O} = \frac{U_{Ogr(AV)}^2}{E \cdot I_{Lgr(AV)}} \quad (2.75)$$

Podstawiając zależność (2.68) do (2.75), można wyznaczyć wartość rezystancji granicznej:

$$R_{Ogr} = \frac{U_{Ogr(AV)}^2 \cdot 2L}{E^2 \cdot t_{ON}} = \frac{2L}{T \cdot \gamma(1 - \gamma)^2} = \frac{X_L}{\pi \cdot \gamma(1 - \gamma)^2} \quad (2.76)$$

gdzie: $X_L = 2 \cdot \pi f$, $f = 1/T$.



Rys. 2.20. R_{Ogr} w funkcji współczynnika wypełnienia γ

Analogicznie można wyznaczyć wartość graniczną indukcyjności dławika L_{gr} , dla której – przy zachowaniu pozostałych niezmiennych pozostałych parametrów – układ będzie pracował w trybie granicznym:

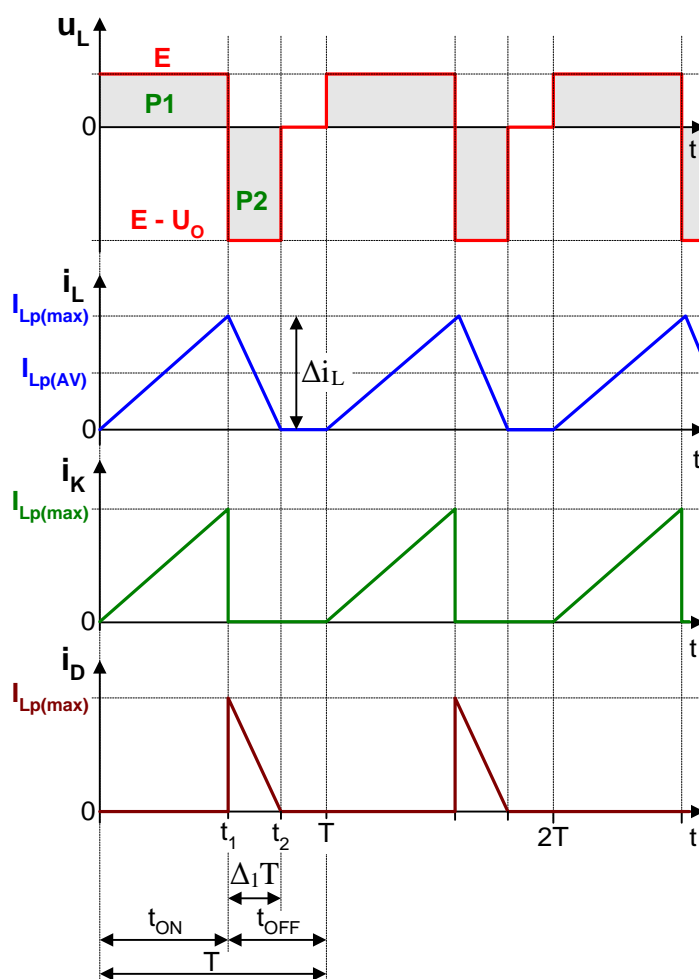
$$L_{gr} = \frac{(1 - \gamma)^2 \gamma R}{2f} \quad (2.77)$$

2.3.3 Tryb przerywany

W trybie pracy impulsowej prąd i_L osiąga wartość zero. Może tak się stać, gdy wartość średnia prądu obciążenia i_O i wejściowego i_L maleją, natomiast tętnienia prądu wejściowego Δi_L pozostają bez zmian. Jeżeli wartość rezystancji R_O wzrośnie na tyle, że prąd i_L spadnie do zera przed końcem okresu T w chwili $t = t_1 + \Delta_1 T$, jak pokazano na rysunku 2.21, układ będzie pracował w trybie pracy impulsowej.

Wartość średnia napięcia na dławiku w ciągu pełnego okresu powinna wynosić zero. Korzystając z tych warunków, można określić zależność pomiędzy napięciem zasilania E oraz wartością średnią napięcia wyjściowego dla trybu pracy impulsowej:

$$\frac{U_{O(AV)}}{E} = \frac{\Delta_1 + \gamma}{\Delta_1} \quad (2.78)$$



Rys. 2.21. Przebiegi napięcia na dławiku L, prądu płynącego przez dławik, prądu płynącego przez łącznik K oraz prądu diody w przekształtniku *Boost* w trybie pracy przerywanej

i analogicznie dla prądów (korzystając z warunku $P_I = P_O$):

$$\frac{I_{O(AV)}}{I_{Lp(AV)}} = \frac{\Delta_1}{\Delta_1 + \gamma}. \quad (2.79)$$

Wartość średnia prądu cewki wynosi:

$$\begin{aligned} I_{Lp(AV)} &= \frac{1}{T} \int_0^T i_L dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_1} \frac{I_{Lp(max)}}{t_1} \cdot t dt + \int_{t_1}^{t_2} \left(\frac{I_{Lp(max)}}{t_1 - t_2} \cdot t - \frac{I_{Lp(max)} \cdot t_2}{t_1 - t_2} \right) dt \right] \\ &= \frac{1}{T} \left(\frac{I_{Lp(max)}}{2t_1} \cdot t^2 \Big|_0^{t_1} + \frac{I_{Lp(max)}}{2(t_1 - t_2)} \cdot t^2 \Big|_{t_1}^{t_2} - \frac{I_{Lp(max)} \cdot t_2}{t_1 - t_2} \cdot t \Big|_{t_1}^{t_2} \right) = \frac{I_{Lp(max)}}{2T} \cdot t_2 = \\ &= \frac{I_{Lp(max)}}{2T} \cdot (\gamma T + \Delta_1 T) = \frac{I_{Lp(max)}}{2} \cdot (\gamma + \Delta_1). \end{aligned} \quad (2.80)$$

Analizując przebieg prądu i_L z rysunku 2.21, łatwo zauważyć że:

$$I_{Lp(AV)} = \frac{1}{2} I_{Lp(max)}. \quad (2.81)$$

Podstawiając (2.81) do (2.80), otrzymuje się ostatecznie:

$$I_{Lp(AV)} = \frac{E}{2L} \cdot t_{ON} \cdot (\gamma + \Delta_1) = \frac{E \cdot T}{2L} \cdot \gamma(\gamma + \Delta_1), \quad (2.82)$$

a korzystając z (2.79), można wyliczyć wartość średnią prądu wyjściowego:

$$I_{Op(AV)} = I_{Lp(AV)} \cdot \frac{\Delta_1}{\Delta_1 + \gamma} = \frac{E \cdot T \cdot \gamma \cdot \Delta_1}{2L} = \frac{E \cdot (1 - \gamma)\gamma \cdot T}{2L}. \quad (2.83)$$

Podstawiając (2.40) i (2.79) do (2.78), otrzymuje się:

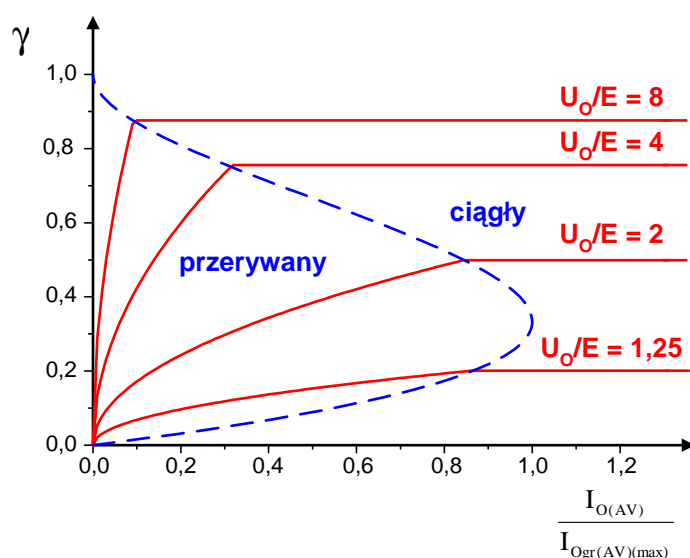
$$\frac{U_{O(AV)}}{E} = 1 + \frac{E \cdot \gamma^2 \cdot T}{2L \cdot I_{Op(AV)}}. \quad (2.84)$$

Teoretycznie wartość $U_{O(AV)}$ dąży do nieskończoności, gdy prąd $I_{Op(AV)}$ dąży do zera, w praktyce wielkości te ograniczone są przez wytrzymałość elementów układu, w szczególności elementów półprzewodnikowych oraz kondensatora wyjściowego i dlatego korzystne jest stosowanie dodatkowych zabezpieczeń uniemożliwiających wzrost napięcia powyżej wartości dopuszczalnych.

W celu utrzymania napięcia wyjściowego na stałym poziomie $I_{Op(AV)} = const$, korzystnie jest wyznaczyć wartość współczynnika wypełnienia γ , przekształcając równanie (2.83):

$$\begin{aligned} \gamma &= \frac{2L \cdot I_{Op(AV)}}{E \cdot T \cdot \Delta_1} = \sqrt{\frac{2L \cdot I_{Op(AV)}}{\frac{E^2 \cdot T}{U_{O(AV)} - E}}} = \sqrt{\frac{2L}{U_{O(AV)} \cdot T} \cdot \frac{I_{Op(AV)} \cdot (U_{O(AV)} - E) \cdot U_{O(AV)}}{E^2}} = \\ &= \sqrt{\frac{4}{27} \cdot \frac{I_{Op(AV)}}{I_{Ogr(AV)(max)}} \cdot \frac{U_{O(AV)}^2 - E \cdot U_{O(AV)}}{E^2}} = \sqrt{\frac{4}{27} \cdot \frac{I_{Op(AV)}}{I_{Ogr(AV)(max)}} \cdot \frac{U_{O(AV)}}{E} \cdot \left(\frac{U_{O(AV)}}{E} - 1\right)}. \end{aligned} \quad (2.85)$$

Na rysunku 2.22 przedstawiono charakterystykę sterowania $\gamma = f(I_{O(AV)}/I_{Ogr(AV)(max)})$ dla wybranych U_O/E , z uwzględnieniem trybów ciągłego, granicznego oraz impulsowego.



Rys. 2.22. Charakterystyka sterowania przekształtnika *Boost* dla $U_{O(AV)} = const$

2.3.4 Tętnienia napięcia wyjściowego

Analogicznie jak to zostało określone dla układu obniżającego napięcie – *Buck* (*), można oszacować tętnienia napięcia wyjściowego w przekształtniku *Boost*, analizując zmiany ładunku ΔQ gromadzonego w kondensatorze C.

$$\Delta u_O = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_{O(AV)} \cdot \gamma \cdot T}{C} = \frac{U_{O(AV)} \cdot \gamma \cdot T}{R \cdot C}. \quad (2.86)$$

Do wyznaczenia wartości bezwzględnej można wykorzystać zależność:

$$\frac{\Delta u_O}{U_{O(AV)}} = \frac{\gamma \cdot T}{RC} = \gamma \cdot \frac{T}{\tau} \quad (2.87)$$

gdzie $\tau = RC$ – stała czasowa obciążenia. Jak wynika z (2.87), zmniejszenie tętnień napięcia wyjściowego można osiągnąć poprzez zwiększenie stałej czasowej τ lub częstotliwości kluczkowania $f=1/T$.

2.3.5 Zadania

Zadanie 2.3

Dla przekształtnika *Boost* o parametrach $E = 12 \text{ V}$, $L = 5 \text{ mH}$, $C = 47 \mu\text{F}$, $t_{on} = 50 \mu\text{s}$, $U_{O(AV)} = 24 \text{ V}$, $R_O = 8 \Omega$ obliczyć: częstotliwość pracy, wartości średnie prądu źródła E oraz prądu obciążenia R_O , tętnienia prądu dławika L, maksymalną oraz minimalną wartość prądu dławika L, tętnienia napięcia wyjściowego w trybie pracy ciągłej oraz rezystancje w trybie granicznym

Częstotliwość pracy z ciągłym prądem dławika:

$$\frac{U_{O(AV)}}{E} = \frac{1}{1-\gamma} = \frac{1}{1-\frac{t_{ON}}{T}} = \frac{T}{T-t_{ON}}$$

$$T = \frac{-U_{O(AV)} \cdot t_{ON}}{E - U_{O(AV)}} \rightarrow T = 100 \mu\text{s} \quad f = \frac{1}{T} = \frac{1}{100 \mu\text{s}} = 10 \text{ kHz}$$

Wartości średnie prądu źródła E oraz obciążenia R_O :

$$I_{O(AV)} = \frac{U_{O(AV)}}{R_O} = \frac{24}{8} = 3 \text{ A}$$

$$I_{O(AV)} \cdot U_{O(AV)} = I_{E(AV)} \cdot E \rightarrow I_{E(AV)} = \frac{I_{O(AV)} \cdot U_{O(AV)}}{E} \rightarrow I_{E(AV)} = 6 \text{ A}$$

Tętnienia prądu dławika L (z rys. 2.17):

$$\Delta i_L = i_{L(\max)} - i_{L(\min)} = \frac{E}{L} \cdot t_{ON} \rightarrow \Delta i_L = \frac{12}{0.005} \cdot 50 \cdot 10^{-6} = 120 \text{ mA}$$

(*) Patrz 2.2.3. Tętnienia napięcia wyjściowego (str. 17)

Maksymalna oraz minimalna wartość prądu dławika L (z rys. 2.17):

$$I_{L(\min)} = I_{L(\text{AV})} + \frac{\Delta i_L}{2},$$

$$I_{L(\max)} = I_{L(\text{AV})} - \frac{\Delta i_L}{2}.$$

Ponieważ prąd źródła E jest tożsamy z prądem dławik L stąd $I_{L(\text{AV})} = I_{E(\text{AV})}$:

$$I_{L(\min)} = I_{E(\text{AV})} - \frac{\Delta i_L}{2} \rightarrow I_{L(\min)} = 6 - \frac{0.12}{2} = 5.94 \text{ A},$$

$$I_{L(\max)} = I_{E(\text{AV})} + \frac{\Delta i_L}{2} \rightarrow I_{L(\max)} = 6 + \frac{0.12}{2} = 6.06 \text{ A}.$$

Współczynnik wypełnienia:

$$\gamma = \frac{t_{ON}}{T} \rightarrow \gamma = \frac{50}{100} = 0.5.$$

Tętnienia napięcia wyjściowego ΔU_O dla $R_O = 8 \Omega$:

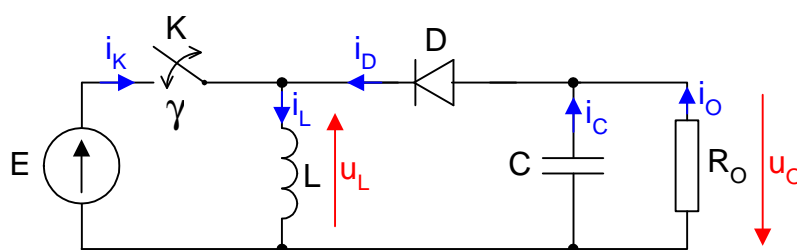
$$\Delta U_O = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{U_{O(\text{AV})} \cdot \gamma \cdot T}{R \cdot C} \rightarrow \Delta U_O = \frac{24 \cdot 0.5 \cdot 100 \cdot 10^{-6}}{8 \cdot 47 \cdot 10^{-6}} = 5.74 \text{ V}.$$

Rezystancja graniczna:

$$R_{Ogr} = \frac{U_{Ogr(\text{AV})}}{I_{Ogr(\text{AV})}} = \frac{U_{Ogr(\text{AV})}}{\frac{T \cdot U_{Ogr(\text{AV})} \cdot \gamma \cdot (1-\gamma)^2}{2L}} = \frac{2L}{T \cdot \gamma \cdot (1-\gamma)^2} = \frac{2 \cdot 0.005}{100 \cdot 10^{-6} \cdot 0.5 \cdot (1-0.5)^2} = 800 \Omega.$$

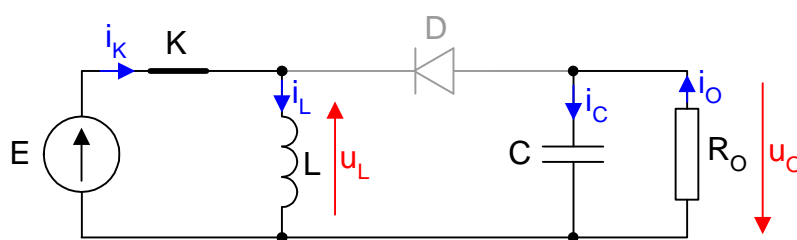
2.4 Buck-Boost

Schemat beztransformatorowego układu obniżająco-podwyższającego (*buck-boost*) przedstawiono na rys. 2.23. Układ ten pozwala na jednokierunkowy przepływ energii elektrycznej z obwodu prądu stałego do innego obwodu prądu stałego – w przypadku wyidealizowanym – o dowolnym napięciu wyjściowym $U_{O(AV)}$ – mniejszym, równym lub większym niż napięcie zasilania E . W przeciwieństwie do układu obniżającego i podwyższającego (*) napięcie na wyjściu jest spolaryzowane przeciwnie względem napięcia zasilania.



Rys. 2.23. Schemat układu obniżająco-podwyższającego napięcie stałe, przekształtnika *buck-boost*

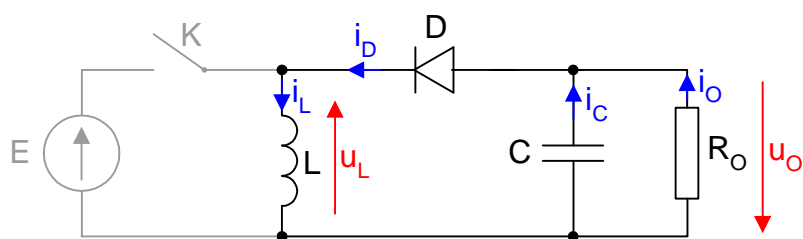
W czasie $t_{ON} = (k \cdot T, k \cdot T + t_1)$ dla $k=0,1,2,\dots$ łącznik energoelektroniczny K jest zamknięty. Energia ze źródła jest gromadzona w polu magnetycznym dławika L , natomiast do obciążenia dostarczana jest energia zgromadzona w polu elektrycznym kondensatora C , która została naładowana w poprzednich cyklach pracy. Schemat zastępczy dla czasu t_{ON} jest pokazany na rys. 2.24. Obciążenie układu jest reprezentowane przez układ R_O, C , chociaż w praktycznych zastosowaniach może przyjmować bardziej skomplikowaną formę np. układ przekształtnikowy lub maszyna prądu stałego.



Rys. 2.24. Schemat zastępczy układu dla czasu od 0 do t_1

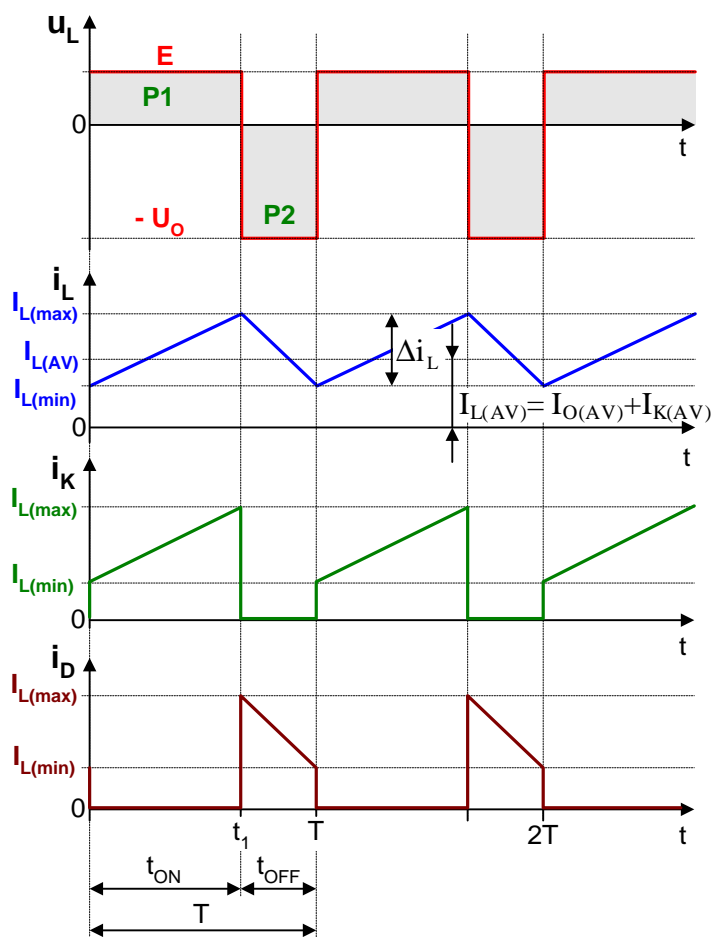
W czasie $t_{OFF} = (k \cdot T + t_1, k \cdot T + t_1 + t_{OFF})$ dla $k=0,1,2,\dots$ łącznik energoelektroniczny K jest otwarty i energia nie jest pobierana ze źródła E . Natomiast energia zgromadzona w dławiku L w czasie t_{ON} jest przekazywana do obciążenia R_O za pośrednictwem diody D , ładując jednocześnie kondensator C . Jeżeli czas $(k \cdot T + t_1 + t_{OFF}) = (k + 1)T$, układ pracuje w trybie pracy ciągłej, natomiast gdy $(k \cdot T + t_1 + t_{OFF}) < (k + 1)T$ w trybie pracy przerywanej.

(*) Patrz 2.2 i 2.3

Rys. 2.25. Schemat zastępczy układu dla czasu od t_1 do $t_1 + t_{OFF}$

2.4.1 Tryb pracy ciągłej

Charakterystyczne przebiegi prądów i napięć w przekształtniku buck-boost przedstawiono na rys. 2.26.

Rys. 2.26. Przebiegi napięcia na dławiku, prądu płynącego przez dławik, prądu płynącego przez łącznik K oraz prądu diody D w trybie pracy ciągłej

W czasie t_{ON} , gdy łącznik K jest zamknięty spadek napięcia na indukcyjności jest równy napięciu źródła $E(t) = U_L(t)$ (pomijając spadek napięcia na idealnym łączniku K , tj. $u_K = 0$). Prąd dławika natomiast narasta liniowo. W czasie t_{OFF} , gdy łącznik jest zamknięty, napięcie na dławiku $u_L(t) = -U_{O(AV)}$. Wartość średnia napięcia $U_{L(AV)}$ w okresie kluczkowania wynosi zero (ilość energii

gromadzona w polu magnetycznym cewki w przedziale t_{ON} powinna być równa energii oddanej przez cewkę w podokresie t_{OFF} .

$$U_{L(AV)} = \frac{1}{T} \int_0^T U_L(t) dt = 0 \Leftrightarrow \frac{1}{T} \int_0^{t_1} E dt + \frac{1}{T} \int_{t_1}^T (-U_{O(AV)}) dt = 0, \quad (2.88)$$

rozwiązując (2.88) otrzymuje się:

$$\begin{aligned} U_{L(AV)} &= \frac{1}{T} \cdot E \cdot t \Big|_0^{t_1} + \frac{1}{T} \cdot (-U_{O(AV)}) \cdot t \Big|_{t_1}^T = 0 \\ \Leftrightarrow \frac{1}{T} \cdot E \cdot t_1 + \frac{1}{T} \cdot (-U_{O(AV)}) \cdot (T - t_1) &= 0 \Leftrightarrow E \cdot \gamma - U_{O(AV)} + U_{O(AV)} \cdot \gamma = 0. \end{aligned} \quad (2.89)$$

Porządkując (2.89), otrzymuje się wzór na przekładnię układu obniżająco-podwyższającego w trybie pracy ciągłej:

$$\boxed{\frac{U_{O(AV)}}{E} = \frac{\gamma}{1 - \gamma}} \quad (2.90)$$

Na podstawie przebiegu prądu płynącego przez indukcyjność i_L (rys. 2.26) można stwierdzić, że wartość średnią tego prądu $I_{L(AV)}$ wynosi

$$I_{L(AV)} = \frac{1}{T} \cdot \left[T \cdot I_{L(\min)} + \frac{1}{2} \cdot T \cdot (I_{L(\max)} - I_{L(\min)}) \right] = \frac{I_{L(\max)} + I_{L(\min)}}{2} \quad (2.91)$$

Prąd diody w czasie t_{OFF} jest równy wartości średniej prądu obciążenia $I_{D(AV)} = I_{O(AV)}$, a jego wartość wynosi:

$$I_{D(AV)} = \frac{1}{T} \cdot \frac{I_{L(\max)} + I_{L(\min)}}{2} \cdot (T - t_1) = \frac{I_{L(\max)} + I_{L(\min)}}{2} \cdot (1 - \gamma) = I_{L(AV)} \cdot (1 - \gamma) = I_{O(AV)} \quad (2.92)$$

Przekształcając (2.92), można wyznaczyć zależność na wartość średnią prądu cewki $I_{L(AV)}$:

$$I_{L(AV)} = \frac{I_{O(AV)}}{1 - \gamma} = \frac{U_{O(AV)}}{R_O \cdot (1 - \gamma)} \quad (2.93)$$

Wartość minimalna prądu i_L wynosi:

$$I_{L(\min)} = I_{L(AV)} - \frac{1}{2} \cdot \Delta i_L \quad (2.94)$$

gdzie Δi_L można określić, rozwiązując II równanie Kirchhoffa dla układu w czasie t_{ON}

$$L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} = E \Leftrightarrow \frac{di_L(t)}{dt} = \frac{E}{L} \quad (2.95)$$

$$\frac{\Delta i_L(t)}{\Delta t} = \frac{E}{L} \Leftrightarrow \Delta i_L(t) = \frac{E}{L} \cdot t_1 = \frac{U_{O(AV)} \cdot \frac{1-\gamma}{\gamma} \cdot \gamma \cdot T}{L} = \frac{U_{O(AV)} \cdot (1-\gamma) \cdot T}{L} \quad (2.96)$$

Podstawiając (2.96) do (2.94), ostatecznie otrzymuje się wzór na wartość minimalną prądu i_L :

$$I_{L(\min)} = \frac{U_{O(AV)}}{R_O \cdot (1 - \gamma)} - \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{O(AV)} \cdot (1 - \gamma) \cdot T}{L} = U_{O(AV)} \cdot \left[\frac{1}{R_O \cdot (1 - \gamma)} - \frac{(1 - \gamma) \cdot T}{2L} \right] \quad (2.97)$$

Analogicznie można wyznaczyć wartość $I_{L(\max)}$:

$$I_{L(\max)} = U_{O(AV)} \cdot \left[\frac{1}{R_O \cdot (1 - \gamma)} + \frac{(1 - \gamma) \cdot T}{2L} \right]. \quad (2.98)$$

Prąd i_L w czasie $t \in (0, t_1)$ jest opisany równaniem:

$$i_L(t) = \frac{I_{L(\max)} - I_{L(\min)}}{t_1} \cdot t + I_{L(\min)}, \quad (2.99)$$

natomiast w czasie $t \in (t_1, T)$:

$$i_L(t) = \frac{I_{L(\max)} - I_{L(\min)}}{t_1 - T} \cdot t + \frac{I_{L(\min)} \cdot t_1 - I_{L(\max)} \cdot T}{t_1 - T}. \quad (2.100)$$

Jego wartość skuteczna zatem wynosi:

$$\begin{aligned} I_{L(RMS)} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{t_1} \left(\frac{I_{L(\max)} - I_{L(\min)}}{t_1} \cdot t + I_{L(\min)} \right)^2 dt +} \\ &\quad + \frac{1}{T} \int_{t_1}^T \left(\frac{I_{L(\max)} - I_{L(\min)}}{t_1 - T} \cdot t + \frac{I_{L(\min)} \cdot t_1 - I_{L(\max)} \cdot T}{t_1 - T} \right)^2 dt} \\ &= \sqrt{\frac{I_{L(\max)}^2 + I_{L(\max)} \cdot I_{L(\min)} + I_{L(\min)}^2}{3}}. \end{aligned} \quad (2.101)$$

Prąd płynący przez dławik w czasie $t \in (0, t_1)$ (2.99) jest jednocześnie prądem łącznika \mathbf{K} , który w pozostałym czasie równa się zero (rys. 2.26). Wartość średnią prądu $I_{K(AV)}$ można więc wyliczyć z zależności:

$$\begin{aligned} I_{K(AV)} &= \frac{1}{T} \int_0^{t_1} \left(\frac{I_{L(\max)} - I_{L(\min)}}{t_1} \cdot t + I_{L(\min)} \right) dt = \frac{I_{L(\max)} + I_{L(\min)}}{2} \cdot \gamma = \\ &= I_{L(AV)} \cdot \gamma = I_{O(AV)} \cdot \frac{\gamma}{1 - \gamma}. \end{aligned} \quad (2.102)$$

Natomiast wartość skuteczna prądu łącznika K wynosi:

$$\begin{aligned} I_{K(RMS)} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{t_1} \left(\frac{I_{L(\max)} - I_{L(\min)}}{t_1} \cdot t + I_{L(\min)} \right)^2 dt =} \\ &= \sqrt{\frac{\left(I_{L(\max)}^2 + I_{L(\max)} \cdot I_{L(\min)} + I_{L(\min)}^2 \right) \cdot \gamma}{3}}. \end{aligned} \quad (2.103)$$

Analogicznie, przebieg prądu diody można opisać równaniem (2.100), a jego całka za okres kluźowania jest wartością średnią prądu diody:

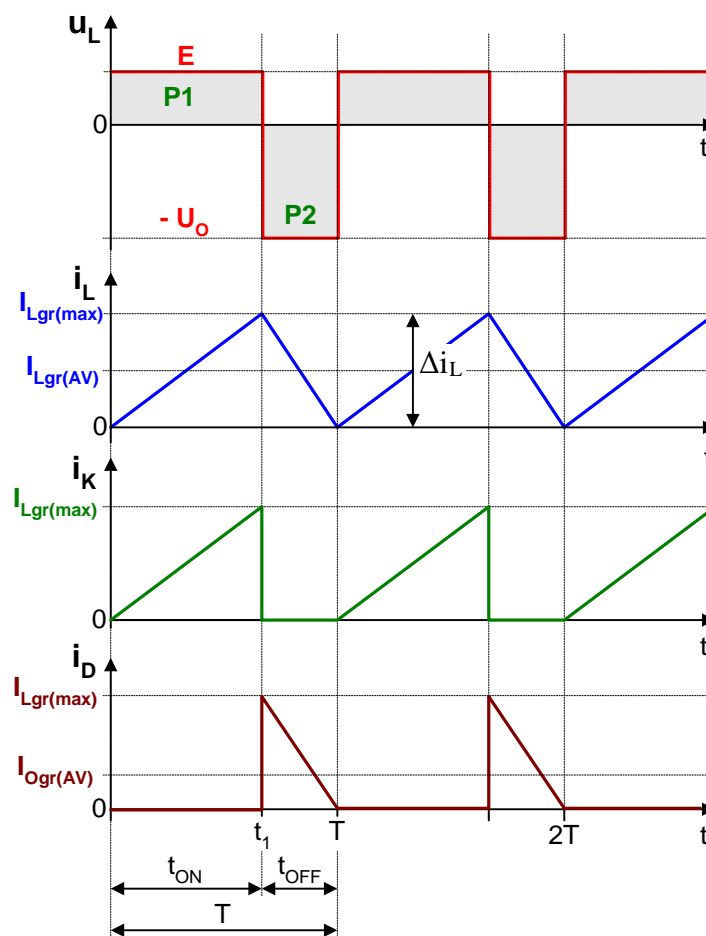
$$\begin{aligned} I_{D(AV)} &= \frac{1}{T} \int_{t_1}^T \left(\frac{I_{L(\max)} - I_{L(\min)}}{t_1 - T} \cdot t + \frac{I_{L(\min)} \cdot t_1 - I_{L(\max)} \cdot T}{t_1 - T} \right) dt = \\ &= \frac{I_{L(\max)} + I_{L(\min)}}{2} \cdot (1 - \gamma) = I_{L(AV)} \cdot (1 - \gamma) = I_{O(AV)}. \end{aligned} \quad (2.104)$$

Natomiast wartość skuteczna prądu diody wynosi:

$$I_{D(\text{RMS})} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_1}^T \left(\frac{I_{L(\text{max})} - I_{L(\text{min})}}{t_1 - T} \cdot t + \frac{I_{L(\text{min})} \cdot t_1 - I_{L(\text{max})} \cdot T}{t_1 - T} \right)^2 dt} = \sqrt{\frac{(I_{L(\text{max})}^2 + I_{L(\text{max})} \cdot I_{L(\text{min})} + I_{L(\text{min})}^2) \cdot (1 - \gamma)}{3}}. \quad (2.105)$$

2.4.2 Tryb graniczny

W trybie granicznym prąd płynący przez dławik osiąga wartość zero tylko na początku (i końcu) okresu przełączania (rys. 2.27), a wartość maksymalną w chwili wyłączenia łącznika K ($t = T_{ON}$). Wartość średnią tego prądu można wyliczyć na podstawie zależności (2.106) lub korzystając z własności, że jest to pole trójkąta $[(0,0) (t_{ON}, I_{Lgr(\text{max})}) (T,0)]$ podzielone przez czas T .



Rys. 2.27. Przebiegi napięcia na dławiku, prądu płynącego przez dławik, prądu płynącego przez łącznik K oraz prądu diody D w trybie granicznym

$$\begin{aligned}
 I_{Lgr(AV)} &= \frac{1}{T} \int_0^T i_L dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_1} \frac{I_{Lgr(max)}}{t_1} \cdot t dt + \int_{t_1}^T \left(\frac{I_{Lgr(max)}}{t_1 - T} \cdot t - \frac{I_{Lgr(max)} \cdot T}{t_1 - T} \right) dt \right] \\
 &= \frac{1}{T} \left(\frac{I_{Lgr(max)}}{2t_1} \cdot t^2 \Big|_0^{t_1} + \frac{I_{Lgr(max)}}{2(t_1 - T)} \cdot t^2 \Big|_{t_1}^T - \frac{I_{Lgr(max)} \cdot T}{t_1 - T} \cdot t \Big|_{t_1}^T \right) = \frac{1}{2} I_{Lgr(max)}.
 \end{aligned} \tag{2.106}$$

Ponieważ wartość maksymalną prądu i_L wynosi:

$$I_{Lgr(max)} = \frac{u_L(t_1)}{L} \cdot t_{ON} = \frac{E}{L} \cdot t_{ON}, \tag{2.107}$$

równanie (2.106) przyjmuje postać:

$$I_{Lgr(AV)} = \frac{1}{2} I_{Lgr(max)} = \frac{E}{2L} \cdot t_{ON} = \frac{T \cdot U_{O(AV)}}{2L} \cdot (1 - \gamma). \tag{2.108}$$

Można zauważyć, że wartość średnia prądu i_L jest sumą wartości średnich prądu wejściowego (łącznika) i_K oraz prądu obciążenia (diody) i_O

$$I_{L(AV)} = I_{K(AV)} + I_{O(AV)}, \tag{2.109}$$

gdzie wartość średnia prądu łącznika wynosi:

$$I_{K(AV)} = I_{Ogr(AV)} \cdot \frac{\gamma}{1 - \gamma}. \tag{2.110}$$

Przekształcając (2.109) i podstawiając (2.108) oraz (2.110)

$$I_{Ogr(AV)} = \frac{T \cdot U_{O(AV)}}{2L} \cdot (1 - \gamma) - I_{Kgr(AV)} = \frac{T \cdot U_{O(AV)}}{2L} \cdot (1 - \gamma) - I_{Ogr(AV)} \cdot \frac{\gamma}{1 - \gamma} \tag{2.111}$$

oraz porządkując

$$\frac{I_{Ogr(AV)}}{1 - \gamma} = \frac{T \cdot U_{O(AV)}}{2L} \cdot (1 - \gamma) \tag{2.112}$$

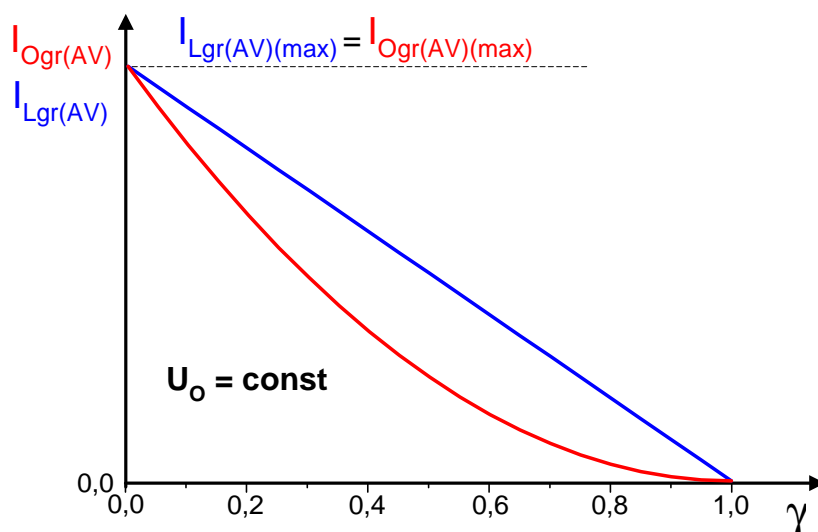
otrzymuje się zależność na wartość średnią prądu obciążenia

$$I_{Ogr(AV)} = \frac{T \cdot U_{O(AV)}}{2L} \cdot (1 - \gamma)^2 = I_{Lgr(AV)(max)} \cdot (1 - \gamma), \tag{2.113}$$

gdzie $I_{Lgr(AV)(max)}$ to teoretyczna maksymalna wartość średnia prądu i_L :

$$I_{Lgr(AV)}(\gamma = 0) = I_{Lgr(AV)(max)} = I_{Ogr(AV)(max)} = \frac{T \cdot U_{O(AV)}}{2L}. \tag{2.114}$$

Analizując powyższe zależności, można zauważyć, że wartość średnia prądu i_L zależy liniowo od wartości $(1 - \gamma)$, natomiast wartość średnia prądu obciążenia i_O parabolicznie (rys. 2.28).



Rys. 2.28. Zależność prądów $I_{Ogr(AV)}$ oraz $I_{Lgr(AV)}$ od współczynnika wypełnienia γ

2.4.3 Tryb pracy przerywanej

W trybie pracy przerywanej prąd płynący przez dławik wynosi zero w czasie $\Delta t = \Delta_1 T$, jak pokazano na rys. 2.29. Przekładnia napięciowa przetwornicy opisana jest zależnością:

$$\frac{U_{O(AV)}}{E} = \frac{\gamma}{\Delta_1} \quad (2.115)$$

Natomiast przekładnia prądowa (przy założeniu bezstratnej pracy układu – $P_d = P_o$):

$$\frac{I_{Op(AV)}}{I_{Kp(AV)}} = \frac{\Delta_1}{\gamma} \quad (2.116)$$

Wartość średnią prądu i_L można wyliczyć z równania:

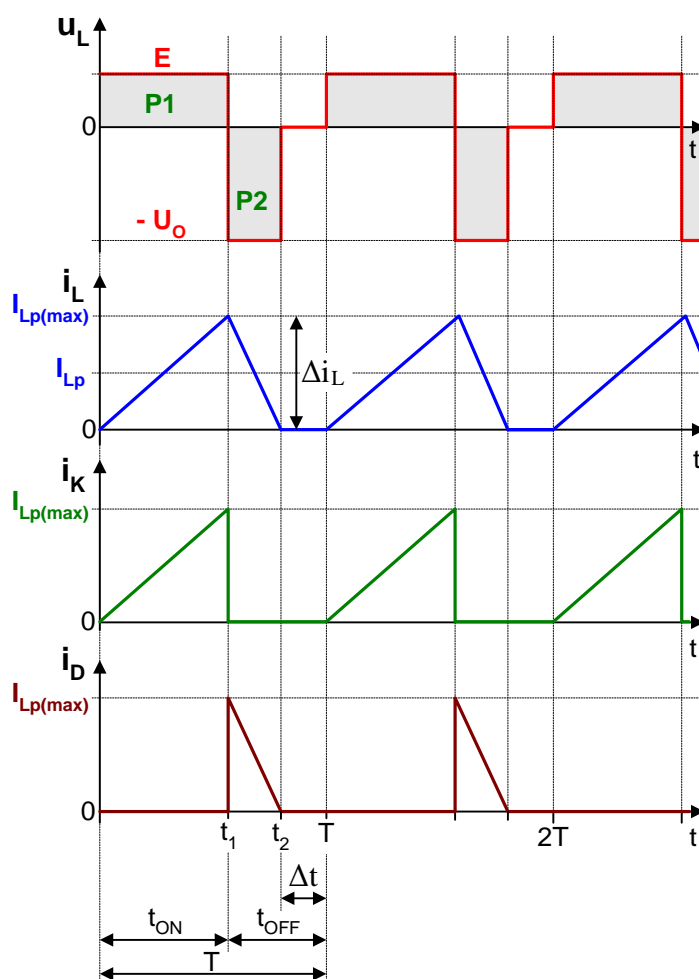
$$\begin{aligned} I_{Lp(AV)} &= \frac{1}{T} \int_0^T i_L dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_1} \frac{I_{Lp(\max)}}{t_1} \cdot t dt + \int_{t_1}^{t_2} \left(\frac{I_{Lp(\max)}}{t_1 - t_2} \cdot t - \frac{I_{Lp(\max)} \cdot t_2}{t_1 - t_2} \right) dt \right] \\ &= \frac{1}{T} \left(\frac{I_{Lp(\max)}}{2t_1} \cdot t^2 \Big|_0^{t_1} + \frac{I_{Lp(\max)}}{2(t_1 - t_2)} \cdot t^2 \Big|_{t_1}^{t_2} - \frac{I_{Lp(\max)} \cdot t_2}{t_1 - t_2} \cdot t \Big|_{t_1}^{t_2} \right) = \frac{I_{Lp(\max)}}{2T} \cdot t_2 \\ &= \frac{I_{Lp(\max)}}{2T} \cdot (\gamma T + \Delta_1 T) = \frac{I_{Lp(\max)}}{2} \cdot (\gamma + \Delta_1), \end{aligned} \quad (2.117)$$

gdzie wartość maksymalna prądu i_L w trybie pracy impulsowej określona jest zależnością:

$$I_{Lp(\max)} = \frac{E}{L} \cdot t_{ON}. \quad (2.118)$$

Podstawiając (2.118) do (2.117), otrzymuje się średni prąd indukcyjności L :

$$I_{Lp(AV)} = \frac{E}{2L} \cdot t_{ON} \cdot (\gamma + \Delta_1) = \frac{E \cdot T}{2L} \cdot \gamma \cdot (\gamma + \Delta_1). \quad (2.119)$$



Rys. 2.29. Przebiegi napięcia na dławiku, prądu płynącego przez dławik, prądu płynącego przez łącznik K oraz prądu diody D w trybie pracy przerywanej

Wartość średnia prądu obciążenia jest różnicą prądu i_L oraz i_K :

$$I_{Op(AV)} = I_{Lp(AV)} - I_{Kp(AV)} = I_{Lp(AV)} - I_{Op(AV)} \cdot \frac{\gamma}{\Delta_1} \quad (2.120)$$

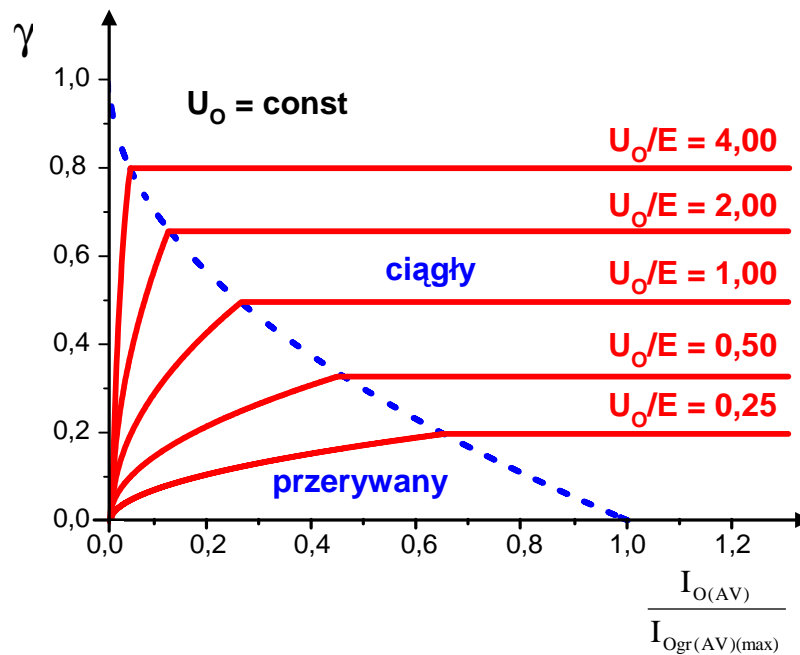
Porządkując (2.120) otrzymuje się wzór na wartość średnią prądu obciążenia (diody) w trybie pracy z impulsowym prądem indukcyjności:

$$I_{Op(AV)} = I_{Lp(AV)} \cdot \frac{\Delta_1}{\gamma + \Delta_1} = \frac{E \cdot T \cdot \gamma \cdot \Delta_1}{2L} \quad (2.121)$$

W celu utrzymania stałej wartości napięcia U_O przy zmiennym E , należy odpowiednio korygować wartość współczynnika wypełnienia γ . W trybie pracy z ciągłym prądem indukcyjności, wartość napięcia U_O zależy wyłącznie od γ . W trybie pracy z impulsowym prądem i_L na wartość napięcia wyjściowego U_O wpływa zarówno wartość γ , jak również wartość prądu obciążenia I_O . Do kontroli pracy układu przydatna jest znajomość charakterystyki współczynnika wypełnienia γ w funkcji wartości średniej prądu obciążenia odniesionej do wartości $I_{Ogr(AV)(max)}$ dla różnych wartości stosunku U_O/E .

Wykorzystując równania (2.121), (2.114) oraz (2.115), można określić charakterystykę sterowania przetwornicy obniżająco-podwyższającej napięcie dla różnych przekładni napięciowych U_O/E (rys. 2.30).

$$\gamma = \frac{U_{O(AV)}}{E} \cdot \sqrt{\frac{I_{Op(AV)}}{I_{Ogr(AV)(max)}}} \quad (2.122)$$



Rys. 2.30. Charakterystyki sterowania przekształtnika *buck-boost* dla $U_O = const$

2.4.4 Zadania

Zadanie 2.4

Wykreśl charakterystykę zależności rezystancji obciążenia R_O , dla której układ obniżający napięcie będzie pracował na granicy przewodzenia ciągłego i przerywanego przy $E = const$ w funkcji współczynnika wypełnienia γ .

Rezystancja obciążenia R_{Ogr} , dla której układ pracuje na granicy przewodzenia ciągłego i przerywanego, dana jest zależnością:

$$R_{Ogr} = \frac{U_{O(AV)}}{I_{O(AV)gr}}, \quad (2.123)$$

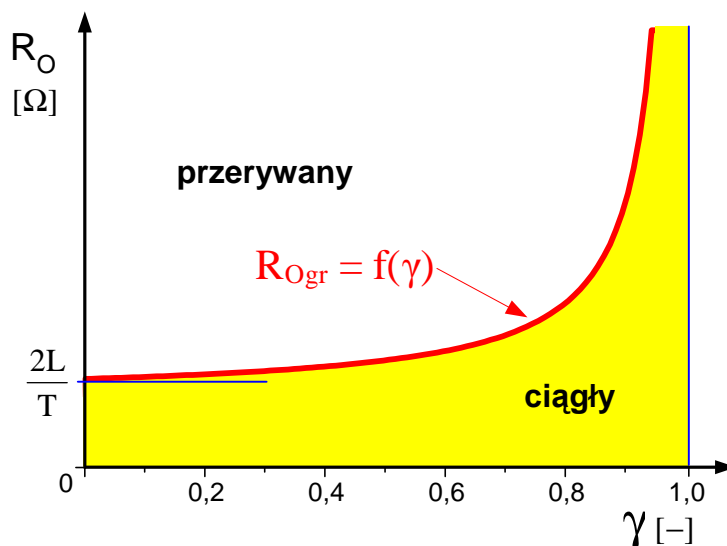
gdzie $I_{O(AV)gr}$ jest średnią wartością prądu obciążenia na granicy przewodzenia ciągłego i przerywanego:

$$I_{Ogr(AV)} = \frac{T \cdot U_{O(AV)}}{2L} (1 - \gamma)^2 \quad (2.124)$$

A zatem, podstawiając (2.124) do (2.123):

$$R_{Ogr} = \frac{2L}{T(1 - \gamma)^2} \quad (2.125)$$

Zależność (2.125) wskazuje, iż wartość rezystancji obciążenia, przy której układ będzie pracował w trybie pracy na granicy przewodzenia ciągłego i przerywanego zależy od okresu pracy przekształtnika T , współczynnika wypełnienia γ oraz indukcyjności L , nie zależy natomiast od wartości napięcia zasilającego E oraz pojemności C . Na rys. 2.31 przedstawiono charakterystykę $R_{Ogr} = f(\gamma)$ opisaną równaniem (2.125) dla stałej wartości T oraz L . Dla dowolnego współ-



Rys. 2.31. Charakterystyka $R_{Ogr} = f(\gamma)$

czynnika wypełnienia γ , (przy niezmiennych pozostałych parametrach układu) każda wartość rezystancji obciążenia R_O mniejsza od R_{Ogr} spowoduje wejście układu w tryb pracy z ciągłym prądem dławika L . Analogicznie, zwiększenie R_O ponad R_{Ogr} skutkować będzie pracą z prądem przerywanym.

Zadanie 2.5

Dla układu obniżająco-podwyższająco *buck-boost* o parametrach $E = 12$ V, $L = 5$ mH, $C = 47$ μ F, $f = 10$ kHz, $U_{O(AV)} = 18$ V, $R_O = 4$ Ω obliczyć współczynnik wypełnienia, czasy załączenia i wyłączenia łącznika, wartość średnią, minimalną, maksymalną oraz tętnienia prądu dławika L , tętnienia napięcia wyjściowego w trybie pracy ciągłej dla $R_O = 4$ Ω oraz rezystancję graniczną.

Współczynnik wypełnienia γ oraz czas włączenia t_{ON} oraz t_{OFF} łącznika w trybie pracy z ciągłym prądem dławika L :

$$\frac{U_{O(AV)}}{E} = \frac{\gamma}{1 - \gamma} \rightarrow \gamma = \frac{U_{O(AV)}}{E + U_{O(AV)}} \rightarrow \gamma = \frac{18}{18 + 12} = 0.6$$

$$t_{ON} = \gamma \cdot T \rightarrow t_{ON} = 0.6 \cdot 100 \cdot 10^{-6} = 60 \mu s$$

$$t_{OFF} = T - t_{ON} \rightarrow t_{OFF} = 40 \mu s$$

Wartości średnie prądu źródła E oraz obciążenia R_O :

$$I_{O(AV)} = \frac{U_{O(AV)}}{R_O} = \frac{18}{4} = 4.5 \text{ A}$$

$$I_{O(AV)} \cdot U_{O(AV)} = I_{E(AV)} \cdot E \rightarrow I_{E(AV)} = \frac{I_{O(AV)} \cdot U_{O(AV)}}{E} \rightarrow I_{E(AV)} = 6.75 \text{ A.}$$

Tętnienia prądu dławika L :

$$\Delta i_L = i_{L(\max)} - i_{L(\min)} = \frac{E}{L} \cdot t_{ON} \rightarrow \frac{12}{0.005} \cdot 60 \cdot 10^{-6} = 144 \text{ mA}$$

Średni prąd dławika (z rys. 2.26):

$$I_{L(AV)} = I_{E(AV)} + I_{O(AV)} \rightarrow I_{L(AV)} = 4.5 + 6.75 = 11.25 \text{ A.}$$

Maksymalna oraz minimalna wartość prądu i_L (z rys.2.26):

$$I_{L(\min)} = I_{L(AV)} - \frac{\Delta i_L}{2} \rightarrow I_{L(\min)} = 11.25 - \frac{0.144}{2} = 11.178 \text{ A}$$

$$I_{L(\max)} = I_{L(AV)} + \frac{\Delta i_L}{2} \rightarrow I_{L(\max)} = 11.25 + \frac{0.144}{2} = 11.322 \text{ A.}$$

Tętnienia napięcia wyjściowego ΔU_O dla $R_O = 4 \Omega$:

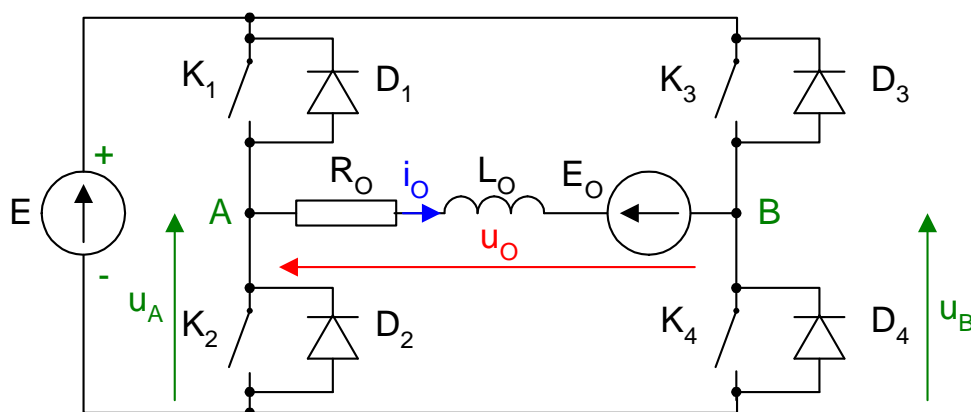
$$\Delta U_O = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{U_{O(AV)} \cdot \gamma \cdot T}{R \cdot C} \rightarrow \Delta U_O = \frac{18 \cdot 0.6 \cdot 100 \cdot 10^{-6}}{4 \cdot 47 \cdot 10^{-6}} = 3.2 \text{ V.}$$

Graniczna rezystancja obciążenia:

$$R_{O(gr)} = \frac{U_{Ogr(AV)}}{I_{Ogr(AV)}} = \frac{U_{Ogr(AV)}}{\frac{T \cdot U_{Ogr(AV)}(1-\gamma)^2}{2L}} = \frac{2L}{T \cdot (1-\gamma)^2} = \frac{2 \cdot 0.005}{100 \cdot 10^{-6} \cdot (1-0.6)^2} = 625 \Omega.$$

2.5 Układ mostkowy

Układ mostkowy (rys. 2.32) przekształtnika DC-DC obejmuje dwie gałęzie, na które składają się cztery łączniki energoelektroniczne $K_1 \div K_4$ (najczęściej są to tranzystory) oraz połączone z nimi równolegle i przeciwsobnie diody $D_1 \div D_4$ (tzw. diody zwrotne). Układ mostkowy umożliwia sterowanie wartości średniej oraz biegunowości napięcia wyjściowego u_O . Możliwa jest także praca z dwukierunkowym przepływem energii, tj. ze źródła zasilania E do obciążenia oraz w kierunku przeciwnym, co w efekcie prowadzi do tzw. pracy czterokwadrantowej układu. Z tego względu przekształtniki DC-DC o strukturze mostkowej znajdują najczęściej zastosowanie w układach napędowych z maszyną prądu stałego. W analizach teoretycznych taki rodzaj obciążenia jest zazwyczaj w uproszczeniu modelowany jako szeregowe połączenie rezystancji R_O , indukcyjności L_O oraz źródła napięcia stałego E_O .



Rys. 2.32. Układ mostkowy przekształtnika DC-DC

Pary łączników tworzące pojedynczą gałąź ($K_1 \div K_2$ oraz $K_3 \div K_4$) są naprzemiennie przełączane, stąd w gałęzi w danej chwili w stanie włączenia znajduje się tylko jeden łącznik. Ze względu na opóźnienie występujące w procesie wyłączenia rzeczywistego łącznika, jednoczesna zmiana stanu sygnałów sterujących parą łączników w gałęzi może doprowadzić do jednoczesnego przewodzenia obu łączników (K_1 oraz K_2 lub K_3 oraz K_4), gdyż proces włączania łącznika obejmuje krótszy czas niż proces jego wyłączenia, co w efekcie będzie skutkowało zwarcie źródła zasilania E . Zjawisko to jest eliminowane w rzeczywistych układach poprzez wprowadzenie w układzie sterowania tranzystorami opóźnienia sygnałów włączających tzw. czasu martwego (ang. *dead time*). Czas martwy jest zależny od typu zastosowanych tranzystorów i waha się od ułamków mikrosekund do dziesiątek mikrosekund. W niniejszym skrypcie przyjęto idealne modele łączników (czas włączania i wyłączenia jest nieskończenie krótki), stąd wszelkie zjawiska wynikające z czasu martwego w rzeczywistych aplikacjach nie będą rozpatrywane.

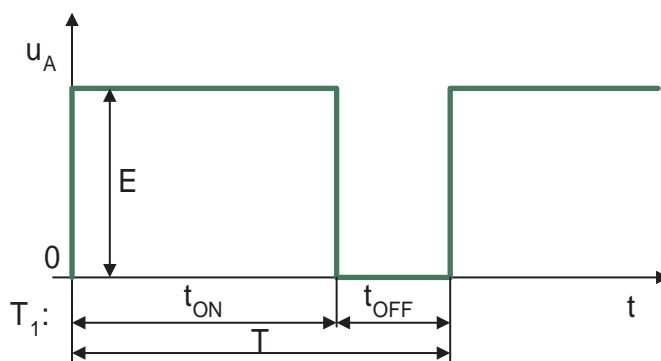
W zależności od stanu łączników wartość napięcia u_A (rys. 2.32) wynosi:

- $u_A = E$, jeśli K_1 jest włączony oraz K_2 wyłączony,
- $u_A = 0$, jeśli K_1 jest wyłączony oraz K_2 włączony.

Przyjmując parametr t_{ON} jako czas, w którym łącznik K_1 pozostaje w stanie przewodzenia oraz t_{OFF} jako czas trwania stanu blokowania (rys. 2.33), wartość średnia napięcia u_A wynosi:

$$U_{A(AV)} = \frac{1}{T} \int_0^T u_A(t) dt = \frac{E \cdot t_{ON} + 0 \cdot t_{OFF}}{T} \quad (2.126)$$

Analogicznie można wyprowadzić zależność na wartość średnią napięcia u_B . Napięcie wyjściowe u_O stanowi różnicę napięć u_A oraz u_B , stąd wartość średnia $U_{O(AV)} = U_{A(AV)} - U_{B(AV)}$ jest zależna od czasu trwania podokresów, w których łączniki K_1 oraz K_3 pozostają w stanie przewodzenia.



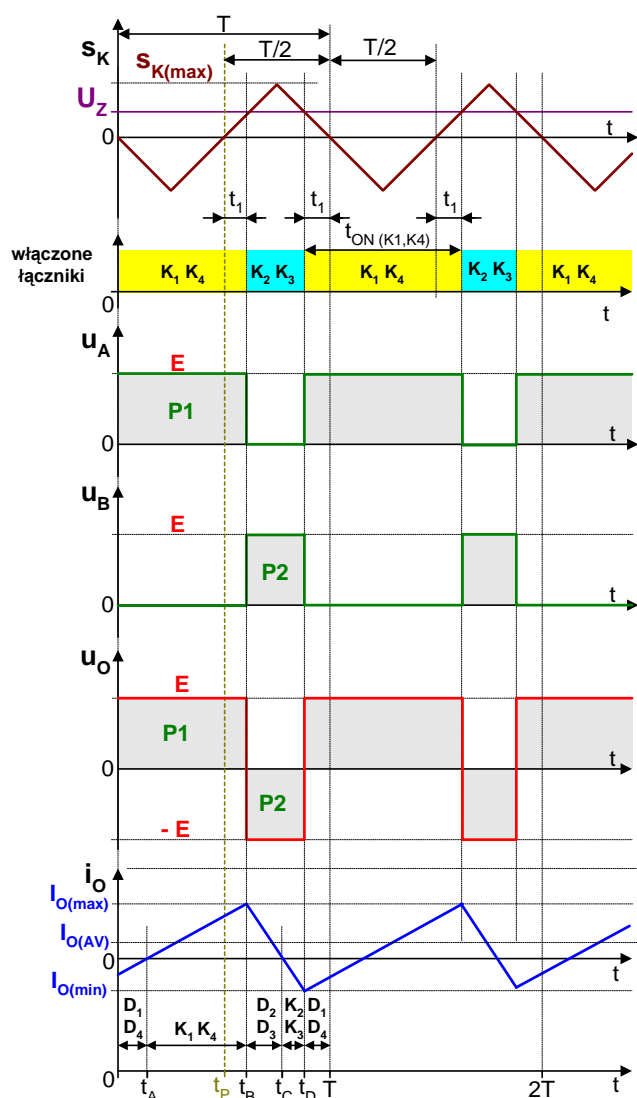
Rys. 2.33. Przebieg napięcia u_A

Dzięki odpowiednim strategiom sterowania, napięcie wyjściowe u_O w przekształtnikach mostkowych może mieć charakter bipolarny lub unipolarny. W przypadku strategii sterowania z bipolarnym napięciem wyjściowym u_O pary łączników $K_1 \div K_4$ oraz $K_2 \div K_3$ są przełączane naprzemiennie, natomiast w przypadku strategii sterowania z unipolarnym napięciem u_O łączniki w jednej gałęzi są przełączane niezależnie od stanu łączników tworzących drugą gałąź.

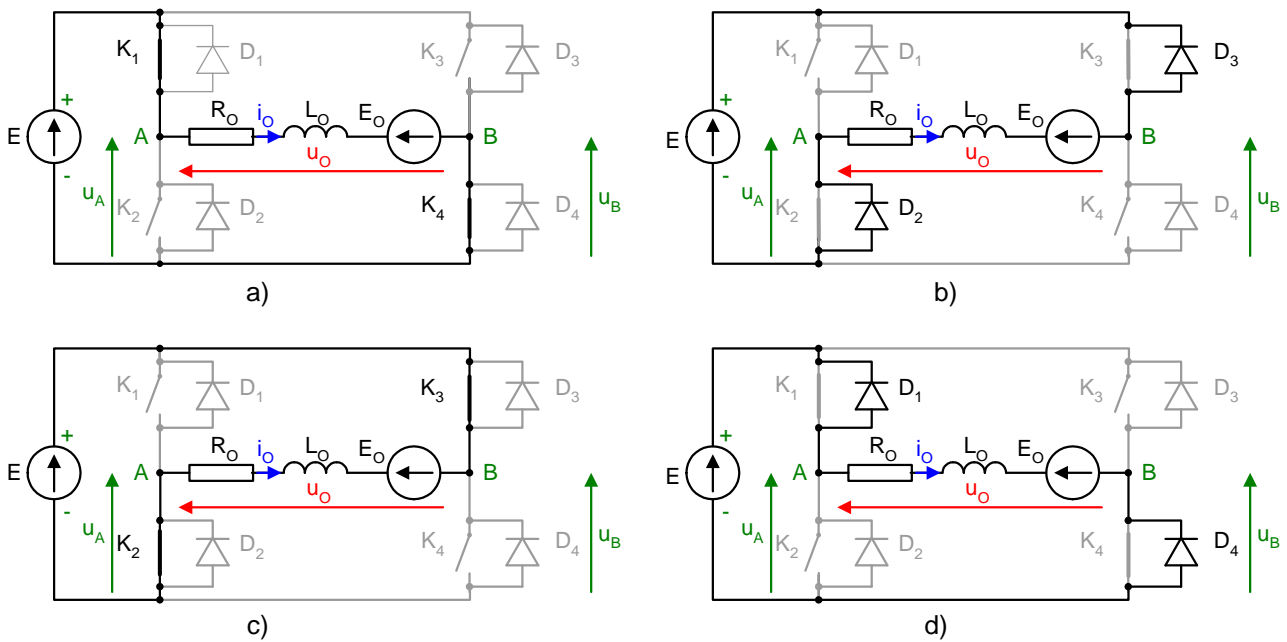
2.5.1 Strategia bipolarna

W przypadku sterowania przekształtnikiem w oparciu o strategię bipolarną, pary łączników $K_1 \div K_4$ oraz $K_2 \div K_3$ traktowane są jako jeden łącznik przełączany naprzemiennie. W jednej gałęzi w dowolnej chwili tylko jeden z łączników pozostaje w stanie przewodzenia. Przełączenia łączników są wyznaczone w oparciu o uproszczoną modulację PWM (porównanie w komparatorze sygnału trójkątnego S_K (tzw. sygnał nośny) ze stałym sygnałem modulującym (zadany) U_Z przy czym, jeśli $U_Z > S_K$, włączona jest para łączników $K_1 \div K_4$, natomiast, jeśli $U_Z < S_K$ w stanie włączenia znajduje się para $K_2 \div K_3$ (rys. 2.34). Napięcie wyjściowe u_O cyklicznie przyjmuje wartość $+E$ lub $-E$ (charakter bipolarny przebiegu). Analogicznie, przebieg prądu obciążenia i_O ma charakter zmienny w granicach $I_{O(max)} \div I_{O(min)}$, przy czym ze względu na obecność w obciążeniu indukcyjności (obciążeniem jest np. maszyna elektryczna prądu stałego), prąd i_O ma charakter ciągły. Obecność indukcyjności obciążenia L_O przeciwdziała gwałtownym zmianom prądu, stąd zmiana biegunowości napięcia u_O w chwilach t_B oraz t_D związana z przełączeniem par łączników nie pociąga za sobą natychmiastowej zmiany biegunowości prądu obciążenia (rys. 2.34). W efekcie, w podokresach obejmujących przedziały czasu $0 \div t_A$, $t_B \div t_C$ oraz $t_D \div T$ biegunowość prądu i_O jest przeciwna względem biegunowości napięcia u_O . Jednocześnie należy zauważyć, iż przepływ

prądu przez łączniki w stanie włączenia może odbywać się tylko i wyłącznie w jednym kierunku, stąd, mimo iż w podokresach $0 \div t_A$, $t_B \div t_C$ oraz $t_D \div T$, odpowiednie pary łączników znajdują się w stanie włączenia, ze względu na przeciwną biegunowość prądu obciążenia w stosunku do kierunku prądu przewodzonego przez łączniki, przewodzenie i_O przejmują diody (rys. 2.35). Łączniki przejmują przewodzenie prądu obciążenia w chwilach t_A oraz t_C , w których następuje zmiana kierunku przepływu prądu obciążenia. W przypadku zastosowania obciążenia o charakterze czysto rezystancyjnym, całość prądu obciążenia o przebiegu odzwierciedlającym napięcie u_O będą przewodzić wyłącznie pary łączników – podokresy $0 \div t_A$, $t_B \div t_C$ oraz $t_D \div T$ wówczas nie wystąpią. Cykliczne zmiany biegunowości prądu obciążenia wymuszają zastosowanie źródła zasilania umożliwiającego dwukierunkowy przepływ prądu – najczęściej w aplikacjach rzeczywistych jest to realizowane poprzez połączenie równoległe źródła zasilania o charakterze napięciowym z kondensatorem o odpowiednio dużej pojemności ($\approx mF$) lub opornika włączanego za pomocą łącznika.



Rys. 2.34. Przebiegi napięć i prądu obciążenia przy zastosowaniu strategii sterowania z bipolarnym napięciem wyjściowym u_O



Rys. 2.35. Podokresy pracy mostkowego przekształtnika DC-DC sterowanego wg strategii z bipolarnym napięciem wyjściowym u_o

a) $t_A \div t_B$ b) $t_B \div t_C$ c) $t_C \div t_D$ d) $0 \div t_A$ oraz $t_D \div T$

Sygnal modulujący (trójkątny) w podokresie $t \in (t_P, t_P + T/4)$ opisany jest zależnością:

$$S_K(t) = \frac{U_Z}{t_1}t - \frac{t_P \cdot U_Z}{t_1} \quad (2.127)$$

Ponieważ w chwili $t_P + T/4$ wartość sygnału nośnego osiąga $S_K(t_P + T/4) = S_{K(\max)}$, stąd czas t_1 wynosi:

$$t_1 = \frac{U_Z \cdot T}{4 \cdot S_{K(\max)}}. \quad (2.128)$$

Czas $t_{ON(K_1, K_4)}$ dla pary łączników ($K_1 \div K_4$) wynosi:

$$t_{ON(K_1, K_4)} = 2 \cdot t_1 + \frac{T}{2} = \frac{U_Z \cdot T}{2 \cdot S_{K(\max)}} + \frac{T}{2} = \frac{T}{2} \left(1 + \frac{U_Z}{S_{K(\max)}} \right). \quad (2.129)$$

Współczynnik wypełnienia $\gamma_{(K_1, K_4)}$ dla pary łączników $K_1 \div K_4$ wynosi:

$$\gamma_{(K_1, K_4)} = \frac{t_{ON(K_1, K_4)}}{T} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{U_Z}{S_{K(\max)}} \right). \quad (2.130)$$

Ponieważ podokres, w którym łączniki $K_2 \div K_3$ znajdują się w stanie przewodzenia określony jest zależnością:

$$t_{ON(K_2, K_3)} = T - t_{ON(K_1, K_4)} = \frac{T}{2} \left(1 - \frac{U_Z}{S_{K(\max)}} \right), \quad (2.131)$$

stąd współczynnik wypełnienia dla pary tranzystorów $K_2 \div K_3$ wynosi:

$$\gamma_{(K_2, K_3)} = \frac{t_{ON(K_2, K_3)}}{T} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{U_Z}{S_{K(\max)}} \right) = 1 - \gamma_{(K_1, K_4)} \quad (2.132)$$

Wartość średnia napięcia $U_{O(AV)}$ stanowi różnicę wartości średnich napięć $U_{A(AV)}$ oraz $U_{B(AV)}$, a zatem korzystając z zależności (2.126):

$$U_{O(AV)} = U_{A(AV)} - U_{B(AV)} = \gamma_{(K_1, K_4)} \cdot E - \gamma_{(K_2, K_3)} \cdot E = (2 \cdot \gamma_{(K_1, K_4)} - 1) \cdot E. \quad (2.133)$$

Należy zauważyć, iż wartość średnia napięcia wyjściowego u_O opisana liniową zależnością (2.133) zmienia się w zależności od współczynnika wypełnienia $\gamma_{(K_1, K_4)}$ w zakresie $-E \div +E$ w sposób niezależny od prądu obciążenia i_O . Przyjmując, iż $E/S_{K(max)} = W_K = const$, a następnie podstawiając zależność (2.130) do (2.133), wartość średnia napięcia wyjściowego u_O :

$$U_{O(AV)} = \frac{U_Z}{S_{K(max)}} \cdot E = W_K \cdot U_Z. \quad (2.134)$$

Wartość średnia napięcia wyjściowego u_O jest funkcją liniową zależną od sygnału modulującego (zadanego) U_Z i jednocześnie nie zależy od wartości prądu obciążenia i_O . Należy jednakże zauważyć, iż zastosowanie w rzeczywistych aplikacjach czasu martwego skutkuje wprowadzeniem do zależności (2.134) dodatkowych nieliniowości. Dla poprawnego funkcjonowania przekształtnika wartość U_Z powinna zawierać się w przedziale $-S_{K(max)} \leq U_Z \leq S_{K(max)}$, umożliwiając tym samym płynną regulację wartości $U_{O(AV)}$ w granicach od $-E$ do $+E$. Analogicznie jak w przypadku napięcia wyjściowego, wartość średnia prądu wyjściowego może przyjmować zarówno wartości dodatnie, jak i ujemne, umożliwiając tym samym pracę silnikową lub prądnicową gdy obciążeniem jest silnik prądu stałego.

Wartość skuteczna napięcia wyjściowego u_O wynosi:

$$U_{O(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (u_O)^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(\int_0^{t_1+T/2} E^2 dt + \int_{t_1+T/2}^T (-E)^2 dt \right)} = E. \quad (2.135)$$

Współczynnik kształtu napięcia wyjściowego FF w przypadku strategii bipolarnej określony jest jako stosunek wartości skutecznej do wartości średniej:

$$FF_{(bip)} = \frac{U_{O(RMS)}}{U_{O(AV)}} = \frac{E}{(2 \cdot \gamma_{(K_1, K_4)} - 1) \cdot E} = \frac{1}{(2 \cdot \gamma_{(K_1, K_4)} - 1)}. \quad (2.136)$$

Współczynnik pulsacji napięcia u_O :

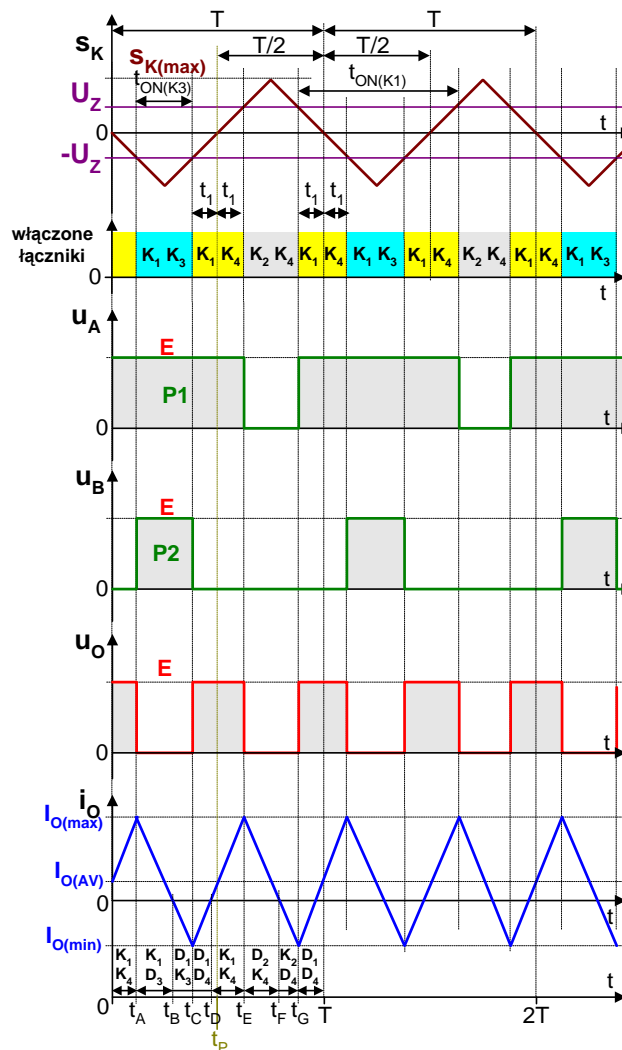
$$RF_{(bip)} = \frac{\sqrt{U_{O(RMS)}^2 - U_{O(AV)}^2}}{U_{O(AV)}} = \frac{\sqrt{E^2 - [(2 \cdot \gamma_{(K_1, K_4)} - 1) \cdot E]^2}}{(2 \cdot \gamma_{(K_1, K_4)} - 1) \cdot E} = \frac{2\sqrt{\gamma_{(K_1, K_4)} - \gamma_{(K_1, K_4)}^2}}{2 \cdot \gamma_{(K_1, K_4)} - 1}. \quad (2.137)$$

2.5.2 Strategia unipolarna

W przypadku sterowania przekształtnikiem w oparciu o strategię unipolarną, w przeciwieństwie do strategii z bipolarnym napięciem u_O , przełączanie kluczy w jednej gałęzi przekształtnika odbywa się niezależnie od stanu łączników w gałęzi drugiej. W efekcie, w przebiegu napięcia u_O pojawiają się przedziały, w których napięcie to wynosi zero, a sam przebieg u_O ma charakter

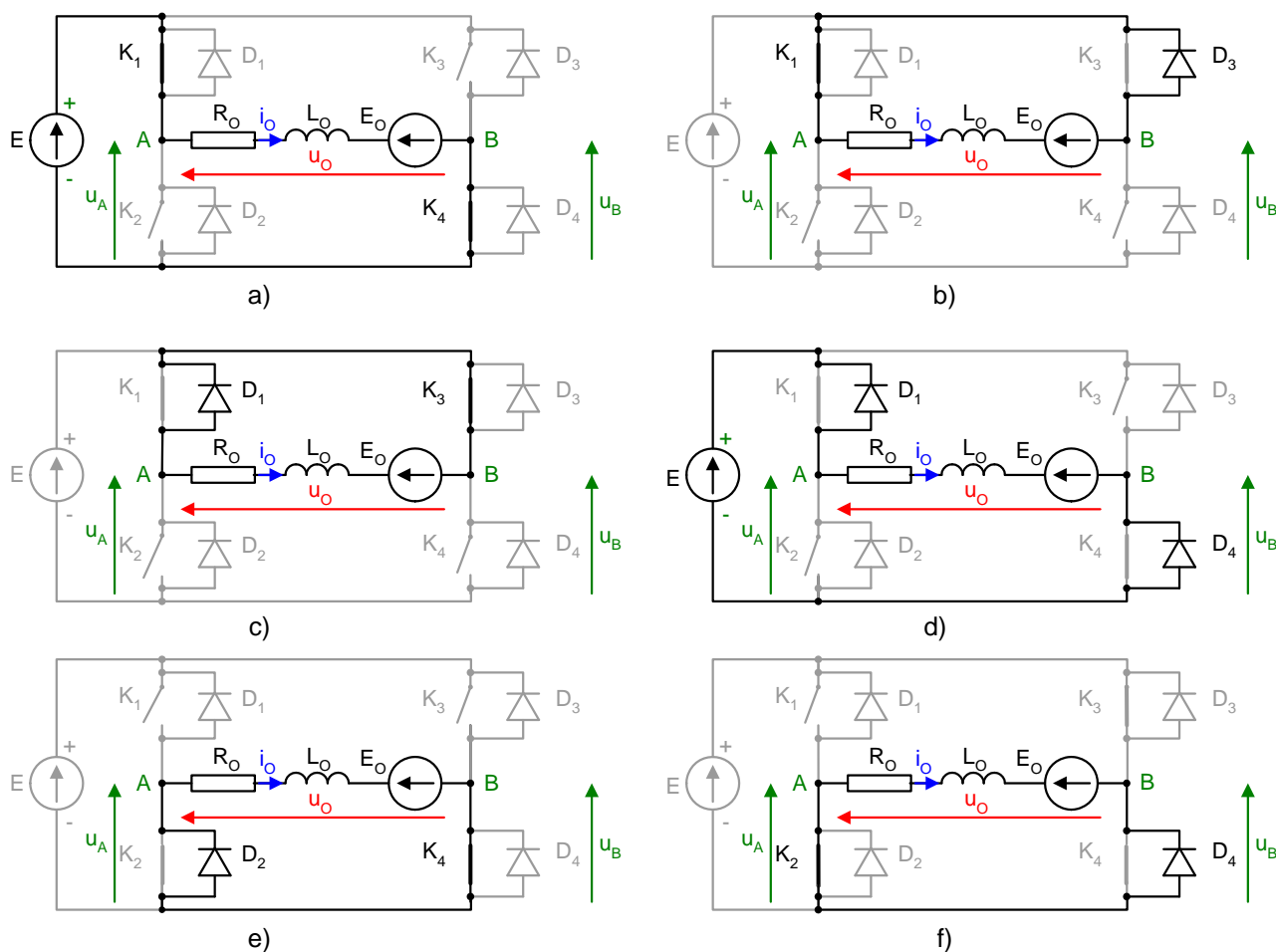
unipolarny (rys. 2.36). Warunkiem wystąpienia przedziału, w którym $u_O = 0$ jest jednoczesne włączenie łączników K_1 oraz K_3 lub K_2 oraz K_4 . Momenty przełączeń łączników są wyznaczane w oparciu o komparację nośnego sygnału trójkątnego S_K z dwoma stałymi sygnałami, których poziomy odpowiadaają wartościom U_Z oraz $-U_Z$ przy czym:

- K_1 znajduje się w stanie włączenia jeśli sygnał nośny $S_K < U_Z$,
- K_3 znajduje się w stanie włączenia jeśli $S_K < -U_Z$.



Rys. 2.36. Przebiegi napięć i prądu obciążenia przy zastosowaniu strategii sterowania z unipolarnym napięciem wyjściowym u_O

Analogicznie jak w przypadku sterowania z bipolarnym u_O , ze względu na obecność indukcyjności obciążenia L_O , w okresie pracy przekształtnika można wyróżnić przedziały, w których prąd obciążenia (o charakterze dwubiegunowym) jest przewodzony wyłącznie przez tranzystory lub diody, przy czym w przypadku strategii z unipolarnym u_O dodatkowo występują przedziały czasu, w których prąd i_O jest przewodzony przez diodę w jednej gałęzi oraz tranzystor w gałęzi



Rys. 2.37. Podokresy pracy mostkowego przekształtnika DC-DC sterowanego wg strategii z unipolarnym napięciem wyjściowym u_O

a) $0 \div t + A, t_D \div t_E$ b) $t_A \div t_B$ c) $t_B \div t_C$ d) $t_C \div t_D, t_G \div T$ e) $t_E \div t_F$ f) $t_F \div t_G$

drugiej (rys. 2.37). W efekcie liczba możliwych stanów przekształtnika przy strategii sterowania z unipolarnym u_O wynosi 6.

Napięcie u_A przyjmują wartość równą E w podokresie $t \in (t_{ON(K_1)})$, w którym łącznik K_1 znajduje się w stanie przewodzenia:

$$t_{ON(K_1)} = 2 \cdot t_1 + \frac{T}{2} = \frac{U_Z \cdot T}{2 \cdot S_{K(\max)}} + \frac{T}{2} = \frac{T}{2} \left(1 + \frac{U_Z}{S_{K(\max)}} \right) \quad (2.138)$$

Współczynnik wypełnienia $\gamma_{(K_1)}$ dla łącznika K_1 opisany jest zależnością:

$$\gamma_{(K_1)} = \frac{t_{ON(K_1)}}{T} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{U_Z}{S_{K(\max)}} \right) \quad (2.139)$$

Analogicznie napięcie u_B wynosi E w podokresie $t_{ON(K_3)}$, w którym łącznik K_3 znajduje się w stanie przewodzenia:

$$t_{ON(K_3)} = \frac{T}{2} - 2 \cdot t_1 = \frac{T}{2} - \frac{U_Z \cdot T}{2 \cdot S_{K(\max)}} = \frac{T}{2} \left(1 - \frac{U_Z}{S_{K(\max)}} \right) \quad (2.140)$$

Współczynnik wypełnienia $\gamma_{(K_3)}$ dla łącznika K_3 :

$$\gamma_{(K_3)} = \frac{t_{ON(K_3)}}{T} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{U_Z}{S_{K(\max)}} \right) = 1 - \gamma_{(K_1)}. \quad (2.141)$$

Wartość średnia napięcia wyjściowego u_O :

$$U_{O(AV)} = U_{A(AV)} - U_{B(AV)} = \gamma_{(K_1)} \cdot E - \gamma_{(K_3)} \cdot E = (2 \cdot \gamma_{(K_1)} - 1) \cdot E. \quad (2.142)$$

Przyjmując, że $E/S_{K(\max)} = WK = const$:

$$U_{O(AV)} = \frac{U_Z}{S_{K(\max)}} \cdot E = W_K \cdot U_Z. \quad (2.143)$$

Wartość średnia napięcia u_O opisana jest zatem w identyczny sposób jak w przypadku strategii sterowania z bipolarnym napięciem wyjściowym i również nie zależy od prądu obciążenia i_O . Należy jednak zauważyć, iż w przypadku strategii unipolarnej, przy zachowaniu tej samej częstotliwości sygnału nośnego, częstotliwość przełączeń kluczy jest dwukrotnie wyższa niż w przypadku sterowania z bipolarnym napięciem wyjściowym.

Wartość skuteczna napięcia wyjściowego u_O przy sterowaniu z unipolarnym napięciem wyjściowym wynosi:

$$\begin{aligned} U_{O(RMS)} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (u_{O(t)})^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(\int_0^{t_1} E^2 dt + \int_{\frac{T}{2}-t_1}^{\frac{T}{2}} E^2 dt \right)} = \sqrt{\frac{4t_1 E^2}{T}} = \\ &= \sqrt{\frac{U_Z \cdot T}{4 \cdot S_{K(\max)}} \cdot \frac{4E^2}{T}} = E \cdot \sqrt{2 \cdot \gamma_{(K_1)} - 1}. \end{aligned} \quad (2.144)$$

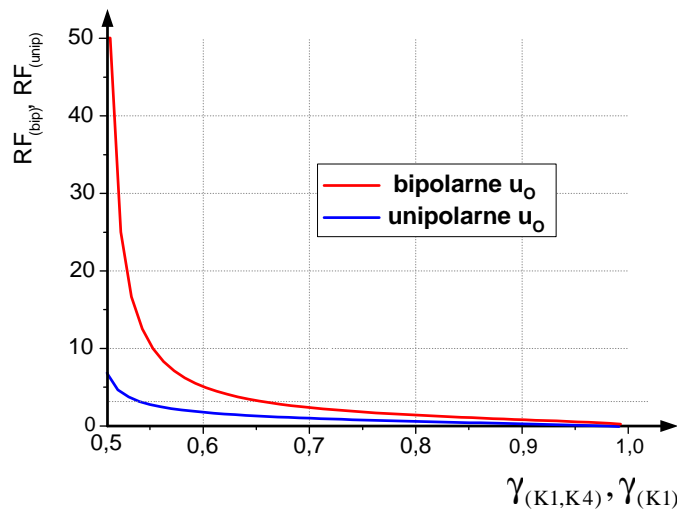
Współczynnik kształtu napięcia wyjściowego FF :

$$FF_{(unip)} = \frac{U_{O(RMS)}}{U_{O(AV)}} = \frac{E \cdot \sqrt{2 \cdot \gamma_{(K_1)} - 1}}{(2 \cdot \gamma_{(K_1)} - 1) \cdot E} = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \gamma_{(K_1)} - 1}}, \quad (2.145)$$

Współczynnik pulsacji napięcia u_O :

$$\begin{aligned} RF_{(unip)} &= \frac{\sqrt{U_{O(RMS)}^2 - U_{O(AV)}^2}}{U_{O(AV)}} = \frac{\sqrt{(E \cdot \sqrt{2 \cdot \gamma_{(K_1)} - 1})^2 - [(2 \cdot \gamma_{(K_1)} - 1) \cdot E]^2}}{(2 \cdot \gamma_{(K_1)} - 1) \cdot E} \\ &= \frac{\sqrt{2\gamma_{(K_1)} - 1 - 4\gamma_{(K_1)}^2 + 4\gamma_{(K_1)} - 1}}{2 \cdot \gamma_{(K_1)} - 1} = \frac{\sqrt{6\gamma_{(K_1)} - 4\gamma_{(K_1)}^2 - 2}}{2 \cdot \gamma_{(K_1)} - 1}. \end{aligned} \quad (2.146)$$

Wartość współczynnika RF przy strategii sterowania z unipolarnym i bipolarnym napięciem u_O w zależności od współczynników $\gamma_{(K_1, K_4)}$ oraz $\gamma_{(K_1)}$ umożliwiających uzyskanie dodatnich wartości $U_{O(AV)}$ przedstawiono na rys. 2.38. Należy zauważyć, iż istotną zaletą sterowania z unipolarnym napięciem u_O jest poprawa kształtu przebiegu napięcia mierzonego na obciążeniu poprzez zmniejszenie współczynnika tętnień w stosunku do strategii sterowania z bipolarnym napięciem u_O niezależnie dla każdej wartości współczynnika wypełnienia $\gamma > 0.5$. Analogiczna sytuacja ma miejsce także dla $0 < \gamma < 0.5$ czyli w zakresie ujemnych wartości $U_{O(AV)}$.



Rys. 2.38. Wartość współczynnika pulsacji napięcia w zależności od wartości współczynnika wypełnienia γ

2.5.3 Zadania

Zadanie 2.6

Oblicz wartość średnią napięcia na obciążeniu $U_{O(AV)}$, prądu obciążenia $I_{O(AV)}$ oraz narysuj przebiegi napięcia na obciążeniu u_O i prądu obciążenia i_O dla przekształtnika mostkowego sterowanego wg strategii bipolarnej zasilanego napięciem stałym E o wartości 100 V. Częstotliwość sygnału nośnego $f_K = 10$ kHz natomiast stosunek $U_Z/S_{K(\max)} = 0.8$. Przyjmij model obciążenia jak na rysunku 2.32 przy czym: $L_O = 10$ mH, $R_O = 2 \Omega$, $E_O = 20$ V.

Okres pracy przekształtnika wynosi:

$$T = \frac{1}{f_K} = \frac{1}{10^4 \text{ Hz}} = 100 \mu\text{s}.$$

Ponieważ $U_Z/S_{K(\max)} = 0.8$, a zatem, korzystając z zależności (2.134), średnia wartość napięcia wyjściowego $U_{O(AV)}$ wynosi:

$$U_{O(AV)} = \frac{U_Z}{S_{K(\max)}} E = 0.8 \cdot 100 = 80 \text{ V}.$$

Współczynnik wypełnienia $\gamma_{(K_1, K_4)}$ dla pary tranzystorów $K_1 \div K_4$ obliczony na podstawie zależności (2.133) wynosi:

$$\frac{U_{O(AV)}}{E} = 2 \cdot \gamma_{(K_1, K_4)} - 1$$

$$\gamma_{(K_1, K_4)} = 0.5 \cdot \left(\frac{U_{O(AV)}}{E} + 1 \right) = \frac{1.8}{2} = 0.9.$$

Przekształcając zależność (2.130) a następnie podstawiając wartość współczynnika wypełnienia $\gamma_{(K_1, K_4)}$ czas włączenia pary łączników $K_1 \div K_4$ wynosi:

$$t_{ON(K_1, K_4)} = \gamma_{(K_1, K_4)} \cdot T = 90 \mu\text{s},$$

stąd czas włączenia pary łączników $K_2 \div K_3$:

$$t_{ON(K_2, K_3)} = T - t_{ON(K_2, K_3)} = 10 \mu s.$$

Wartość średnia prądu obciążenia $I_{O(AV)}$ przy obciążeniu RLE stanowi wartość średnią napięcia na rezystancji obciążenia R_O podzieloną przez wartość tej rezystancji:

$$I_{O(AV)} = \frac{U_{R(AV)}}{R_O} = \frac{U_{O(AV)} - E_O}{R_O} = \frac{80 - 20}{2} = \frac{60}{2} = 30 \text{ A}.$$

Przyjmując model obciążenia jak na rysunku 2.32, prąd i_O opisany jest zależnością:

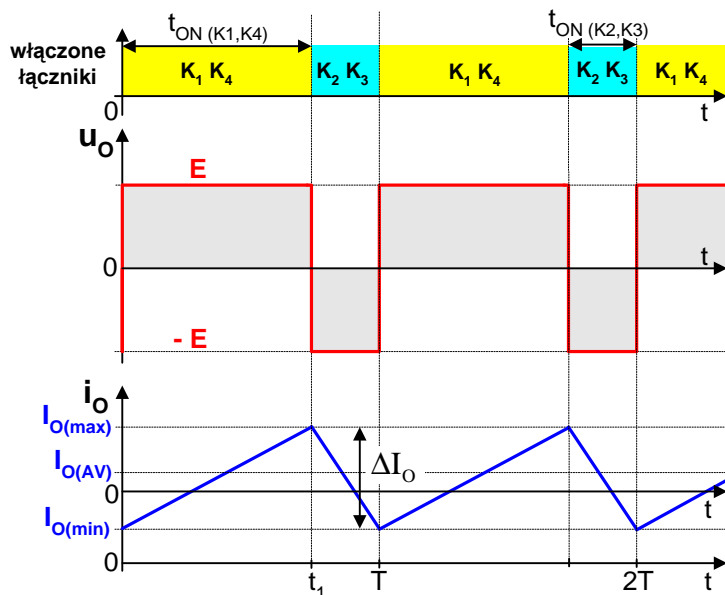
$$L_O \frac{di_O}{dt} + R_O \cdot i_O + E_O = u_O,$$

po przekształceniu której otrzymuje się:

$$\frac{L_O}{R_O} \frac{di_O}{dt} + i_O = \frac{u_O - E_O}{R_O}.$$

Stosunek L_O/R_O stanowi stałą czasową τ_O , która wynosi:

$$\frac{L_O}{R_O} = \frac{10^{-3}}{2} = 5 \text{ ms}.$$



Rys. 2.39. Przebiegi napięcia i prądu obciążenia przy obciążeniu RLE przy warunku $\tau_O \gg T$

Ponieważ $\tau_O \gg T$ można przyjąć, iż przy częstotliwości sygnału nośnego $f_K = 10 \text{ kHz}$, w podokresie $t_{ON(K_1, K_4)}$ prąd i_O narasta liniowo (rys. 2.39), przy czym przyrost prądu ΔI_O w rozpatrywanym podokresie wynosi:

$$\Delta I_O = \frac{u_L}{L_O} \cdot t_{ON(K_1, K_4)},$$

gdzie u_L – napięcie na indukcyjności L_O . Obciążenie układu stanowi szeregowe połączenie rezystancji R_O , indukcyjności L_O oraz źródła napięcia stałego E_O , stąd spełniona jest zależność:

$$u_{R_O} + u_{L_O} + E_O = u_O,$$

Pomijając tętnienia prądu i_O , wartość napięcia na rezystancji obciążenia u_{R_O} wynika z przybliżenia:

$$u_{R_O} \approx I_{O(AV)} \cdot R_O.$$

Ponieważ w podokresie $t_{ON(K_1, K_4)}$ wartość napięcia u_O wynosi E , stąd po podstawieniu trzech powyższych równań, wartość przyrostu ΔI_O wynosi:

$$\Delta I_O = \frac{E - E_O - I_{O(AV)} \cdot R_O}{L_O} \cdot t_{ON(K_1, K_4)} = \frac{20}{10^{-3}} \cdot 90^{-6} = 0.18 \text{ A}$$

Układ znajduje się w stanie quasi-ustalonym jeśli wartości bezwzględne ΔI_O w podokresach $t_{ON(K_1, K_4)}$ oraz $t_{ON(K_2, K_3)}$ są sobie równe. Analogicznie jak w przypadku podokresu $t_{ON(K_1, K_4)}$, ponieważ $\tau_O \gg T$, stąd w podokresie $t_{ON(K_2, K_3)}$ prąd obciążenia opada liniowo od wartości $I_{O(\max)}$ do $I_{O(\min)}$ o wartość ΔI_O , która w rozpatrywanym podokresie wynosi:

$$\Delta I_O = \frac{u_L}{L_O} \cdot t_{ON(K_2, K_3)},$$

przy czym napięcie na indukcyjności w rozpatrywanym podokresie wynosi:

$$u_{L_O} = u_O - E_O - u_{R_O} = -(E + E_O + u_{R_O}).$$

Po podstawieniu wartość bezwzględna $|\Delta I_O|$ w podokresie $t_{ON(K_2, K_3)}$ wynosi:

$$|\Delta I_O| = \left| -\frac{E + E_O + I_{O(AV)} \cdot R_O}{L_O} \cdot t_{ON(K_2, K_3)} \right| = \left| -\frac{180}{10^{-3}} \cdot 10^{-6} \right| = 0.18 \text{ A}$$

Wartości bezwzględne ΔI_O w obu rozpatrywanych podokresach są sobie równe, a zatem układ będzie pracował w stanie quasi-ustalonym. Oznacza to, iż wartości chwilowe $I_{O(\min)}$ prądu obciążenia na początku cyklu w chwili $t = 0$ oraz na końcu cyklu dla $t = T$ są sobie równe.

Wg definicji wartość średnią prądu i_O wyraża zależność:

$$I_{O(AV)} = \frac{1}{T} \int_0^T i_O(t) dt.$$

Wiedząc, że całka funkcji w określonym przedziale stanowi pole powierzchni pod krzywą opisaną całkowaną funkcją i zawartą w tym przedziale, zależność powyższa przyjmuje postać (przy założeniu trójkątnego przebiegu prądu i_O jak na rysunku 2.39):

$$I_{O(AV)} = \frac{1}{T} \int_0^T i_O(t) dt = \frac{1}{T} \left[I_{O(\min)} \cdot T + \frac{(I_{O(\max)} - I_{O(\min)})}{2} \cdot T \right] = I_{O(\min)} + \frac{\Delta I_O}{2}.$$

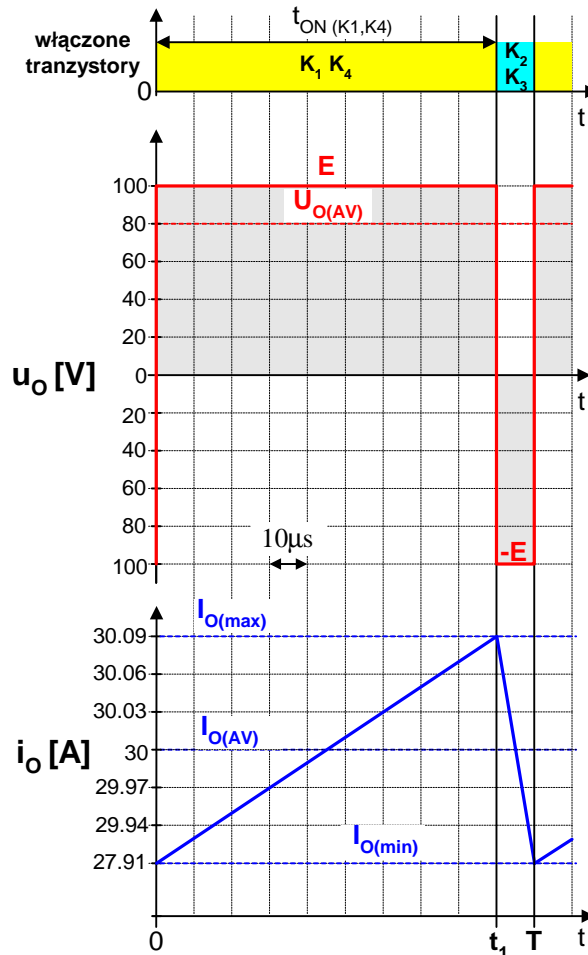
Wartość minimalna prądu obciążenia w chwili t_1 wynosi zatem:

$$I_{O(\min)} = I_{O(AV)} - \frac{\Delta I_O}{2} = 30 - \frac{0,18}{2} = 29,91 \text{ A}$$

oraz wartość maksymalna prądu obciążenia:

$$I_{O(\max)} = I_{O(\text{AV})} + \frac{\Delta I_O}{2} = 30 + \frac{0,18}{2} = 30,09 \text{ A.}$$

Przebiegi prądu obciążenia i_O oraz napięcia u_O przedstawiono na rysunku 2.40.



Rys. 2.40. Przebiegi napięcia i prądu obciążenia dla układu jak w warunkach zadania 2.6

Zadanie 2.7

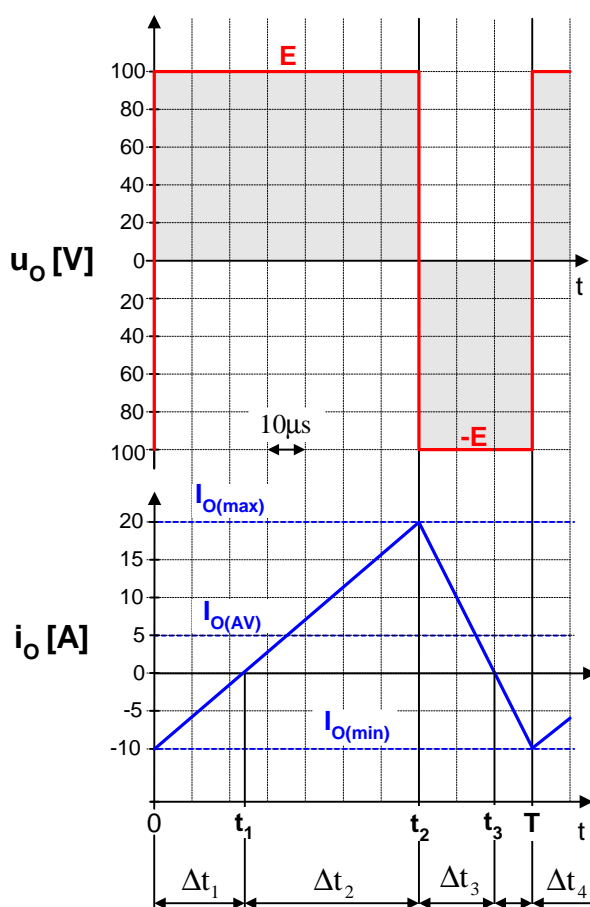
Zadanie do samodzielnego rozwiązania.

Przeprowadź obliczenia dla układu tak, jak w poprzednim zadaniu przy sterowaniu z unipolarnym napięciem u_O .

Zadanie 2.8

Dla przebiegu napięć i prądów jak na rysunku 2.41 oblicz czasy przewodzenia prądu obciążenia i_O przez poszczególne diody oraz łączniki układu. Oblicz wartości średnie napięcia u_O oraz prądu i_O dla $T = 100 \mu\text{s}$, $U_Z/S_{K(\text{max})} = 0.4$, $E = 100 \text{ V}$. Przyjmij, że układ pracuje w stanie quasi-ustalonym ($i_O(t_0) = i_O(T) = I_{O(\text{min})}$).

Przebieg napięcia u_O przedstawiony na rysunku 2.41 przyjmuje cyklicznie wartości E lub $-E$, co świadczy o sterowaniu przekształtnikiem wg strategii bipolarnej, w której pary łączników ($K_1 \div K_4$) oraz ($K_2 \div K_3$) przełączane są naprzemiennie.



Rys. 2.41. Przebiegi prądu obciążenia i napięcia u_O do zadania 2.8

W przedziale obejmującym przedział czasu $t \in (0, t_2)$ napięcie $u_O = E$, stąd wywnioskować można, iż w przedziale tym włączona jest para łączników ($K_1 \div K_4$). Prąd i_O narasta wówczas liniowo od wartości $I_{O(\text{min})} = -10$ do wartości maksymalnej $I_{O(\text{max})} = 20$, którą osiąga w chwili $t = t_2$. W przedziale $t \in (t_2, T)$ napięcie na obciążeniu $u_O = -E$ a zatem włączona jest para łączników ($K_2 \div K_3$). Prąd i_O opada liniowo od wartości maksymalnej $I_{O(\text{max})}$ do minimalnej $I_{O(\text{min})}$, którą osiąga w chwili $t = T$ stanowiącej koniec cyklu pracy przekształtnika. Dla czasu $t = t_1$ oraz $t = t_3$ wartość prądu i_O wynosi zero, wobec czego momenty te określają chwile zmian biegunowości prądu obciążenia. Analiza przebiegów przedstawionych na rysunku 2.34 dowodzi, iż poszczególne pary diod oraz łączników przekształtnika przewodzą prąd i_O , jeśli spełnione są następujące warunki:

- (K_1, K_4) : łączniki K_1 oraz K_4 znajdują się w stanie włączenia, $u_O = E$ oraz $i_O > 0$;
- (K_2, K_3) : łączniki K_2 oraz K_3 znajdują się w stanie włączenia, $u_O = -E$ oraz $i_O < 0$;
- (D_1, D_4) : łączniki K_1 oraz K_4 znajdują się w stanie włączenia, $u_O = E$ oraz $i_O < 0$;
- (D_2, D_3) : łączniki K_2 oraz K_3 znajdują się w stanie włączenia, $u_O = -E$ oraz $i_O > 0$.

A zatem, biorąc pod uwagę powyższe warunki:

- w przedziale $(0 \div t_1)$ przewodzi para diod $(D_1 \div D_4)$;
- w przedziale $(t_1 \div t_2)$ przewodzi para łączników $(K_1 \div K_4)$;
- w przedziale $(t_2 \div t_3)$ przewodzi para diod $(D_2 \div D_3)$;
- w przedziale $(t_3 \div T)$ przewodzi para łączników $(K_2 \div K_3)$.

Ponieważ $U_Z/S_{K(\max)} = 0.4$, a zatem, korzystając z zależności (2.134), średnia wartość napięcia wyjściowego $U_{O(AV)}$ wynosi:

$$U_{O(AV)} = \frac{U_Z}{S_{K(\max)}} E = 0.4 \cdot 100 = 40 \text{ V.}$$

Współczynnik wypełnienia $\gamma_{(K_1, K_4)}$ dla pary łączników $(K_1 \div K_4)$ obliczony na podstawie zależności (2.133) wynosi:

$$\gamma_{(K_1, K_4)} = 0.5 \cdot \left(\frac{U_{O(AV)}}{E} + 1 \right) = \frac{1.4}{2} = 0.7.$$

Przekształcając zależność (2.130) a następnie podstawiając wartość współczynnika wypełnienia $\gamma_{(K_1, K_4)}$ czas włączenia pary łączników $(K_1 \div K_4)$ odpowiadający przedziałowi $t \in (0, t_2)$ wynosi:

$$t_2 = t_{ON(K_1, K_4)} = \gamma_{(K_1, K_4)} \cdot T = 70 \mu s,$$

stąd moment t_2 określający koniec przedziału przewodzenia pary łączników $(K_1 \div K_4)$ wynosi $t_2 = 70 \mu s$. Ponieważ przebieg prądu i_O w podokresach $t \in (0, t_2)$ oraz $t \in (t_2, T)$ ma charakter liniowy, stąd zależność prądu obciążenia od czasu t w poszczególnych przedziałach opisana jest następująco:

$$i_{O1}(t) = A_1 \cdot t + B_1 \quad \text{dla } t \in (0, t_2)$$

$$i_{O2}(t) = A_2 \cdot t + B_2 \quad \text{dla } t \in (t_2, T).$$

Wiedząc, że

- $i_{O1}(0) = I_{O(\min)}$;
- $i_{O1}(t_2) = i_{O2}(t_2) = I_{O(\max)}$;
- $i_{O2}(T) = I_{O(\min)}$;

wartości współczynników A_1, A_2, B_1, B_2 kształtują się następująco:

$$\begin{aligned} A_1 &= \frac{I_{O(\max)} - I_{O(\min)}}{t_2}, \\ B_1 &= I_{O(\min)} \\ A_2 &= \frac{I_{O(\max)} - I_{O(\min)}}{t_2 - T}, \\ B_2 &= \frac{I_{O(\min)} \cdot t_2 - I_{O(\max)} \cdot T}{t_2 - T}. \end{aligned}$$

Ponieważ $i_{O1}(t_1) = 0$ A oraz $i_{O2}(t_3) = 0$, a stąd wartości t_1 oraz t_3 wynoszą odpowiednio:

$$\begin{aligned} t_1 &= -\frac{B_1}{A_1} = -\frac{I_{O(\min)} \cdot t_2}{I_{O(\max)} - I_{O(\min)}}, \\ t_3 &= -\frac{B_2}{A_2} = -\frac{I_{O(\min)} \cdot t_2 - I_{O(\max)} \cdot T}{I_{O(\max)} - I_{O(\min)}}. \end{aligned}$$

Po podstawieniu danych liczbowych uzyskane wartości t_1 oraz t_3 wynoszą odpowiednio $t_1 = 23 \mu\text{s}$ oraz $t_3 = 90 \mu\text{s}$. Ostatecznie:

- w przedziale $(0 \div t_1)$ przewodzi para diod ($D_1 \div D_4$) przez $\Delta t_1 = t_1 = 23 \mu\text{s}$;
- w przedziale $(t_1 \div t_2)$ przewodzi para łączników ($K_1 \div K_4$) przez $\Delta t_2 = t_2 - t_1 = 47 \mu\text{s}$;
- w przedziale $(t_2 \div t_3)$ przewodzi para diod ($D_2 \div D_3$) przez $\Delta t_3 = t_3 - t_2 = 20 \mu\text{s}$;
- w przedziale $(t_3 \div T)$ przewodzi para łączników ($K_2 \div K_3$) przez $\Delta t_4 = T - t_3 = 10 \mu\text{s}$.

Przekształcając zależności na wartość minimalną i maksymalną i_O wartość średnia prądu obciążenia $I_{O(\text{AV})}$ wynosi:

$$I_{O(\text{AV})} = \frac{I_{O(\min)} + I_{O(\max)}}{2} = \frac{-10 + 20}{2} = 5 \text{ A}$$

Zadanie 2.9

W układzie pracującym w warunkach jak w zadaniu 2.8 narysuj przebieg prądu i_E pobieranego ze źródła zasilania E oraz oblicz jego wartość średnią $I_{E(\text{AV})}$.

Zakładając bezstratną pracę przekształtnika, moc chwilowa mierzona na obciążeniu jest równoważna mocy chwilowej mierzonej na źródle zasilania E , a zatem:

$$i_O \cdot u_O = i_E \cdot E$$

stąd prąd i_E :

$$i_E = \frac{i_O \cdot u_O}{E}.$$

W przedziałach Δt_1 oraz Δt_3 biegunowość prądu i_O jest przeciwna w stosunku do biegunowości napięcia u_O . Wartość mocy chwilowej mierzonej na obciążeniu jest zatem ujemna. Należy jednocześnie zaznaczyć, iż zwrot napięcia źródła zasilania E nie może ulec zmianie, stąd, zgodnie z powyższą zależnością, prąd i_E przyjmuje wartości:

- w przedziale Δt_1 : $i_O < 0$ oraz $u_O = E$, stąd $i_E = i_O$;
- w przedziale Δt_3 : $i_O > 0$ oraz $u_O = -E$, stąd $i_E = -i_O$.

W przedziałach Δt_2 oraz Δt_4 biegunowość prądu i_O jest zgodna z biegunowością napięcia u_O – wartość mocy chwilowej mierzonej na obciążeniu jest dodatnia.

- w przedziale Δt_2 : $i_O > 0$ oraz $u_O = E$, stąd $i_E = i_O$;
- w przedziale Δt_4 : $i_O < 0$ oraz $u_O = -E$, stąd $i_E = -i_O$.

Przebieg prądu i_E przedstawiono na rys. 2.42.

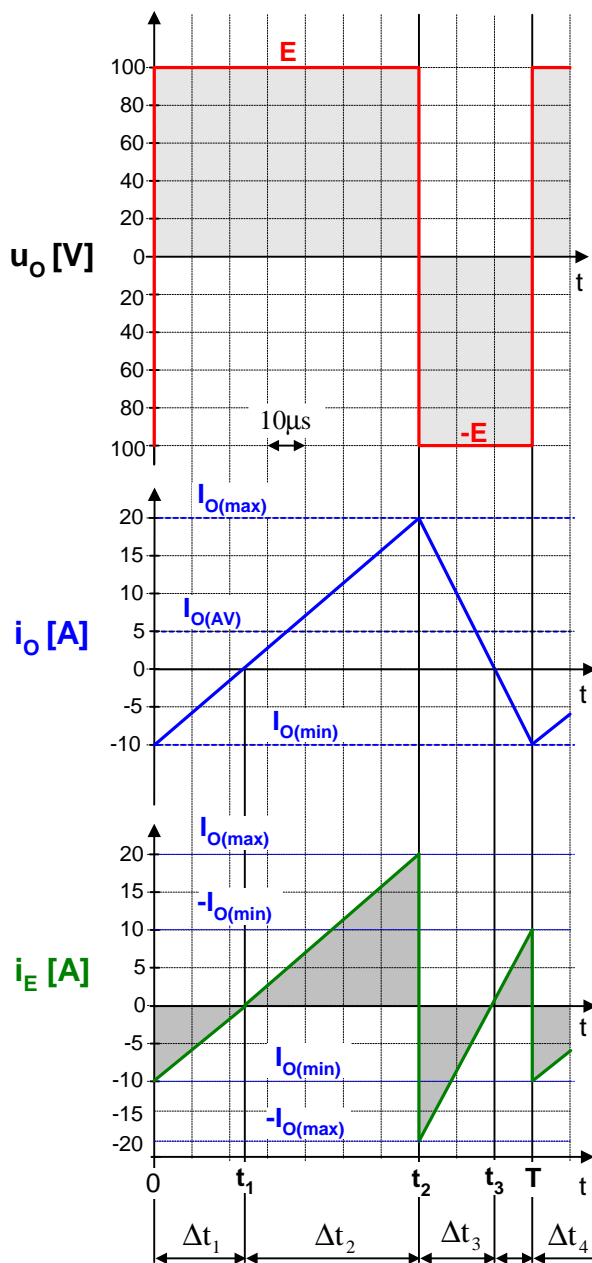
Wartość średnia prądu pobieranego ze źródła E wynosi:

$$I_{E(AV)} = \frac{1}{T} \int_0^T i_E(t) dt.$$

Ponieważ przebieg prądu i_E jest przebiegiem trójkątnym, powyższa zależność przyjmuje postać:

$$\begin{aligned} I_{E(AV)} &= \frac{1}{T} \int_0^T i_E(t) dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_1} i_E(t) dt + \int_{t_1}^{t_2} i_E(t) dt + \int_{t_2}^{t_3} i_E(t) dt + \int_{t_3}^T i_E(t) dt \right] = \\ &= \frac{1}{T} \left[-\frac{I_{O(\min)} \cdot \Delta t_1}{2} + \frac{I_{O(\max)} \cdot \Delta t_2}{2} - \frac{I_{O(\max)} \cdot \Delta t_3}{2} + \frac{I_{O(\min)} \cdot \Delta t_4}{2} \right] = \\ &= \frac{1}{2T} [I_{O(\max)} \cdot (\Delta t_2 - \Delta t_3) + I_{O(\min)} \cdot (\Delta t_4 - \Delta t_1)]. \end{aligned}$$

Po podstawieniu danych liczbowych z zadania 2.8, wartość średnia prądu pobieranego ze źródła wynosi $I_{E(AV)} = 3.35$ A.



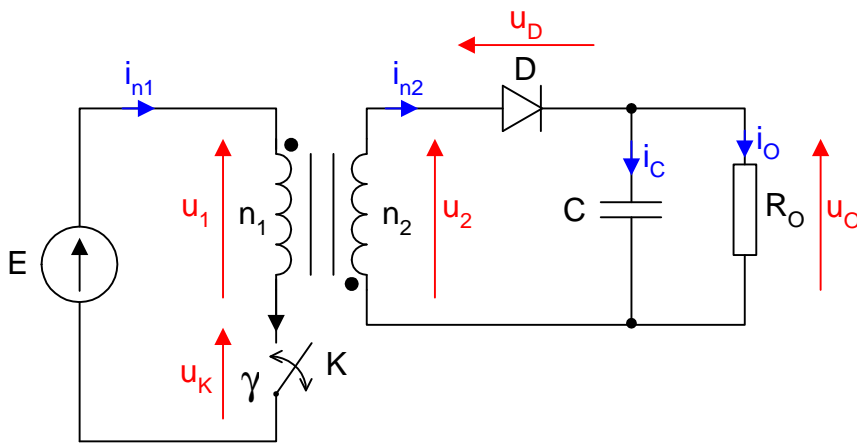
Rys. 2.42. Przebiegi napięcia na obciążeniu u_O oraz prądu obciążenia i_O i prądu pobieranego ze źródła i_E

3.1 Flyback

Rozwinięciem przekształtnika *Buck-Boost* (obniżająco-podwyższającego^(*)) jest przekształtnik *Flyback*, w którym dławik został zastąpiony przez transformator złożony z dwóch magnetycznie sprzężonych uzwojeń. Na rysunku 3.1 przedstawiono schemat układu typu *Flyback*. Źródło zasilania jest podłączone do strony pierwotnej transformatora poprzez łącznik energoelektroniczny K. Przekładnia zwojowa wyidealizowanego transformatora równa się przekładni napięciowej i prądowej.

$$\vartheta = \frac{u_2}{u_1} = \frac{i_{n1}}{i_{n2}} = \frac{n_2}{n_1}. \quad (3.1)$$

Uzwojenie wtórne połączone jest do obciążenia $R_O C$ poprzez diodę D.

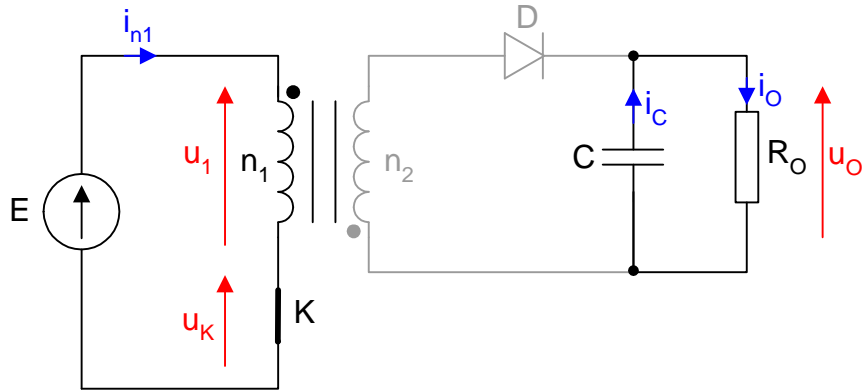


Rys. 3.1. Schemat przekształtnika DC-DC *Flyback*

W trakcie typowej pracy układu, energia jest gromadzona w polu magnetycznym transformatora, a następnie przekazywana do obwodu obciążenia. Właściwości obwodu magnetycznego związane z ilością gromadzonej energii oraz tempem jej gromadzenia i oddawania mają wpływ na całkowitą moc przekształtnika. Cykle pracy układu zależą od stanu łącznika energoelektronicznego K, który może znajdować się w dwóch stanach. W chwili, gdy jest on zamknięty (łącznik znajduje się w stanie przewodzenia (rys. 3.2)) uzwojenie pierwotne transformatora jest zasilane ze źródła zasilania E. W efekcie wraz ze wzrostem prądu i_{n1} po stronie pierwotnej transformatora wzrasta wartość strumienia magnetycznego, a tym samym ilość zgromadzonej w nim energii.

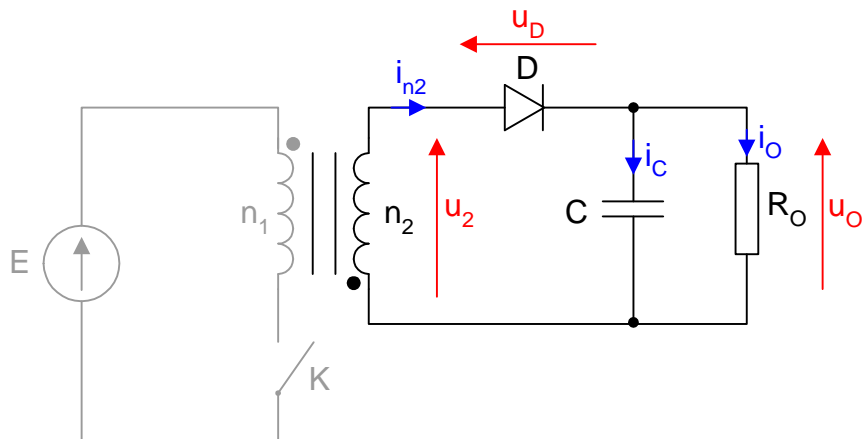
^(*) Patrz 2.4. *Buck-Boost* (str. 31)

Ze względu na sposób nawinięcia uzwojeń transformatora (lub podłączenia diody D), kierunek napięcia u_2 w opisywanym przedziale, gwarantuje wsteczną polaryzację diody D, uniemożliwiając tym samym przepływ prądu po stronie pierwotnej transformatora. Pokrycie zapotrzebowania obciążenia R_O na energię elektryczną realizowane jest przez kondensator oddający energię zmagazynowaną w polu elektrycznym w czasie poprzednich cykli.



Rys. 3.2. Schemat zastępczy przekształtnika DC-DC *Flyback* w czasie, gdy łącznik K jest w stanie przewodzenia

W drugiej części cyklu, łącznik energoelektroniczny K zostaje otwarty (rys. 3.3), co powoduje przerwanie przepływu prądu po stronie pierwotnej transformatora. W efekcie strumień magnetyczny w rdzeniu maleje, co prowadzi do zmiany biegunowości napięcia u_2 , polaryzując diodę D w kierunku przewodzenia i w konsekwencji przepływ prądu i_{n2} po stronie wtórnej transformatora – energia zmagazynowana w rdzeniu transformatora w pierwszej fazie cyklu pracy jest zatem oddawana do obciążenia.



Rys. 3.3. Schemat zastępczy przekształtnika DC-DC *Flyback* w czasie, gdy łącznik K jest w stanie blokowania

Tryb pracy układu zależy od strumienia magnetycznego w transformatorze – gdy jest on zawsze większy od zera, przekształtnik pracuje w trybie pracy ciągłej, w przeciwnym razie – gdy strumień maleje do zera – układ pracuje w trybie pracy przerywanej.

3.1.1 Tryb pracy ciągłej

Charakterystyczne przebiegi napięć i prądów układu dla trybu pracy ciągłej przedstawiono na rys. 3.4. Przy założeniu, że kondensator wyjściowy C ma dostatecznie wysoką pojemność, można przyjąć, że napięcie wyjściowe u_O przyjmuje wartość stałą w całym okresie pracy:

$$u_O(t) = U_{O(AV)}. \quad (3.2)$$

W podokresie $t \in (0, t_1)$ łącznik jest zamknięty, a zatem spadek napięcia u_1 na uzwojeniu pierwotnym transformatora jest stały i wynosi E . Strumień magnetyczny φ wzbudzany w rdzeniu transformatora związany jest z napięciem u_1 zgodnie z zależnością:

$$u_1(t) = n_1 \frac{d\varphi}{dt} \Leftrightarrow d\varphi = \frac{u_1}{n_1} dt \quad (3.3)$$

całkując stronami, otrzymuje się:

$$\varphi(t) = \int \frac{u_1}{n_1} dt. \quad (3.4)$$

Ponieważ w stanie włączenia łącznika $u_1 = E = const$, stąd pochodna strumienia $d\varphi/dt$ jest wartością stałą, co oznacza, że strumień magnetyczny w rdzeniu transformatora narasta liniowo:

$$\varphi(t) = \frac{E}{n_1} t + \varphi_{(\min)}, \quad (3.5)$$

gdzie $\varphi_{(\min)}$ oznacza minimalną wartość strumienia w chwili $t = 0$. Przy pracy w trybie z ciągłej $\varphi_{(\min)}$ jest większe od zera w dowolnej chwili okresu T . Napięcie u_2 po stronie wtórnej jest napięciem stałym, którego wartość opisana jest zależnością:

$$u_2(t) = -n_2 \frac{d\varphi}{dt} = -\frac{n_2}{n_1} E. \quad (3.6)$$

Strumień magnetyczny φ w rozpatrywanym przedziale związany jest z przepływem prądem uzwojenia pierwotnego i_{n1} opisanego zależnością:

$$i_{n1}(t) = \int \frac{u_1}{L_1} dt = \frac{E}{L_1} t + I_{n1(\min)}. \quad (3.7)$$

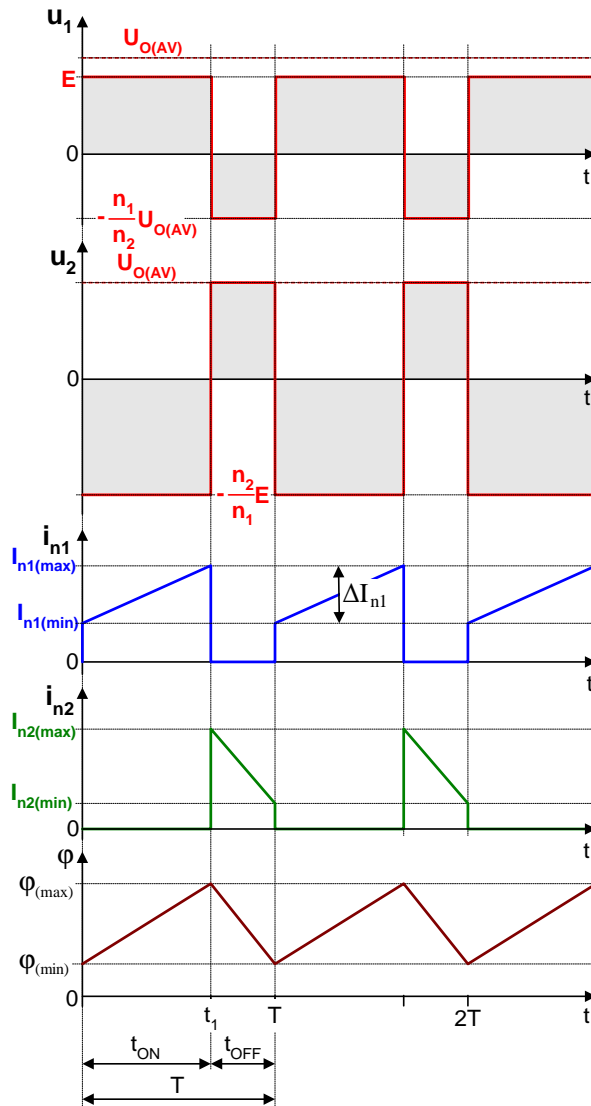
Prąd uzwojenia pierwotnego osiąga wartość maksymalną w chwili t_1 określającej koniec podokresu włączenia t_{ON} :

$$i_{n1}(t_1) = I_{n1(\max)} = \frac{E \cdot t_1}{L_1} + I_{n1(\min)} = \frac{E \cdot \gamma \cdot T}{L_1} + I_{n1(\min)}. \quad (3.8)$$

gdzie: $\gamma = t_{ON}/T$ to współczynnik wypełnienia, a L_1 – indukcyjność własna uzwojenia strony pierwotnej transformatora.

W chwili t_1 następuje otwarcie łącznika, a zatem wskutek zachowania stałości strumienia, prąd uzwojenia wtórnego i_{n2} przyjmuje w chwili t_1 wartość maksymalną $I_{n2(\max)}$, której wartość wynika z zależności:

$$\varphi(t_1) = \varphi_{(\max)} \Leftrightarrow n_1 \cdot I_{n1(\max)} = n_2 \cdot I_{n2(\max)}. \quad (3.9)$$



Rys. 3.4. Przebiegi prądów i napięć dla przekształtnika DC-DC *Flyback* pracującego w trybie pracy ciągłej

A zatem wartość maksymalna prądu w uzwojeniu wtórnym wynosi:

$$I_{n2(\max)} = \frac{n_1}{n_2} \cdot I_{n1(\max)}. \quad (3.10)$$

W podokresie $t_{OFF} \in (t_1, T)$ klucz pozostaje otwarty (tranzystor w stanie blokowania). W tym podokresie związek pomiędzy strumieniem w transformatorze a napięciem u_2 określa zależność:

$$u_2(t) = -n_2 \frac{d\varphi}{dt} \Leftrightarrow \varphi(t) = - \int \frac{u_2}{n_2} dt. \quad (3.11)$$

Ponieważ w stanie wyłączenia tranzystora $u_2 = U_{O(AV)} = const$, stąd pochodna strumienia $d\varphi/dt$ jest wartością stałą, wobec czego strumień w rdzeniu maleje liniowo:

$$\varphi(t) = -\frac{U_{O(AV)}}{n_2} (t - t_1) + \varphi_{(\max)}. \quad (3.12)$$

Wartość napięcia u_1 po stronie pierwotnej można wyznaczyć, wykorzystując równanie (3.11):

$$u_1(t) = n_1 \frac{d\varphi}{dt} = -\frac{n_1}{n_2} U_{O(AV)}. \quad (3.13)$$

Spadek napięcia na łączniku K jest różnicą napięcia zasilania oraz napięcia na uzwojeniu pierwotnym transformatora (3.13):

$$u_K = E - u_1 = E + \frac{n_1}{n_2} U_{O(AV)}. \quad (3.14)$$

W rozpatrywanej części cyklu pracy strumień magnetyczny związany jest z przepływem prądu i_{n2} uzwojenia wtórnego (i diody), który wynosi:

$$i_{n2}(t) = \int \frac{u_2}{L_2} dt = -\frac{U_{O(AV)}}{L_2} (t - t_1) + I_{n2(\max)}. \quad (3.15)$$

Prąd uzwojenia wtórnego osiąga wartość minimalną w chwili T określającej koniec podokresu wyłączenia t_{OFF} :

$$I_{n2(\min)} = I_{n2(\max)} - \frac{U_{O(AV)} \cdot (T - t_1)}{L_2} = I_{n2(\max)} - \frac{U_{O(AV)} \cdot t_{OFF}}{L_2} = I_{n2(\max)} - \frac{U_{O(AV)} \cdot (1 - \gamma) T}{L_2}, \quad (3.16)$$

gdzie L_2 – indukcyjność własna uzwojenia strony wtórnej transformatora.

W stanie ustalonym, wartość minimalna strumienia $\varphi_{(\min)}$, w chwili T określającej koniec okresu pracy przekształtnika jest równa wartości strumienia w chwili początkowej $t = 0$ określającej początek okresu pracy przetwornicy:

$$\varphi(T) = \varphi_{(\min)} = -\frac{U_{O(AV)}(T - t_1)}{n_2} + \varphi_{(\max)} = -\frac{U_{O(AV)} \cdot t_{OFF}}{n_2} + \varphi_{(\max)}, \quad (3.17)$$

stąd wartość strumienia w chwili t_1 :

$$\varphi(t_1) = \varphi_{(\max)} = \varphi_{(\min)} + \frac{U_{O(AV)} \cdot t_{OFF}}{n_2}. \quad (3.18)$$

Wartość strumienia w chwili t_1 można wyznaczyć również w oparciu o zależność (3.5):

$$\varphi(t_1) = \varphi_{(\max)} = \frac{E}{n_1} t_1 + \varphi_{(\min)} = \frac{E}{n_1} t_{ON} + \varphi_{(\min)}. \quad (3.19)$$

Wartość przekładni napięciowej przetwornicy $U_{O(AV)}/E$ wyznaczono poprzez przyrównanie wartości strumienia w chwili t_1 w oparciu o zależności (3.18) do (3.19):

$$\varphi(t_1) = \frac{E}{n_1} t_{ON} + \varphi_{(\min)} = \varphi_{(\min)} + \frac{U_{O(AV)} \cdot t_{OFF}}{n_2} \quad (3.20)$$

$$\frac{U_{O(AV)}}{E} = \frac{n_2}{n_1} \frac{t_{ON}}{t_{OFF}} = \frac{n_2}{n_1} \frac{t_{ON}}{T - t_{ON}} = \frac{n_2}{n_1} \frac{\gamma}{1 - \gamma}. \quad (3.21)$$

Warto zauważyć, że powyższa zależność różni się od wzoru na przekładnię napięciową układu beztransformatorowego (2.90) o wartość przekładni transformatora, a napięcie na wyjściu nie zależy od prądu wyjścia, lecz jedynie od przekładni transformatora, współczynnika wypełnienia oraz napięcia wejściowego. Wartość średnia prądu obciążenia wynosi:

$$I_{O(AV)} = \frac{U_{O(AV)}}{R_O} \quad (3.22)$$

Przy założeniu bezstratnej pracy przetwornicy, moc dostarczona P_I równa się mocy wydzielonej na obciążeniu P_O :

$$P_I = P_O \iff E \cdot I_{n1(AV)} = U_{O(AV)} \cdot I_{O(AV)} \quad (3.23)$$

Stąd przekładnia prądowa przetwornicy:

$$\frac{I_{O(AV)}}{I_{n1(AV)}} = \frac{E}{U_{O(AV)}} = \frac{n_1}{n_2} \frac{1 - \gamma}{\gamma}. \quad (3.24)$$

Wartość średnią prądu uzwojenia pierwotnego $I_{n1(AV)}$ można wyznaczyć, stosując zależność:

$$\begin{aligned} I_{n1(AV)} &= \frac{1}{T} \int_0^T i_{n1}(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{t_{ON}} \left(\frac{E}{L_1} t + I_{n1(\min)} \right) dt = \frac{1}{T} \left(\frac{E}{2L_1} \cdot t_{ON}^2 + I_{n1(\min)} \cdot t_{ON} \right) = \\ &= \gamma \left(\frac{E \cdot t_{ON}}{2L_1} + I_{n1(\min)} \right) = \gamma \left(\frac{E \cdot \gamma \cdot T}{2L_1} + I_{n1(\min)} \right) \end{aligned} \quad (3.25)$$

Przekształcając zależność (3.24) oraz (3.25), wyznaczono wartość minimalną prądu strony pierwotnej $I_{n1(\min)}$:

$$I_{n1(\min)} = \frac{I_{n1(AV)}}{\gamma} - \frac{E \cdot \gamma \cdot T}{2L_1} = \frac{n_2 I_{O(AV)}}{n_1 (1 - \gamma)} - \frac{E \cdot \gamma \cdot T}{2L_1} \quad (3.26)$$

Przyrost prądu strony pierwotnej ΔI_{n1} w podokresie t_{ON} wynosi:

$$\Delta I_{n1} = \frac{E \cdot t_1}{L_1} = \frac{E \cdot t_{ON}}{L_1} = \frac{E \cdot \gamma \cdot T}{L_1}, \quad (3.27)$$

stąd wartość maksymalna $I_{n1(\max)}$:

$$I_{n1(\max)} = I_{n1(\min)} + \Delta I_{n1} = \frac{n_2 I_{O(AV)}}{n_1 (1 - \gamma)} + \frac{E \cdot \gamma \cdot T}{2L_1}. \quad (3.28)$$

Rozwijając (3.10), wartość maksymalna prądu po stronie wtórnej $I_{n2(\max)}$ wynosi:

$$I_{n2(\max)} = \frac{n_1}{n_2} \cdot I_{n1(\max)} = \frac{I_{O(AV)}}{1 - \gamma} + \frac{n_1 E \cdot \gamma \cdot T}{n_2 \cdot 2L_1}. \quad (3.29)$$

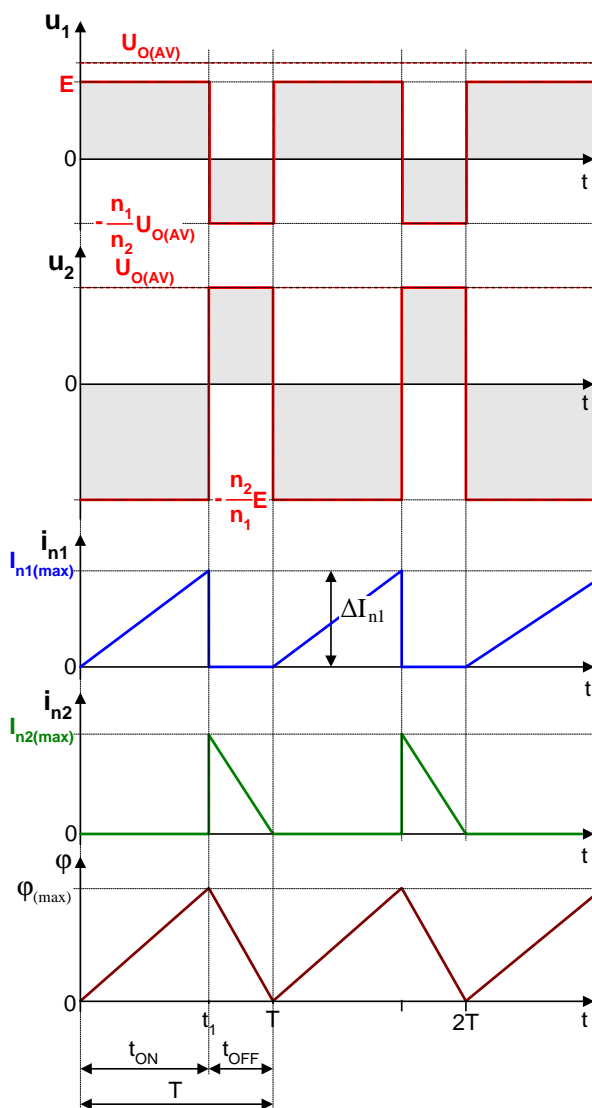
Wartość minimalna prądu po stronie wtórnej $I_{n2(\min)}$:

$$I_{n2(\min)} = \frac{n_1}{n_2} \cdot I_{n1(\min)} = \frac{I_{O(AV)}}{1 - \gamma} - \frac{n_1 E \cdot \gamma \cdot T}{n_2 \cdot 2L_1}. \quad (3.30)$$

3.1.2 Tryb graniczny

Wzrost rezystancji obciążenia R_O – przy niezmiennych pozostałych parametrach układu – prowadzi do obniżenia wartości minimalnych wartości prądów i_{n1} oraz i_{n2} , a w związku z tym także i wartości minimalnej strumienia $\varphi_{(\min)}$. Dla pewnej wartości rezystancji obciążenia $R_O = R_{Ogr}$ wartości minimalne prądów transformatora oraz strumienia φ osiągają w chwilach komutacji wartość zero (rys. 3.5). W takiej sytuacji przetwornica pracuje na granicy strumienia ciągłego i przerywanego. W podokresie $t \in (0, t_1)$ prąd i_{n1} opisany jest zależnością [3.7] przy zerowym warunku początkowym ($I_{n1(\min)} = 0$):

$$i_{n1}(t) = \int \frac{u_1}{L_1} dt = \frac{E}{L_1} t \quad (3.31)$$



Rys. 3.5. Przebiegi prądów i napięć dla przekształtnika DC-DC *Flyback* pracującego na granicy trybu pracy ciągłej i przerywanej

Wartość średnią prądu $I_{n1(AV)}$ można wyznaczyć, przekształcając zależność (3.26):

$$I_{n1(AV)} = \frac{E \cdot \gamma^2 \cdot T}{2L_1} \quad (3.32)$$

Wartość maksymalna $I_{n1(max)}$ stanowi przyrost prądu strony pierwotnej w podokresie t_{ON} :

$$I_{n1(max)} = \Delta I_{n1} = \frac{E \cdot t_1}{L_1} = \frac{E \cdot t_{ON}}{L_1} = \frac{E \cdot \gamma \cdot T}{L_1} \quad (3.33)$$

Strumień w podokresie t_{ON} narasta liniowo od zera do wartości $\varphi_{(max)}$ zgodnie z zależnością:

$$\varphi(t) = \int \frac{u_1}{n_1} dt = \frac{E}{n_1} t \quad (3.34)$$

W wyniku zachowania ciągłości strumienia, prąd uzwojenia strony wtórnej i_{n2} przyjmuje w chwili t_1 (otwarcie łącznika K) wartość maksymalną $I_{n2(max)}$, której wartość wynika z zależności (3.10). Analogicznie, jak w przypadku pracy, gdy natężenie strumienia magnetycznego jest zawsze większe od zera, w stanie wyłączenia tranzystora $u_2 = U_{O(AV)} = const$, stąd pochodna strumienia $d\varphi/dt$ jest wartością stałą, wobec czego strumień w rdzeniu w podokresie $t \in (t_1, T)$ maleje liniowo zgodnie z zależnością (3.12). W chwilach $t = 0$ oraz $t = T$, wartość strumienia wynosi zero, a zatem zgodnie z zależnością (3.12) można zapisać, że :

$$\varphi(0) = \varphi(T) = -\frac{U_{O(AV)}(T - t_1)}{n_2} + \varphi_{(max)} = -\frac{U_{O(AV)} \cdot t_{OFF}}{n_2} + \varphi_{(max)} = 0, \quad (3.35)$$

stąd wartość maksymalna strumienia:

$$\varphi_{(max)} = \frac{U_{O(AV)} \cdot t_{OFF}}{n_2}. \quad (3.36)$$

Jednocześnie, zgodnie z zależnością (3.35,) wartość maksymalna strumienia φ wynosi:

$$\varphi_{(max)} = \frac{E}{n_1} t_{ON}. \quad (3.37)$$

Przekładnię napięciową układu obliczono, przyrównując zależności (3.36) oraz (3.37):

$$\frac{E}{n_1} t_{ON} = \frac{U_{O(AV)} \cdot t_{OFF}}{n_2}, \quad (3.38)$$

$$\frac{U_{O(AV)}}{E} = \frac{n_2}{n_1} \frac{t_{ON}}{t_{OFF}} = \frac{n_2}{n_1} \frac{t_{ON}}{T - t_{ON}} = \frac{n_2}{n_1} \frac{\gamma}{1 - \gamma}. \quad (3.39)$$

Na podstawie (3.39) można stwierdzić, iż wartość przekładni napięciowej przekształtnika *Flyback* jest taka sama, zarówno w trybie pracy z natężeniem strumienia zawsze większego od zera, jak i na granicy, gdy natężenie strumienia przyjmuje chwilowo wartość zero oraz że wartość średnia napięcia wyjściowego $U_{O(AV)}$ zależy od przekładni zwojowej transformatora n_2/n_1 oraz współczynnika wypełnienia γ . Nie zależy natomiast od prądu obciążenia. Analogicznie, wzór na przekładnię

prądową (3.24) w opisywanym trybie pracy również pozostaje bez zmian. Wartość średnia prądu strony pierwotnej transformatora dla przetwornicy pracującej na granicy trybu ciągłego φ wynosi:

$$I_{n1gr(AV)} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{n1}(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{t_{ON}} \frac{E}{L_1} t dt = \frac{1}{T} \left(\frac{E}{2L_1} \cdot t_{ON}^2 \right) = \gamma \left(\frac{E \cdot t_{ON}}{2L_1} \right) = \frac{E \cdot \gamma^2 \cdot T}{2L_1}. \quad (3.40)$$

Korzystając z zależności (3.40), wyznaczono średnią wartość prądu obciążenia:

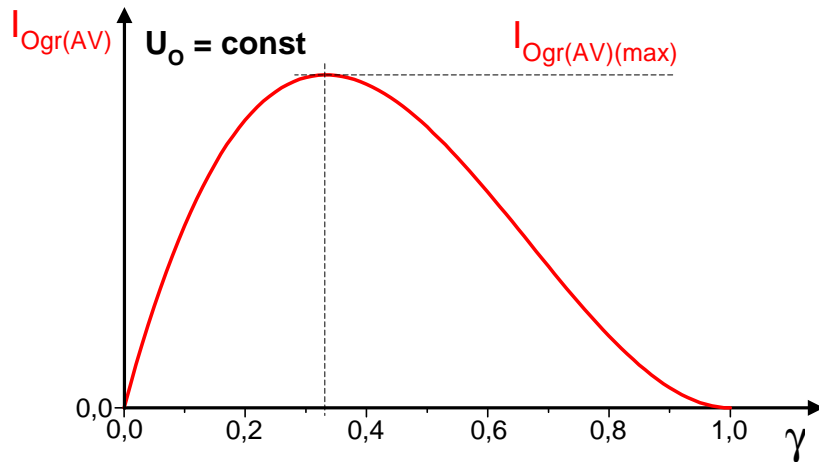
$$I_{Ogr(AV)} = \frac{n_1}{n_2} (1 - \gamma) \frac{E \cdot \gamma \cdot T}{2L_1}, \quad (3.41)$$

a następnie, przekształcając zależność (3.39) i podstawiając do (3.41), uzyskuje się:

$$I_{Ogr(AV)} = \left[\frac{n_1}{n_2} (1 - \gamma) \right]^2 \frac{U_{O(AV)} \cdot \gamma \cdot T}{2L_1}. \quad (3.42)$$

Średni prąd obciążenia $I_{Ogr(AV)}$ w trybie pracy na granicy trybu ciągłego φ przy $U_{O(AV)} = const$ osiąga wartość maksymalną dla $\gamma = 1/3$ (rys. 3.6):

$$I_{Ogr(AV)(max)} = I_{Ogr(AV)}(\gamma = \frac{1}{3}) = \frac{2}{27} \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2 \frac{U_{O(AV)} \cdot T}{L_1} \quad (3.43)$$



Rys. 3.6. Charakterystyka $I_{Ogr(AV)}$ w zależności od współczynnika wypełnienia γ

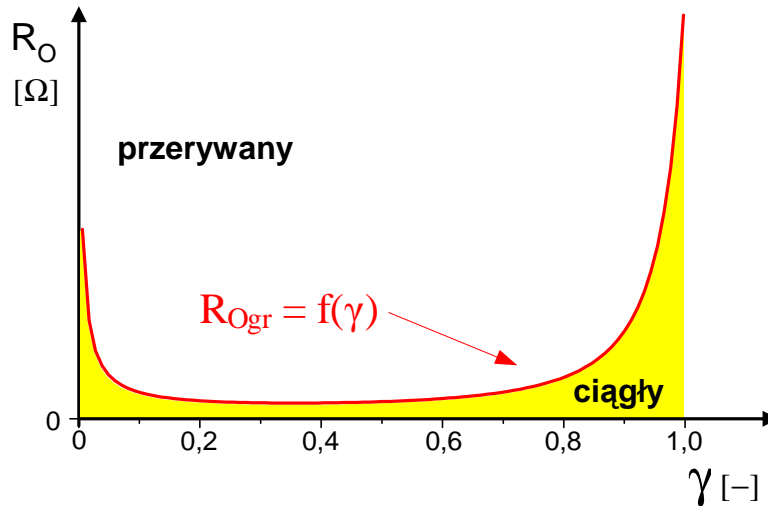
Przekształcając zależności (3.42) i (3.43), można określić zależność pomiędzy wartością średnią prądu obciążenia, a jego wartością maksymalną w trybie pracy granicznej:

$$I_{Ogr(AV)} = \frac{27}{4} \gamma (1 - \gamma)^2 I_{Ogr(AV)(max)}. \quad (3.44)$$

Wartość granicznej rezystancji obciążenia R_{Ogr} wynika z (3.42):

$$R_{Ogr} = \frac{U_{O(AV)}}{I_{O(AV)gr}} = \frac{2L_1}{\gamma \cdot T} \frac{1}{\left[\frac{n_1}{n_2} (1 - \gamma) \right]^2}. \quad (3.45)$$

Na podstawie [3.45] można stwierdzić, że wartość rezystancji obciążenia, przy której układ będzie znajdował się w trybie pracy na granicy ciągłości, zależy od okresu pracy przekształtnika T , współczynnika wypełnienia oraz indukcyjności L i przekładni zwojowej transformatora. Nie zależy natomiast od wartości napięcia zasilającego E oraz pojemności C . Na rysunku 3.7 przedstawiono charakterystykę $R_{Ogr} = f(\gamma)$ opisaną równaniem (3.45) przy zachowaniu stałych wartości T , L oraz n_1/n_2 .



Rys. 3.7. Zależność rezystancji granicznej obciążenia od współczynnika wypełnienia γ

3.1.3 Tryb pracy przerywanej

W przypadku, gdy natężenie strumienia magnetycznego φ w transformatorze cyklicznie wynosi zero w pewnym przedziale czasu $t \in (t_2, T)$ – układ pracuje w trybie pracy impulsowej (rys. 3.8). Oznacza to, iż w tej fazie cyklu przez uzwojenia transformatora nie przepływa prąd, a do obciążenia dostarczona jest energia zgromadzona w polu elektrycznym kondensatora we wcześniejszych cyklach. Ten tryb pracy można osiągnąć np. poprzez zwiększenie rezystancji obciążenia powyżej wartości granicznej (3.45). W przedziale obejmującym przedział czasu $t \in (0, t_1)$ przez uzwojenie pierwotne transformatora przepływa narastający liniowo prąd opisany zależnością (3.46), przy zerowym warunku początkowym:

$$i_{n1p}(t) = \int \frac{u_1}{L_1} dt = \frac{E}{L_1} t. \quad (3.46)$$

Prąd płynący w uzwojeniu pierwotnym transformatora osiąga wartość maksymalną w chwili t_1 , gdy łącznik K zostaje zamknięty:

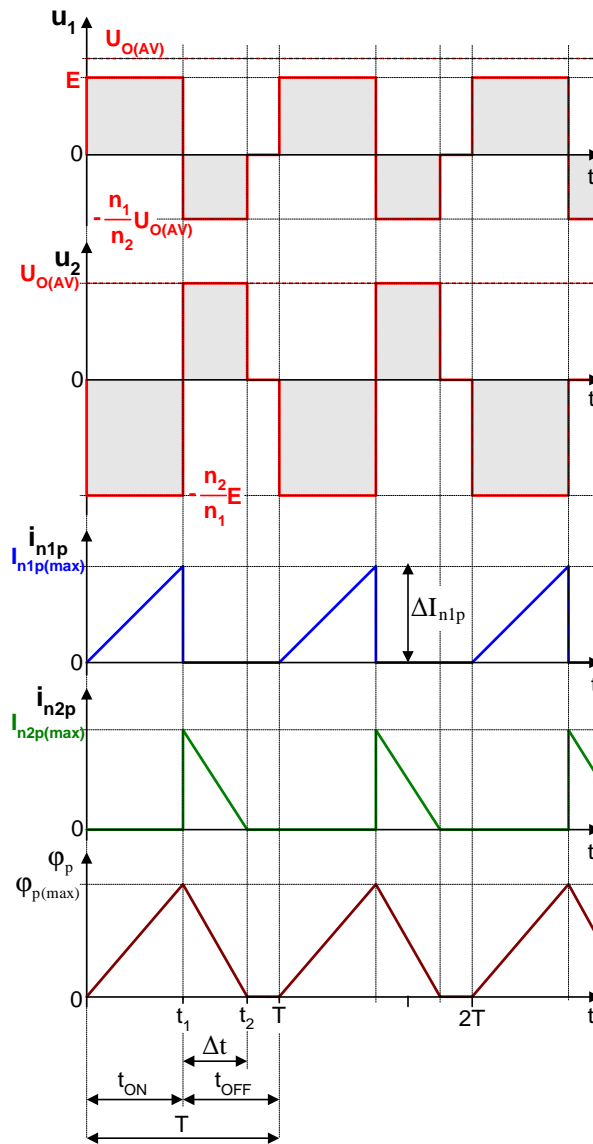
$$i_{n1p}(t_1) = \Delta I_{N1p} = I_{n1p(\max)} = \frac{E}{L_1} t_1 = \frac{E}{L_1} t_{ON} = \frac{E \cdot \gamma \cdot T}{L_1}. \quad (3.47)$$

Wartość maksymalna prądu w uzwojeniu wtórnym $I_{n2(\max)}$ jest większa od prądu $I_{n1p(\max)}$ o wartość przekładni prądowej:

$$I_{n2p(\max)} = \frac{n_1}{n_2} \cdot I_{n1p(\max)} = \frac{n_1}{n_2} \frac{E \cdot \gamma \cdot T}{L_1}. \quad (3.48)$$

W chwili t_1 energia zgromadzona w polu magnetycznym osiąga wartość maksymalną:

$$W_{(\max)} = \frac{L_1 I_{n1p(\max)}^2}{2} = \frac{L_2 I_{n2p(\max)}^2}{2}. \quad (3.49)$$



Rys. 3.8. Przebiegi prądów i napięć dla przekształtnika DC-DC *Flyback* pracującego z przerywanym strumieniem magnetycznym

Ponieważ łącznik K jest idealny, wartość napięcia po stronie pierwotnej jest równa wartości napięcia zasilania $u_1 = E$. Uwzględniając przeciwny sposób nawinięcia uzwojeń transformatora, wartość napięcia u_2 w podokresie t_{OFF} wynosi:

$$u_2 = -\frac{n_2}{n_1} \cdot u_1 = -\frac{n_2}{n_1} \cdot E. \quad (3.50)$$

W podokresie $t_{OFF} \in (t_1, T)$ łącznik pozostaje otwarty. Przepływ prądu w uzwojeniu pierwotnym ustaje w chwili t_1 – otwarcia łącznika K , natomiast w podokresie obejmującym przedział czasu $t \in (t_1, t_2)$, pod wpływem strumienia wzbudzonego w rdzeniu w podokresie t_{ON} , w uzwojeniu wtórnym przepływa malejący liniowo prąd i_{n2} , który w chwili t_2 osiąga wartość zero.

Pomijając spadek napięcia na przewodzącej diodzie, w przedziale czasu $t \in (t_1, t_2)$, napięcie $u_2 = U_{O(AV)} = const$, a zatem można zapisać, że:

$$u_2 = U_{O(AV)} = -L_2 \frac{di_{n2p}}{dt}. \quad (3.51)$$

Wiedząc, że w chwili t_1 prąd i_{n2} osiąga wartość maksymalną $I_{N2(max)}$, przepływ prądu w uzwojeniu wtórnym transformatora w rozważanym podokresie opisuje zależność:

$$\begin{aligned} i_{n2p}(t) &= - \int \frac{U_{O(AV)}}{L_2} dt = -\frac{U_{O(AV)}}{L_2} (t - t_1) + I_{n2(max)p} = \\ &= -\frac{U_{O(AV)}}{L_2} (t - t_{ON}) + I_{n2(max)p} = -\frac{U_{O(AV)}}{L_2} (t - \gamma T) + I_{n2(max)p}. \end{aligned} \quad (3.52)$$

Prąd uzwojenia wtórnego osiąga wartość zero w chwili t_2 i określony jest zależnością:

$$i_{n2p}(t_2) = 0 = -\frac{U_{O(AV)}}{L_2} (t_2 - t_1) + I_{n2(max)p} = -\frac{U_{O(AV)}}{L_2} \Delta t + I_{n2(max)p}, \quad (3.53)$$

gdzie Δt oznacza przedział czasowy ($t_1 \div t_2$).

Przekształcając zależność (3.53), czas trwania podokresu Δt wynosi:

$$\Delta t = \frac{L_2 \cdot I_{n2(max)p}}{U_{O(AV)}}. \quad (3.54)$$

Następnie, podstawiając (3.48) do (3.54), otrzymuje się :

$$\Delta t = \frac{L_2 \cdot I_{n2(max)p}}{U_{O(AV)}} = \frac{n_1}{n_2} \frac{L_2}{L_1} \frac{E \cdot \gamma \cdot T}{U_{O(AV)}}. \quad (3.55)$$

Dla wyidealizowanego transformatora stosunek indukcyjności wzajemnych L_2/L_1 można wyznaczyć w oparciu o wartość zgromadzonej energii w chwili t_1 (3.49) oraz zależności (3.9):

$$\frac{L_2}{L_1} = \left(\frac{I_{n1(max)p}}{I_{n2(max)p}} \right)^2 = \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2. \quad (3.56)$$

Podstawiając (3.56) do (3.55), długość podokresu Δt ostatecznie wynosi:

$$\Delta t = \frac{L_2 \cdot I_{n2(max)p}}{U_{O(AV)}} = \frac{n_2}{n_1} \frac{E \cdot \gamma \cdot T}{U_{O(AV)}}. \quad (3.57)$$

Stąd przekładnia napięciowa układu:

$$\frac{U_{O(AV)}}{E} = \frac{n_2}{n_1} \frac{\gamma \cdot T}{\Delta t}. \quad (3.58)$$

Ponieważ przekształtnik jest bezstratny (moc dostarczona P_I równa się mocy wydzielonej na obciążeniu P_O), to przekładnia prądowa przekształtnika *Flyback* w trybie pracy nieciągłej wynosi:

$$E \cdot I_{n1p(AV)} = U_{O(AV)} \cdot I_{Op(AV)} \quad (3.59)$$

$$\frac{I_{Op(AV)}}{I_{n1p(AV)}} = \frac{E}{U_{O(AV)}} = \frac{n_1}{n_2} \frac{\Delta t}{\gamma \cdot T}.$$

Wartość średnia prądu w uzwojeniu pierwotnym wynosi:

$$I_{n1p(AV)} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{n1}(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{t_{ON}} \frac{E}{L_1} t dt = \frac{1}{T} \left(\frac{E}{2L_1} \cdot t_{ON}^2 \right) = \quad (3.60)$$

$$= \gamma \left(\frac{E \cdot t_{ON}}{2L_1} \right) = \gamma \left(\frac{E \cdot \gamma \cdot T}{2L_1} \right).$$

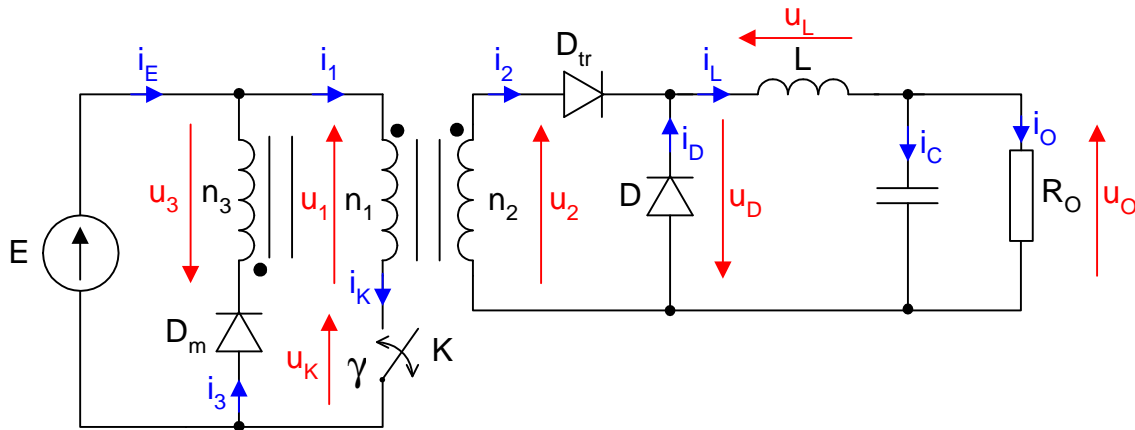
Podstawiając (3.60) do (3.59), można wyznaczyć średnią wartość prądu obciążenia w trybie pracy z przerywanym strumieniem:

$$I_{Op(AV)} = \frac{n_1}{n_2} \frac{\Delta t}{\gamma \cdot T} I_{n1(AV)} = \frac{n_1}{n_2} \frac{\Delta t}{\gamma \cdot T} \left(\frac{E \cdot \gamma^2 \cdot T}{2L_1} \right) = \frac{E^2 \cdot \gamma^2 \cdot T}{2 \cdot U_{O(AV)} \cdot L_1}. \quad (3.61)$$

3.2 Forward

3.2.1 Zasada działania

Układ *Forward* jest rozwinięciem układów obniżająco-podwyższającego napięcie oraz *Flyback*^(*), gdzie po stronie wtórnej transformatora dodano dodatkową diodę D_{tr} . W niniejszym opracowaniu opisano układ z dodatkową gałęzią demagnetyzującą. Schemat układu przedstawiono na rysunku 3.9. Zastosowany transformator posiada trzy uzwojenia połączone tak, jak na rysunku. Źródło napięciowe połączone jest (podobnie jak w układzie typu *Flyback*) z uzwojeniem pierwszym transformatora poprzez łącznik energoelektroniczny K . Równolegle połączono gałąź demagnetyzującą złożoną z diody D_m oraz trzeciego uzwojenia transformatora, co pozwala na całkowite rozmagnesowanie transformatora przed kolejnym cyklem. Zadaniem diody D_{tr} jest czasowa izolacja wyjścia (składającego się z diody i filtra) w trakcie pojawiania się na zaciskach transformatora – niemożliwego do uniknięcia – napięcia ujemnego, powstającego wskutek rozmagnesowywania transformatora przez diodę D_m i uzwojenie n_3 .



Rys. 3.9. Schemat przekształtnika DC-DC *Forward*

Podstawowe działanie transformatora można opisać układem równań (3.62), który pozwala na odprężenie zjawisk związanych z poszczególnymi uzwojeniami oraz umożliwia opis z transformacją energii dla poszczególnych obwodów.

$$\begin{aligned}
 n_1 \cdot i_1 - n_2 \cdot i_2 + n_3 \cdot i_3 &= R \cdot \varphi \\
 u_1(t) &= n_1 \cdot \frac{d\varphi}{dt} \\
 u_2(t) &= n_2 \cdot \frac{d\varphi}{dt} \\
 u_3(t) &= n_3 \cdot \frac{d\varphi}{dt},
 \end{aligned} \tag{3.62}$$

gdzie φ jest strumieniem w rdzeniu, a R jego reluktancją, przy założeniu liniowych warunków pracy (brak nasycenia). L_1, L_2, L_3 są indukcyjnościami własnymi uzwojeń o idealnym sprzężeniu:

$$\frac{1}{R} = \frac{L_1}{n_1^2} = \frac{L_2}{n_2^2} = \frac{L_3}{n_3^2} \tag{3.63}$$

^(*) patrz w rozdziale 2.4 oraz 3.1

Podczas przewodzenia $t = t_{ON}$ łącznika energoelektronicznego K (rys. 3.10) napięcie na zaciskach uzwojenia pierwszego równa się napięciu źródła $u_1 = E$, a zatem:

$$\begin{aligned} u_2 &= \frac{n_2}{n_1} \cdot E = \vartheta_{12} \cdot E, \\ u_D &= -\vartheta_{12} \cdot E, \\ u_{Dm} &= -E - \frac{n_3}{n_1} \cdot E = -(1 + \vartheta_{13}) \cdot E, \end{aligned} \quad (3.64)$$

gdzie przekładnie transformatora wynoszą: $\vartheta_{12} = n_1/n_2$ oraz $\vartheta_{13} = n_1/n_3$.

Diody D i D_m znajdują się więc w stanie blokowania. Energia jest przesyłana do obciążenia poprzez diodę D_{tr} . Jednocześnie następuje magnesowanie transformatora, a zatem magazynowanie energii poprzez uzwojenie pierwotne. Podczas tej fazy otrzymujemy: $i_3 = 0$, $i_2 = i_1$, $u_1 = E$, co powoduje, że poprzedni układ równań przyjmuje postać:

$$\begin{aligned} n_1 \cdot i_1 - n_2 \cdot i_L &= R \cdot \varphi \\ u_1(t) &= n_1 \cdot \frac{d\varphi}{dt} = E \end{aligned} \quad (3.65)$$

Stąd: $\varphi = E/n_1 \cdot t$, przy założeniu pełnego rozmagnesowania oraz:

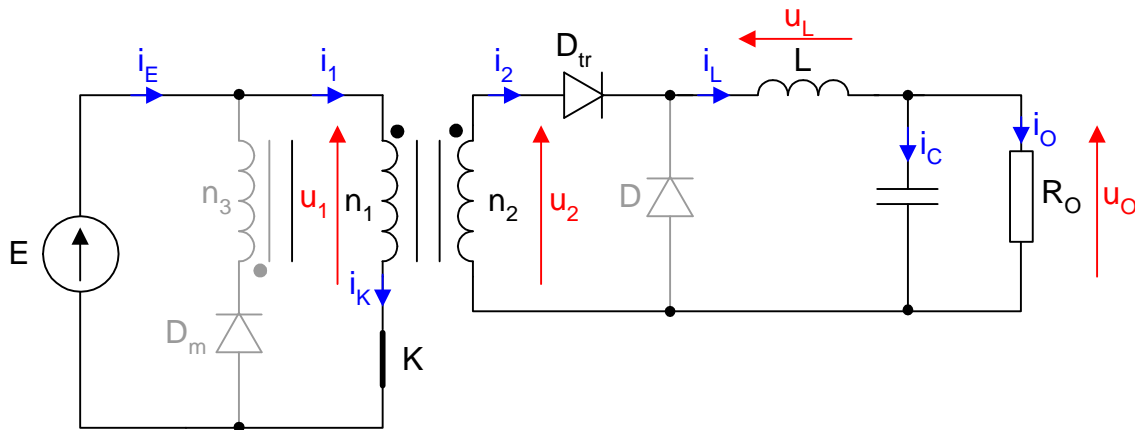
$$i_1 = \frac{n_2}{n_1} \cdot i_L + \frac{R \cdot E}{n_1^2} \cdot t = \vartheta_{12} \cdot i_L + \frac{E}{L_1} \cdot t = \vartheta_{12} \cdot i_L + i_{1mag} \quad (3.66)$$

Prąd i_1 zawiera więc składową związaną z obciążeniem (przesył bezpośredni) oraz składową związaną z obecnością transformatora. Na koniec fazy przewodzenia, strumień osiąga wartość maksymalną $\varphi_{max} = E/n_1 \cdot \gamma \cdot T$. Po otwarciu łącznika energoelektronicznego K (rys. 3.11), ciągłość strumienia magnetycznego w transformatorze zapewniona jest poprzez przepływ prądu przez uzwojenie n_3 przy przewodzącej diodzie D_m . Stan układu można opisać układem równań:

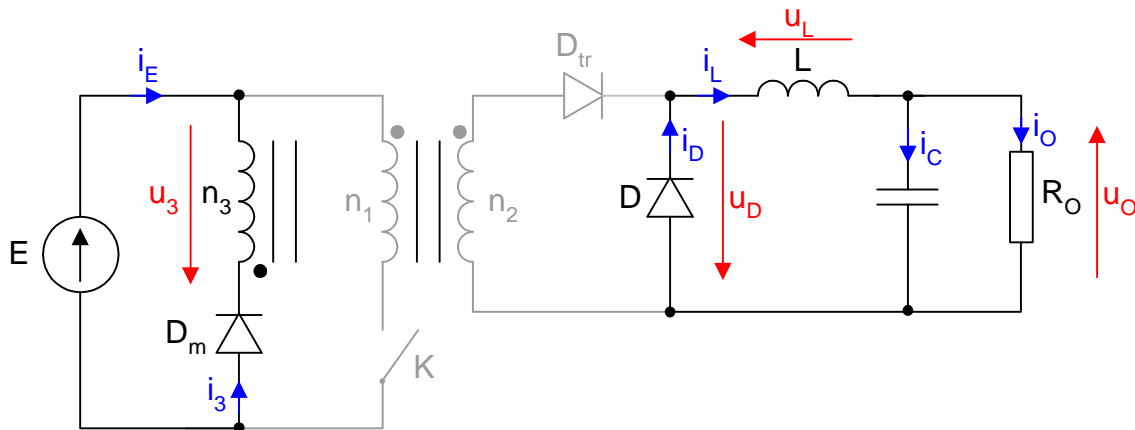
$$\begin{aligned} u_3 &= -E \\ u_1 &= -\frac{E}{\vartheta_{13}} \\ u_K &= E - u_1 = \left(1 + \frac{1}{\vartheta_{13}}\right) \cdot E \\ u_2 &= -\frac{\vartheta_{12}}{\vartheta_{13}} \cdot E \end{aligned} \quad (3.67)$$

opisywanej fazy cyklu mamy zatem $i_1 = i_2 = 0$, dioda D przewodzi prąd i_L . Początkowy układ równań przyjmuje więc postać:

$$n_3 \cdot i_3 = R \cdot \varphi u_1(t) = n_1 \cdot \frac{d\varphi}{dt} = -\frac{E}{\vartheta_{13}} \quad (3.68)$$



Rys. 3.10. Schemat zastępczy przekształtnika DC-DC *Forward* w czasie, gdy łącznik K oraz dioda D_{tr} są w stanie przewodzenia



Rys. 3.11. Schemat zastępczy przekształtnika DC-DC *Forward* w czasie demagnetyzacji

Stąd mamy:

$$\varphi = \varphi_{\max} - \frac{E \cdot t}{n_1 \cdot \vartheta_{13}} \quad (3.69)$$

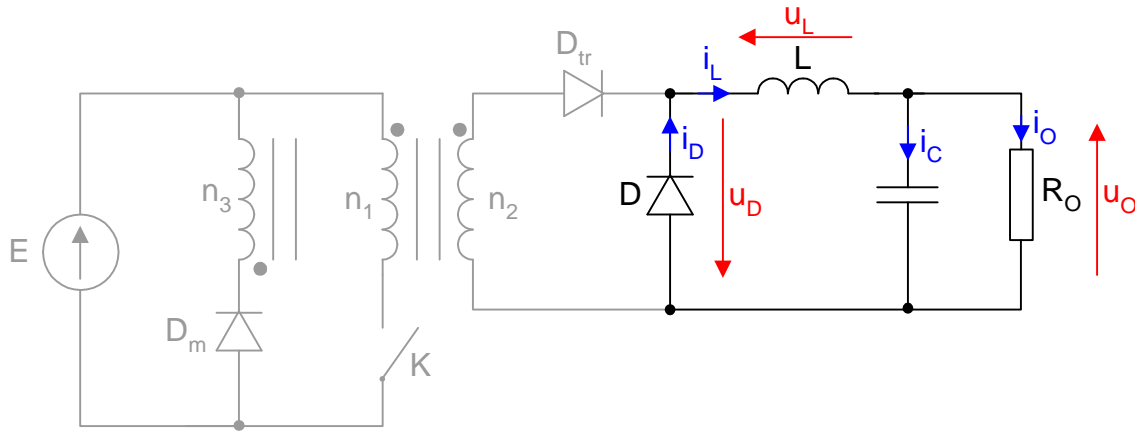
$$n_3 \cdot i_3 = R \cdot \varphi = R \cdot \varphi_{\max} - \frac{R \cdot E}{n_3} \cdot t.$$

Przekształcając (3.69), otrzymuje się zależność opisującą prąd w gałęzi demagnetyzującej:

$$i_3 = \frac{R \cdot \varphi_{\max}}{n_3} - \frac{E}{L_3} \cdot t. \quad (3.70)$$

Prąd i_3 płynie z uzwojenia trzeciego do źródła napięcia E , a energia zgromadzona w polu magnetycznym transformatora w czasie $\gamma \cdot T$ zwracana jest w procesie demagnetyzacji do źródła. Proces demagnetyzacji zostaje zakończony, gdy prąd i_3 maleje do zera, a dioda D_m przechodzi w stan blokowania. Stan ten („tzw. martwy”) utrzymywany jest do chwili ponownego załączenia łącznika energoelektronicznego (rys. 3.12), a energia do obciążenia dostarczana jest z dławika L

oraz kondensatora C za pośrednictwem diody D . W trakcie trwania tej fazy cyklu, transformator jest niejako odłączony, a napięcia na zaciskach jego uzwojeń są równe zero.



Rys. 3.12. Schemat zastępczy przekształtnika DC-DC *Forward* w czasie fazy „martwej”

Aby uniknąć nasycenia rdzenia, prąd i_3 musi opaść do zera przed końcem cyklu pracy przekształtnika, czyli do czasu T . Oznacza to, że do zacisków transformatora należy przyłożyć napięcie, którego wartość średnia jest równa zero. Współczynnik wypełnienia γ jest zatem ograniczony przez pewną wartość maksymalną, która dla poprawnego funkcjonowania układu wynosi:

$$\gamma_{\max} \cdot E = (1 - \gamma_{\max}) \cdot \frac{E}{\vartheta_{13}} \quad (3.71)$$

co po przekształceniu daje:

$$\gamma_{\max} = \frac{1}{1 + \vartheta_{13}}. \quad (3.72)$$

Na rysunku 3.13 zostały przedstawione przebiegi prądów i napięć przekształtnika *Forward*, przy założeniu, że pracuje ona w trybie przewodzenia ciągłego, a przekładnia $\vartheta_{13} = n_3/n_1 = 1$.

3.2.2 Charakterystyczne parametry układu typu *Forward*

Poniżej przedstawiono zależności przydatne do projektowania przekształtnika *Forward*. Celowo nie przedstawiono ich wyprowadzenia, aby czytelnik mógł samodzielnie – w ramach ćwiczeń rachunkowych – wyprowadzić je w oparciu o analizy z poprzednich rozdziałów.

Wartość średnia napięcia wyjściowego:

$$U_O = \vartheta_{12} \cdot \gamma \cdot E \quad (3.73)$$

gdzie: $\gamma = t_{ON}/T$ – współczynnik wypełnienia

Tętnienia napięcia wyjściowego:

$$\Delta u_O = \gamma(1 - \gamma) \frac{\vartheta_{12} \cdot E}{8 \cdot LC \cdot D_{mg}^2} \quad (3.74)$$

gdzie: $D_{mg} = 1/(\sqrt{\vartheta_{13}} \cdot T)$ – współczynnik demagnetyzacji.

Tętnienia prądu i_L

$$\Delta i_L = \gamma(1 - \gamma) \frac{\vartheta_{12} \cdot E}{L \cdot D_{mg}} \quad (3.75)$$

Maksymalne wartości napięcia i prądu łącznika K :

$$U_{k \max} = \left(1 + \frac{1}{\vartheta_{13}}\right) \cdot E \quad (3.76a)$$

$$I_{k \max} = \vartheta_{12} \left[\frac{U_O}{R} + \gamma(1 - \gamma) \frac{\vartheta_{12} \cdot E}{2 \cdot L \cdot D_{mg}} \right] + \frac{\gamma \cdot E}{L_1 \cdot D_{mg}} \quad (3.76b)$$

gdzie: L_1 – indukcyjność pierwszego uzwojenia transformatora.

Maksymalna wartość napięcia i średnia wartość prądu diody D_m :

$$U_{D_m \max} = \left(1 + \frac{1}{\vartheta_{13}}\right) \cdot E \quad (3.77a)$$

$$I_{D_m(AV)} = \frac{1}{2} \frac{E}{L_1 \cdot D_{mg}} \cdot \frac{\beta - \gamma}{\vartheta_{12}}, \quad (3.77b)$$

gdzie $\beta = t_2/T$.

Maksymalna wartość napięcia i średnia wartość prądu diody D_{tr} :

$$U_{D_{tr} \max} = \frac{\vartheta_{12}}{\vartheta_{12}} \cdot E \quad (3.78a)$$

$$I_{D_{tr}(AV)} = \gamma \cdot \frac{U_O}{R}. \quad (3.78b)$$

Maksymalna wartość napięcia i średnia wartość prądu diody D :

$$U_{D \max} = \vartheta_{12} \cdot E \quad (3.79a)$$

$$I_{D(AV)} = \gamma(1 - \gamma) \cdot \frac{U_O}{R}. \quad (3.79b)$$

Dobór współczynnika γ

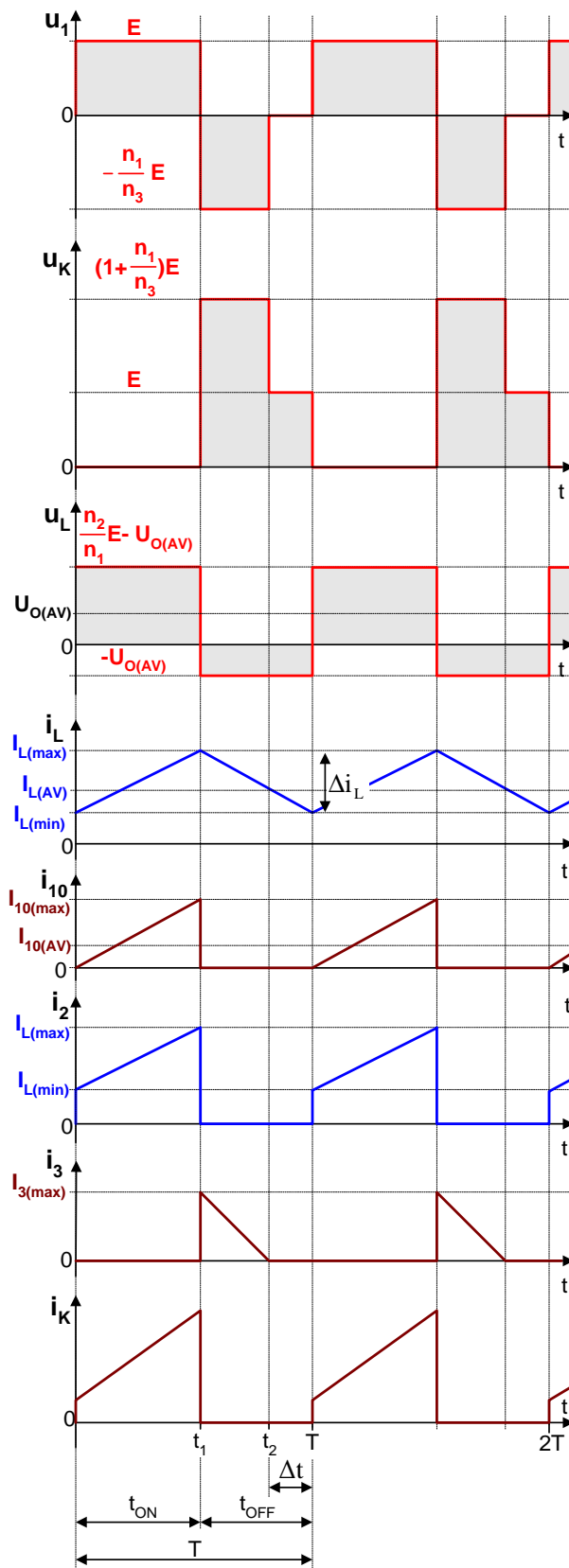
Maksymalny prąd, jaki może przepływać przez pierwsze uzwojenie wynosi:

$$I_{1 \max} = \frac{E}{L_1} \cdot \alpha_{\max} \cdot T = \vartheta_{13} \cdot \frac{E}{L_1} \cdot (1 - \alpha_{\max}) \cdot T \quad (3.80)$$

Przekształcając (3.80), otrzymuje się zależność na wartość maksymalną współczynnika wypełnienia:

$$\alpha_{\max} = \frac{1}{1 + \vartheta_{13}} \quad (3.81)$$

Poprawna demagnetyzacja może się odbywać, gdy $\vartheta_{13} \leq 1$, a zatem dla współczynnika wypełnienia $\gamma \in (0, 0.5)$.

Rys. 3.13. Przebiegi prądów i napięć w przekształtniku DC-DC *Forward*



Literatura

- [1] A. Borkowski. *Zasilanie urządzeń elektronicznych*. Wydawnictwo Komunikacji i Łączności, Warszawa 1990.
- [2] J.P. Ferrieux and F. Forest. *Alimentations à découpage, convertisseurs à résonance: principes, composants, modélisation*. Dunod, 1999.
- [3] K. Iwan, P. Musznicki, J. Guziński, and J. Łuszcz. *Laboratorium Podstaw Energoelektroniki*. Wydawnictwo Politechniki Gdańskiej, Gdańsk 2011.
- [4] N.Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins. *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. Wiley, 3 edition, 2002.
- [5] R. Nowak and M. Barlik. *Poradnik inżyniera energoelektronika*. WNT, Warszawa 1998.
- [6] M H. Rashid. *Power Electronics Handbook: Devices, Circuits and Applications; electronic version*. Elsevier, Amsterdam 2001.
- [7] J.N. Ross. *The essence of power electronics*. Prentice Hall, 1997.
- [8] K H. Sueker. *Power Electronics Design: A Practitioner's Guide*. Newnes, 2005.
- [9] B W. Williams. *Power Electronics: Devices, Drivers, Applications and Passive Components*. Mcgraw-Hill, 2006.