

3 Zasilacze impulsowe.

3.1 Cele stosowania zasilaczy impulsowych.

Głównym elementem zasilacza impulsowego jest konwerter DC-DC. Może on pracować jako blok składowy zasilacza impulsowego lub jako układ samodzielny.

Konwertery DC-DC mogą być zbudowane w oparciu, o transformator lub dławik. W zasilaczach sieciowych musimy oczywiście stosować transformator z dwóch przyczyn:

- kwestia oddzielenia galwanicznego.
- duży różnica (stosunek) napięcia wejściowym do wyjściowego.

W prostych układach stabilizatorów gdzie napięcie wejściowe niewiele się różni od napięcia wyjściowego wystarczy używać dławiki. Teoretycznie przy pomocy pojedynczego dławika można dokonać dowolnej konwersji napięć jednak przy dużej ich różnicy (stosunku) współczynnik wypełnienia kluczowania napięcia musiał by być bardzo duży (konwersja w górę) lub bardzo mały (konwersja w dół). Warto zaznaczyć że stabilizatory klasyczne umożliwiają tylko obniżanie napięcia, natomiast stabilizatory impulsowe również podwyższanie oraz uzyskiwanie napięcia ujemnego.

Zalety zasilaczy impulsowych:

- wysoka sprawność >80%.
- małe wymiary i masa transformatora.
- małe wymiary co wynika z poprzednich punktów – mały transformator, oraz małe radiatory lub ich brak ponieważ niewielkie straty mocy.

Wadami są emitowany duży poziom zakłóceń elektromagnetycznych jak i pewien poziom zakłóceń napięcia wyjściowego.

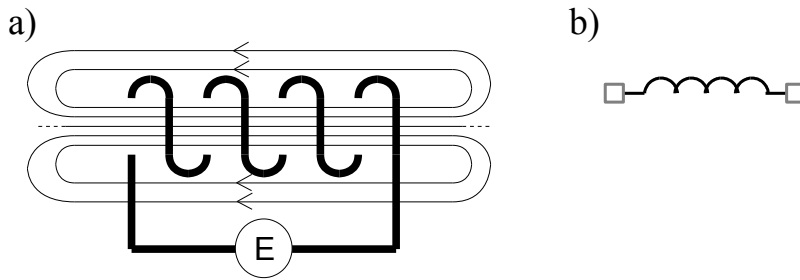
Obecnie produkowane scalone konwertery DC-DC umożliwiają konwersje znacznych mocy (do ok. 60W) bez stosowania zewnętrznych elementów półprzewodnikowych. Czyli jak widać układy te nie ustępują pod względem skomplikowania stabilizatorom klasycznym, a co za tym idzie są szeroko stosowane w układach konwersji napięcia.

3.1 Elementy indukcyjne stosowane w zasilaczach impulsowych.

3.1.1 Teoria działania:

W rozdziale tym zawarłem tylko podstawowe informacje o elementach indukcyjnych niezbędne do analizy działania impulsowych konwerterów DC-DC.

3.1.1.1 Cewka



Rys.3.1 a) Cewka oraz linie sił pola magnetycznego, b) symbol cewki.

Najprostszym elementem indukcyjnym stosowanymi w zasilaczach impulsowych jest cewka (dławiki). Cewka to wiele nawiniętych zwojów z materiału przewodzącego. Jeśli przepuścimy przez uzwojenie cewki prąd powstaje pole magnetyczne. Parametrami opisującymi pole magnetyczne są:

- indukcja magnetyczna – B (jednostka – Tesla – „T”).
- strumień magnetyczny - Ψ (jednostka – Weber – „Wb”).
- natężenie pola magnetycznego - H.

Podstawowe zależności:

$$H = \frac{I \cdot z}{l} ; \text{ (wzór ten jest dużym przybliżeniem i można go stosować}$$

raczej tylko dla dławików z rdzeniem zamkniętym. Wartość H jednak jest proporcjonalna do wart. Prądu I i ilości zwojów z ponadto jest zależna od wymiarów geometrycznych cewki)

$$B = H \cdot \mu ;$$

$$\Psi = S \cdot B ;$$

gdzie:

- S - pole przekroju.
- μ - przenikalność magnetyczna.
- z - liczba zwojów.
- l - Długość drogi pola magnetycznego.

Powyższe wielkości zależą tylko od budowy dławika oraz natężenia prądu płynącego przez dławik. Istnieje również prawo wiążące natężenie prądu płynącego przez cewkę, a powstałe na niej napięcie:

$$u = z \cdot \frac{d\Psi}{dt} ;$$

Z powyższego wzoru wynika że napięcie powstałe na cewce pod wpływem przepływu prądu jest proporcjonalne do szybkości jego zmian. Czyli jeśli prąd narasta liniowo to napięcie ma stałą wartość wtedy możemy napisać:

$$U = z \cdot \frac{\Delta \Psi}{\Delta t} ;$$

Występuje również zależność odwrotna:

$$\Psi(t) \cdot z = U \cdot t ;$$

gdzie:

- t - czas
- U - napięcie.
- z - liczba zwojów.

Jest to bardzo ważna zależność. Wynika z niej że przy przyłożeniu stałego napięcia do cewki strumień magnetyczny w rdzeniu liniowo narasta, a z podanych wcześniej zależności wiadomo że strumień jest proporcjonalny do natężenia prądu. Czyli **przy podaniu stałego napięcia na zaciski cewki prąd elektryczny przepływający przez nią liniowo narasta. A szybkość tego wzrostu jest proporcjonalna do przyłożonego napięcia.**

$$i(t) = a \cdot U \cdot t ;$$

gdzie:

- t - czas
- U - napięcie.
- a - współczynnik proporcjonalności.

Wielkość fizyczna, która opisuje cewkę to indukcyjność. Oznacza się ją literą 'L', a jej jednostką jest Henry [H]. A oto podstawowe zależności charakteryzujące indukcyjność:

$$u = L \cdot \frac{di}{dt}$$

$$L = U \cdot \frac{\Delta t}{\Delta I} ; (\text{dla } U = \text{const.})$$

Jak już wcześniej wspominałem jeśli napięcie na zaciskach ma stałą wartość to prąd narasta liniowo w funkcji czasu. Czyli:

$$i(t) = \frac{U \cdot t}{L} ;$$

gdzie:

- t - czas
- U - napięcie.
- L - indukcyjność.

Jest to podstawowe prawo przy analizie zasilaczy impulsowych. Wynika z niego że szybkość przyrostu prądu w cewce ($U = \text{const}$) jest odwrotnie proporcjonalne do jej indukcyjności. We wzorze tym zakładamy że początkowa wartość prądu (dla czasu $t=0$) wynosi 0. Bardziej ogólną postacią tego wzoru jest:

$$\Delta I(t) = \frac{U \cdot \Delta t}{L} ;$$

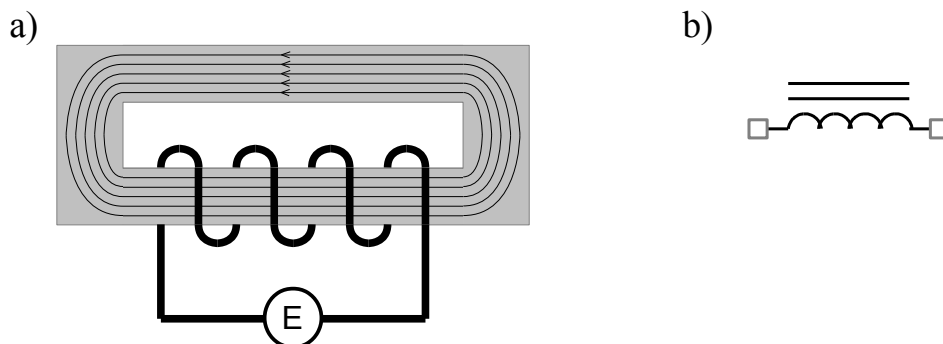
Jak widzimy w miarę upływu czasu zwiększa się tylko przyrost prądu, a nie wartość bezwzględna. Oznacza to, że jeśli na przykład przez cewkę płynie już prąd o pewnej wartości I_0 to po czasie Δt wypadkowy prąd będzie wynosił: $I_c = I_0 + \Delta I$. Można zauważyć że jeśli U ma wartość ujemną to mamy do czynienia ze spadkiem wartości prądu. Oczywiście przyjęcie kiedy napięcie U jest ujemne jest arbitralne. Wartość ujemna napięcia oznacza że źródło napięciowe zostało podłączone przeciwnie niż dla wartości dodatniej. W przypadku gdy $U = 0$ w idealnej cewce nie następuje zmiana prądu. Co oznacza że jeśli przez cewkę płynie jakiś prąd początkowy to jeśli na cewce nie występuje żadne napięcie to wartość natężenia tego prądu utrzymuje się bez zmian.

Drugą ważną zależnością wynikającą z przedstawionych do tej pory wzorów jest:

$$\Psi \cdot z = I \cdot L \quad ;$$

Wiąże ono wartość strumienia magnetycznego w cewce z natężeniem prądu. Równanie to jest wykorzystywane przy określaniu maksymalnej indukcji pola magnetycznego wewnątrz cewki. Zagadnienie będzie omówione w dalszej części rozdziału dotyczące cewek z rdzeniami.

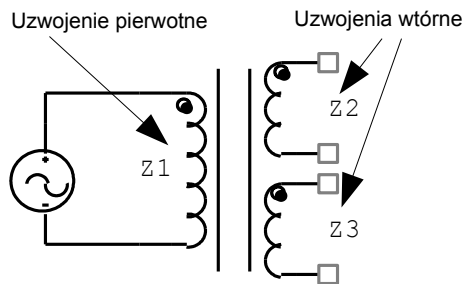
Indukcyjność cewki zależy od przenikalności magnetycznej ośrodka w którym rozchodzi się pole magnetyczne. Istnieją materiały tzw. ferromagnetyczne, które mają znacznie większą przenikalność od powietrza. Dla tego dla zwiększenia indukcyjności cewek stosuje się **rdzenie** wykonane z tych materiałów. Inną zaletą rdzenia o dużej przenikalności magnetycznej jest to że większość strumienia magnetycznego zamyka się w jego wnętrzu.



Rys3.2 a) Cewka z rdzeniem(większość pola magnetycznego występuje w rdzeniu). b) symbol cewki z rdzeniem.

3.1.1.2 Transformatory

Transformatory to elementy indukcyjne składające się z rdzenia i wielu (co najmniej dwóch) uzwojeń.



Rys.3.3 Transformator; kropki oznaczają kierunki uzwojeń.

Wykorzystując podstawowe prawo (już przytoczone) pola magnetycznego mówiącego o indukowaniu się siły elektromotorycznej:

$$u = z \cdot \frac{d\Psi}{dt}$$

Możemy wyprowadzić następujące zależności dla obwodu magnetycznego składającego się z wielu uzwojeń (transformatora).

$$\Psi_1 = \Psi_2 = \Psi_3 = \dots = \Psi_n;$$

$$\frac{u_1}{z_1} = \frac{u_2}{z_2} = \frac{u_3}{z_3} = \dots = \frac{u_n}{z_n} ;$$

Jak widać napięcie występujące na danym uzwojeniu jest proporcjonalne do ilości zwojów.

Jeśli założymy że do uzwojenia Z_1 przykładamy napięcie, a na pozostałych uzwojeniach będziemy je mierzyć to Z_1 nazywamy pierwotnym, zaś pozostałe to uzwojenia wtórnymi. Natomiast stosunki: Z_2/Z_1 , Z_3/Z_1 , Z_4/Z_1 ... nazywamy przekładniami transformatora.

Z wzoru na natężenie prądu w funkcji czasu wynika że po nieskończenie długim czasie natężenie prądu osiągnęło by również wartość nieskończoną. W związku z tym ,aby nie dopuścić do takiej sytuacji napięcie na uzwojeniu pierwotnym musi być przemienne. Powoduje ono cykliczny wzrost, a następnie spadek wartości strumienia magnetycznego, a co za tym idzie natężenia prądu. Oczywiście na uzwojeniach wtórnych występuje również napięcie przemienne o wartości zależnej od przekładni.

W przypadku zasilaczy impulsowych napięcie podawane na uzwojenie pierwotne ma kształt prostokątny, na zaciski transformatorów sieciowych podaje się napięcie sinusoidalne.

Przeanalizujemy działanie transformatora dla pobudzenia napięciem prostokątnym (ponieważ takie występuje w zasilaczach impulsowych które są opisywane w tej publikacji). Weźmy pod uwagę najprostszy przypadek – transformator składający się z dwóch uzwojeń: pierwotnego i wtórnego. Do

uzwojenia wtórnego jest podłączone obciążenie R_o . Na uzwojenie pierwotne jest podana fala prostokątna o napięciu U_{we} (napięcie międzyszczytowe wynosi $2 \cdot U_{we}$). W momencie pojawienia się impulsu dodatniego zgodnie z zasadą działania indukcyjności w rdzeniu pojawia się strumień magnetyczny który musi zrównoważyć przyłożone napięcie w związku z czym liniowo narasta liniowo.

Strumień ten jest w rzeczywistości wywoływany przez prąd który pojawia się w uzwojeniu pierwotnym:

$$\Psi(t) = U_{we} \cdot t \cdot z_1;$$

Strumień ten (,a właściwie jego zmiana) wywołuje, jak już wspomnieliśmy powyżej powstanie napięcia w uzwojeniu wtórnym. Napięcie to wynosi $U_{we} \cdot z_2/z_1$ i powoduje powstanie prądu, którego natężenie zgodnie z prawem OHM'a wynosi $I_{wy} = U_{wy}/R_o$. Prąd ten powoduje powstanie strumienia o przeciwnym kierunku do strumienia wywoływanego przez napięcie wejściowe. Strumienie te są sumowane. Jednak aby zrównoważyć napięcie występujące na uzwojeniu pierwotnym strumień w rdzeniu nie może ulec zmianie. Zatem w uzwojeniu pierwotnym pojawia się prąd elektryczny który wytwarza strumień przeciwny i o tej samej wartości co ten wytwarzany przez prąd uzwojenia wtórnego. Z właściwości cewki indukcyjnej wiemy że strumień magnetyczny wywoływany przez prąd przez nią płynący jest proporcjonalny do jego natężenia i ilości zwojów:

$$\Psi_1 = I_1 \cdot z_1 \cdot C ;$$

$$\Psi_2 = I_2 \cdot z_2 \cdot C ;$$

ponieważ $\Psi_1 = \Psi_2$ więc:

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{z_1}{z_2} = \frac{1}{n} ;$$

gdzie:

I_1 – natężenie prądu powstałego w uzwojeniu pierwotnym powstającym wskutek przepływu prądu w uzwojeniu wtórnym;

I_2 – natężenie prądu uzwojenia wtórnego;

z_1 – ilość zwojów uzwojenia pierwotnego;

z_2 – ilość zwojów uzwojenia wtórnego.

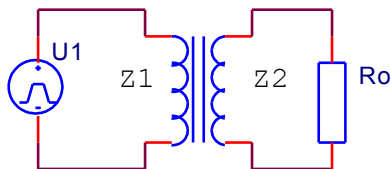
n – przekładnia;

C – stała proporcjonalności;

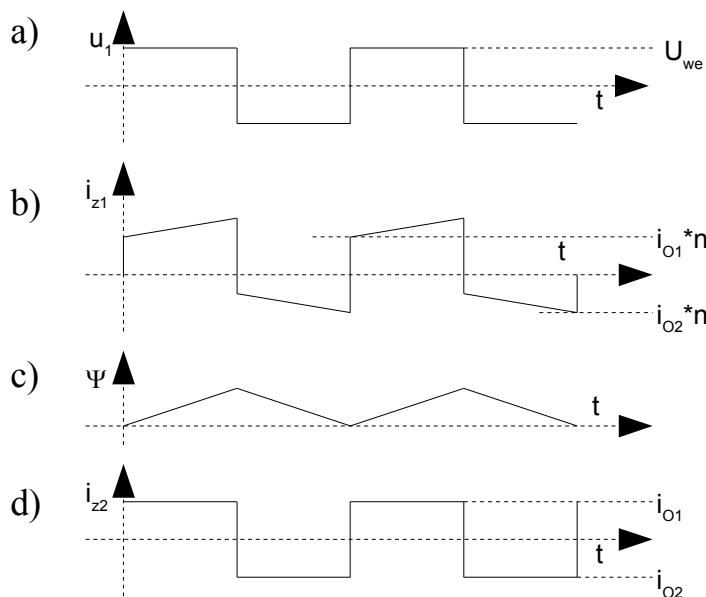
Mamy więc równanie na wartość prądu powstałego w uzwojeniu pierwotnym powstającym wskutek przepływu prądu w uzwojeniu wtórnym. Możemy więc powiedzieć, że na prąd uzwojenia pierwotnego sumują się dwie składowe: prąd

wytwarzający strumień magnetyczny w rdzeniu (nazywany prądem magnesowania rdzenia) i prąd wywoływany przez prąd uzwojenia wtórnego.

Ponieważ założyliśmy, że seria impulsów została rozpoczęta impulsem dodatnim w momencie pojawienia się impulsu ujemnego istnieje już pewien strumień magnetyczny, który w czasie trwania tego impulsu sprowadzany jest do zera. Czyli wartość prądu wynikająca z istnienia tego strumienia ma wartość przeciwną do napięcia wejściowego. Jeśli chodzi o prąd wywoływany przez prąd uzwojenia wtórnego to sytuacja wygląda analogicznie jak w przypadku pobudzenia impulsem dodatnim tylko, że wszystkie wartości mają wartość przeciwną. Jeśli więc chodzi o wartości prądów to dla impulsu ujemnego ma on wartość dodaną o prąd magnesowania (wytwarzający strumień magnetyczny), a dla impulsu ujemnego odjętą. Można źródło napięcia wejściowego poprzedzić kondensatorem sprzęgającym wtedy wartości tych prądów zrównają się.



Rys 3.4 Schemat podłączenia transformatora impulsowego.



Rys 3.2 Zasada działania transformatora impulsowego: a) napięcie na uzwojeniu pierwotnym; b) natężenie prądu uzwojenia pierwotnego; c) strumień magnetyczny rdzenia; d) natężenie prądu uzwojenia wtórnego;

Rodzaj przekazywania energii opisany powyżej wykorzystywany jest we wszystkich konwerterach typu „Forward” - z uzwojeniem rozmagnesowującym, półmostkowy, przeciwsobny. Zupełnie inaczej sprawa wygląda w przypadku konwertera przeciwbieżnego. Wykorzystuje się ty tylko

strumień magnesowania rdzenia, którego energia jest przekazywana do uzwojenia wtórnego. Dokładny opis działania zawarty jest w rozdziale dotyczącym konwertera przeciwbieżnego.

3.1.2 Informacje praktyczne

Jak już wcześniej wspomniano cewka może być nawinięta w powietrzu lub posiadać rdzeń ferromagnetyczny. W praktyce w zasilaczach impulsowych stosuje się tylko elementy indukcyjne z rdzeniami.

Stosowanie rdzeni stwarza jednak pewne problemy. Jednym z nich jest ograniczenie maksymalnej częstotliwości pracy. Drugim ograniczenie maksymalnej indukcji pola magnetycznego. W zasilaczach impulsowych stosuje się dwa rodzaje rdzeni: ferrytowe lub proszkowe. Rdzenie ferrytowe posiadają większą przenikalność magnetyczną - , a co za tym idzie umożliwiają uzyskanie większych indukcyjności, rdzenie proszkowe mają niewielkie wartości przenikalności za to dużą dopuszczalną maksymalną indukcję pola magnetycznego. Od tego czy zależy nam na dużej indukcyjności czy dużej dopuszczalnej indukcji w dużej mierze zależy od konfiguracji konwertera.

Dokładny opis tego problemu znajduje się w rozdziałach dotyczących konfiguracji impulsowych konwerterów DC-DC. Teraz ograniczę się tylko do następujących informacji:

- * transformatory konwerterów współbieżnych – duża indukcyjność
- * transformatory konwerterów przeciwbieżnych (fly-back) – duża indukcja pola magnetycznego, mała indukcyjność.
- * dławiki – duża indukcja pola magnetycznego.

Z podanych informacji wynika że do budowy transformatorów, oraz cewek o dużej indukcyjności stosuje się materiały ferrytowe, natomiast rdzenie proszkowe stosuje się dla dławików o dużych prądach.

Z zależności podanych w poprzednim rozdziale wynika że wartość indukcyjności cewki zależy od wielu czynników takich jak geometria rdzenia, przenikalność magnetyczna materiału, ilość zwojów. W praktyce do wyznaczania indukcyjności wykorzystuje się parametr zwany AL. Zazwyczaj dla każdego rdzenia producent podaje wartość tego parametru.

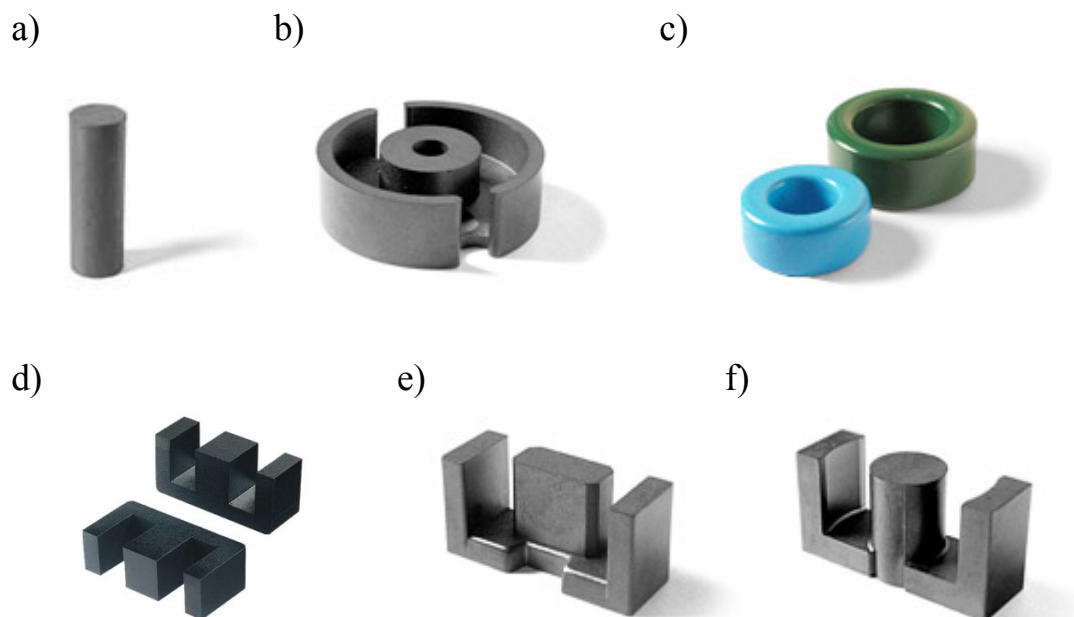
$$L = AL \cdot z^2 ;$$

z – ilość zwojów.

Rdzenie ze względu na kształt można podzielić na:

- walcowy;
- typu E (ten typ ma wiele odmian ale dla czytelności zawarłem je w jednym punkcie);
- pierścieniowy;

- kubkowy;



Rys 3.5 Różne odmiany rdzeni ferrytowych: a) rdzenie walcowe; b) rdzenie kubkowe; c) rdzenie pierścieniowe; d) rdzeń typu E; e) rdzeń typu EFD; f) rdzeń typu ETD;

Do budowy transformatorów używa się głównie rdzeni typu E, oraz kubkowych. Rdzenie pierścieniowe i walcowe stosuje się przede wszystkim w dławikach.

Rdzenie proszkowe wykonuje się zazwyczaj w kształcie pierścieniowym i stosuje się głównie w dławikach o małej indukcyjności i dużych prądach.

Materiał ferrytowy stosuje się we wszystkich rodzajach rdzeni.

Ponieważ jak już wspomniałem materiały ferrytowe mają dużą wartość przenikalności magnetycznej, co utrudnia (lub wręcz uniemożliwia) wykonania elementów indukcyjnych o dużej wartości prądu uzwojenia.

Stosuje się więc technikę obniżania wartości wypadkowej przenikalności magnetycznej, wykonując tzw. szczelinę. Z podanego wcześniej wzoru:

$$\Psi \cdot z = I \cdot L \quad ;$$

Jak widać przy założeniu że $L = \text{const}$. Strumień magnetyczny jest odwrotnie proporcjonalny do ilości zwojów. Oczywiście aby zachować stałą wartość indukcyjności, przy zmniejszaniu przenikalności należy dwinąć więcej zwojów. Ostatecznie pozwoli to nam na obniżenie wartości strumienia magnetycznego (a co za tym idzie indukcji), przy zachowaniu tego samego natężeniu prądu i indukcyjności.

$$\Psi \cdot z = I \cdot L \quad ;$$

$$L = AL \cdot z^2 \quad ;$$

czyli:

$$\Psi = I \cdot AL \cdot z \quad ;$$

$$B = \frac{\Psi}{S} \quad ;$$

Dla rdzeni ferrytowych B_{\max} można przyjąć około 0,3T.

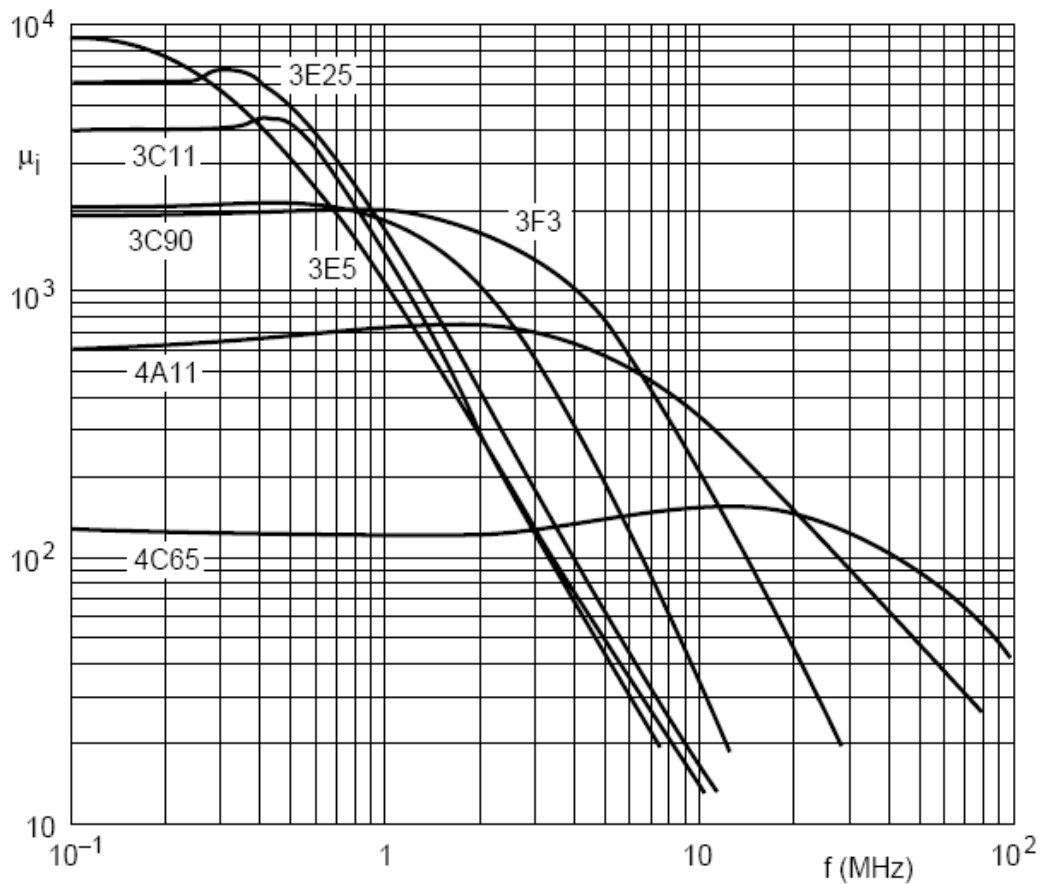
3.1.3 Charakterystyka materiałów rdzeni.

W rozdziale tym przedstawiłem dokładne wartości parametrów rdzeni firmy na przykładzie wyrobów firmy Ferroxcube.

3.1.3.1 Materiały ferrytowe.

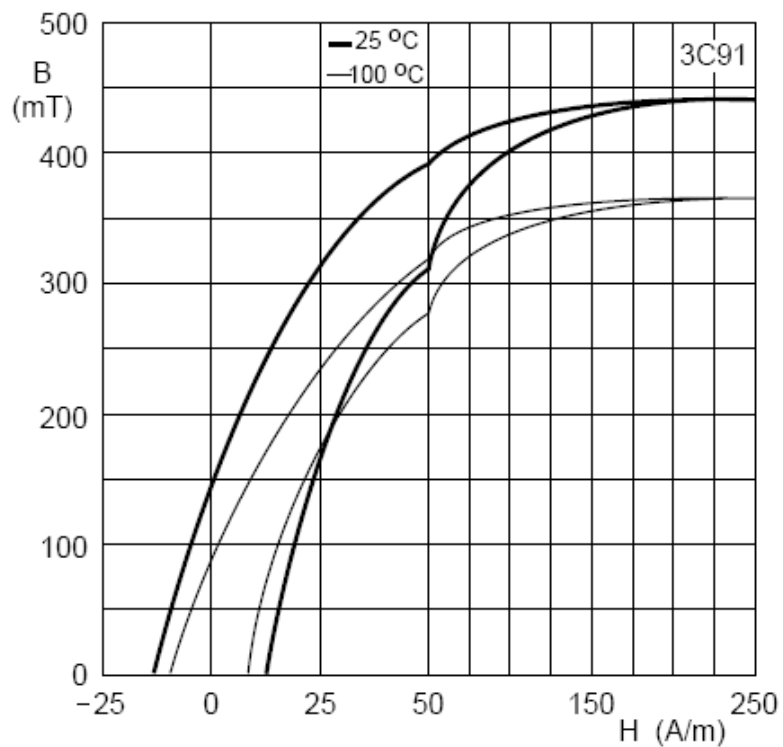
MAIN APPLICATION AREA	FREQUENCY RANGE (MHZ)	MATERIAL	μ_i at 25 °C	B_{sat} (mT) at 25 °C (1200 A/m)	T_C (°C)	ρ (Ωm)	FERRITE TYPE	AVAILABLE CORE SHAPES
Telecom filters Proximity sensors		3B46	3800	≈ 545	≥ 255	≈ 10	MnZn	RM, P, PT, PTS, EP, E, Planar ER, RM/I, RM/ILP, PH
	< 0.1	3B7	2300	≈ 440	≥ 170	≈ 1	MnZn	
	0.2 – 2	3D3	750	≈ 380	≥ 200	≈ 2	MnZn	
	< 0.2	3H3	2000	≈ 360	≥ 160	≈ 2	MnZn	
Wideband signal transformers Pulse transformers Delay lines		3E27	6000	≈ 430	≥ 150	≈ 0.5	MnZn	RM, P, PT, PTS, EP, EP/LP, EPX, E, Planar ER, RM/I, RM/ILP, Toroids
		3E28	4000	≈ 440	≥ 145	≈ 1	MnZn	
		3E5	10000	≈ 380	≥ 125	≈ 0.5	MnZn	
		3E55	10000	≈ 370	≥ 100	≈ 0.1	MnZn	
		3E6	12000	≈ 390	≥ 130	≈ 0.1	MnZn	
		3E7	15000	≈ 390	≥ 130	≈ 0.1	MnZn	
		3E8	18000	≈ 380	≥ 100	≈ 0.1	MnZn	Toroids
		3E9	20000	≈ 380	≥ 100	≈ 0.1	MnZn	
Line output transformers (LOT)	< 0.2	3C30	2100	≈ 500	≥ 240	≈ 2	MnZn	UR
	< 0.3	3C34	2100	≈ 500	≥ 240	≈ 5	MnZn	
Power transformers Power inductors General purpose transformers and inductors	< 0.2	3C81	2700	≈ 450	≥ 210	≈ 1	MnZn	E, EI, Planar E, EC, EFD, EP, ETD, ER, Planar ER, U, RM/I, RM/ILP, P, P/I, PT, PTS, PM, PQ, Toroids (gapped), Bobbin cores
	< 0.2	3C90	2300	≈ 470	≥ 220	≈ 5	MnZn	
	< 0.3	3C91	3000	≈ 470	≥ 220	≈ 5	MnZn	
	< 0.2	3C92	1500	≈ 520	≥ 280	≈ 5	MnZn	
	< 0.3	3C93	1800	≈ 500	≥ 240	≈ 5	MnZn	
	< 0.3	3C94	2300	≈ 470	≥ 220	≈ 5	MnZn	
	< 0.3	3C95	3000	≈ 530	≥ 215	≈ 5	MnZn	
	< 0.4	3C96	2000	≈ 500	≥ 240	≈ 5	MnZn	
	0.2 – 0.5	3F3	2000	≈ 440	≥ 200	≈ 2	MnZn	
	0.5 – 1	3F35	1400	≈ 500	≥ 240	≈ 10	MnZn	
	1 – 2	3F4	900	≈ 410	≥ 220	≈ 10	MnZn	
	1 – 2	3F45	900	≈ 420	≥ 300	≈ 10	MnZn	
	2 – 4	3F5	650	≈ 380	≥ 300	≈ 10	MnZn	
	4 – 10	4F1	80	≈ 320 ⁽¹⁾	≥ 260	≈ 10 ⁵	NiZn	

Rys 3.6 Parametry materiałów ferrytowych firmy FERROXCUBE.

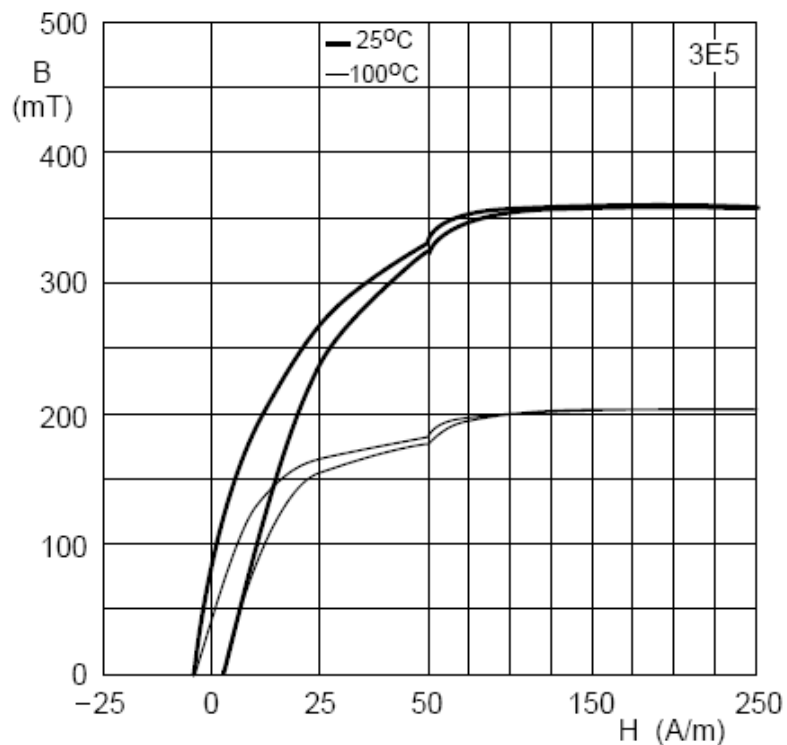


Rys 3.7 Zależność przenikalności magnetycznej od częstotliwości kilku przykładowych materiałów firmy FERROXCUBE.

W poprzednim rozdziale poinformowałem że materiały rdzeni posiadają ograniczoną maksymalną wartość indukcji pola magnetycznego. Obrazują to poniższe wykresy. Są to zależności pomiędzy natężeniem pola magnetycznego, a indukcją magnetyczną. Wartość natężenia pola magnetycznego w zasadzie odpowiada natężeniu prądu. Na wykresie widać że charakterystyka się zagina, a dla dużych wartości natężenia pola magnetycznego się nasycza. Chcielibyśmy aby indukcja magnetyczna była proporcjonalna do natężenia pola, a więc musimy wybrać taką wartość maksymalnej indukcji aby zmieścić się w liniowym odcinku charakterystyki.



Rys 3.8 Zależność indukcji magnetycznej w rdzeniu od natężenia pola magnetycznego dla materiału o niskiej przenikalności – 3C91.



Rys 3.9 Zależność indukcji magnetycznej w rdzeniu od natężenia pola magnetycznego dla materiału o wysokiej przenikalności – 3E5.

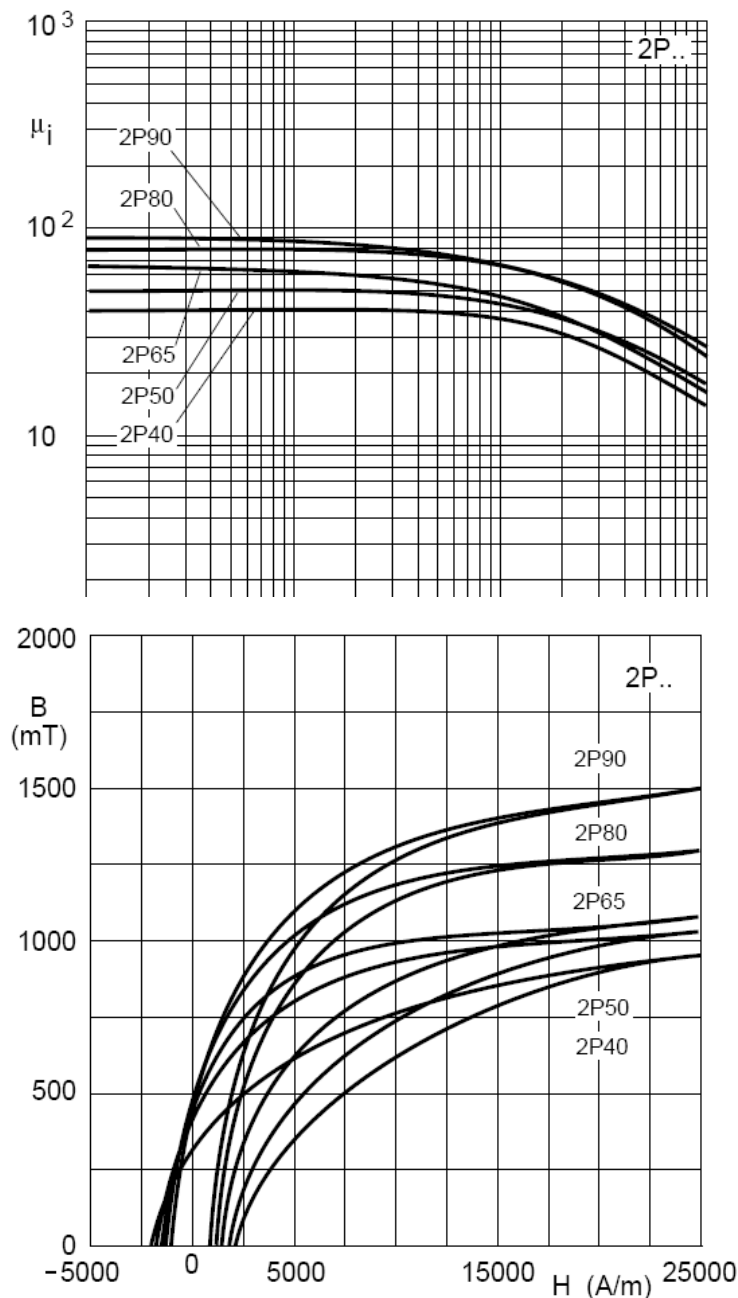
3.1.3.1 Materiały proszkowe.

Rdzenie proszkowe wykonuje się głównie w kształcie pierścieniowym.

Material grade specification - 2P80

SYMBOL	CONDITIONS	VALUE	UNIT
μ_i	25 °C; ≤ 10 kHz; 0.25 mT	$80 \pm 10\%$	
$\tan\delta/\mu_i$	25 °C; 100 kHz; 0.25 mT	$\approx 1000 \times 10^{-6}$	
B_r	from 25×10^3 A/m	≈ 400	mT
H_C	from 25×10^3 A/m	≈ 1200	A/m
B	$H = 25 \times 10^3$ A/m	≈ 1400	mT
α_F	25 to 55 °C	$\approx 15 \times 10^{-6}$	K ⁻¹
T_{max}		140	°C

Rys. 3.10 Przykładowe parametry rdzenia proszkowego typu 2P80.



tycznej w funkcji
i 2P... .

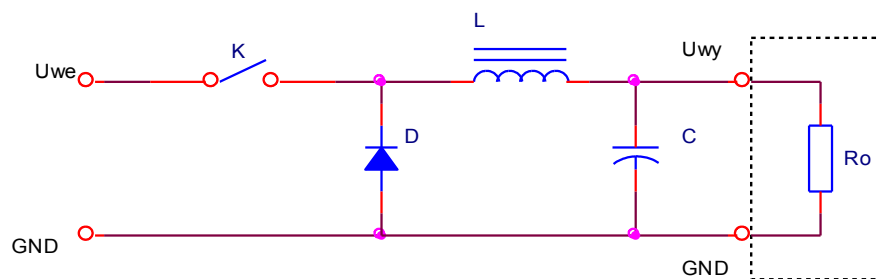
Rys. 3.12 Charakterystyka indukcji magnetycznej w funkcji natężenia pola magnetycznego rdziny proszkowych typu 2P... .

3.2 Zasada działania podstawowych konfiguracji konwerterów DC/DC.

3.2.1 Układy z pojedynczym dławikiem.

3.2.1.1 Układ z kluczem szeregowym (step down).

Ten typ układów pozwala na uzyskanie napięć mniejszych od napięcia wejściowego. Układ charakteryzuje się tym, że element kluczujący jest włączony szeregowo do źródła zasilania.

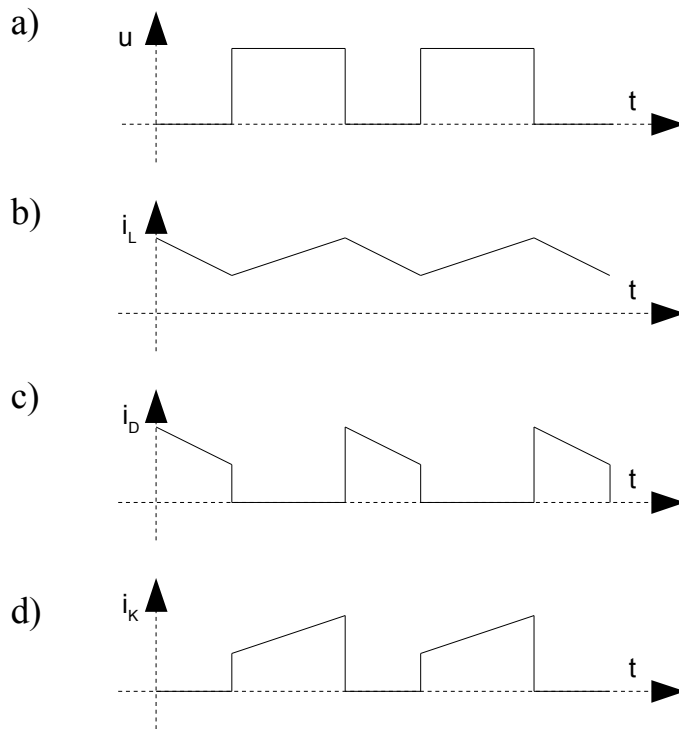


Rys 3.13 Schemat konwertera DC/DC z kluczem szeregowym.

Działanie układu polega na włączaniu lub wyłączaniu klucza K . Analizując powyższy układ zakłada się że kondensator C ma na tyle dużą wartość że panuje na nim stałe napięcie.

W zależności od poboru prądu przez obciążenie można wyróżnić dwa zakresy:

- 1) prąd płynący przez dławik nie osiąga wartości zera – zakres proporcjonalny.
- 2) prąd płynący przez dławik osiąga wartość zera – zakres nieproporcjonalny.



Rys 3.14 Przebieg napięć i prądów dla zakresu proporcjonalnego: a) napięcie za kluczem; b) natężenie prądu dławika; c) natężenie prądu diody; d) natężenie prądu klucza.

Jak widać z powyższego wykresu przyrost prądu w czasie t_1 jest równy spadkowi prądu w czasie t_2 . Możemy więc wyprowadzić:

$$\Delta I_1 = \frac{t_1 \cdot (U_{we} - U_{wy})}{L} ;$$

$$\Delta I_2 = \frac{t_2 \cdot U_{wy}}{L} ;$$

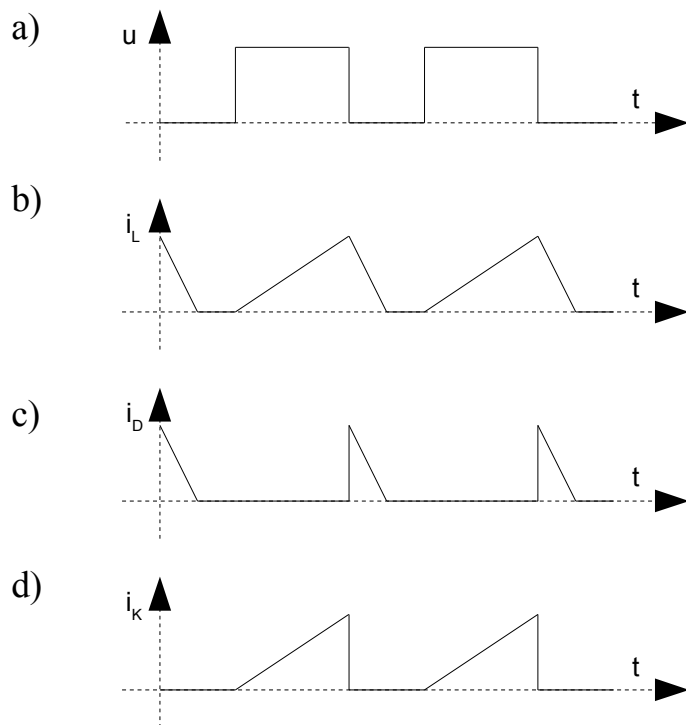
$$\Delta I_1 = \Delta I_2;$$

Na podstawie powyższych wzorów wynika że:

$$U_{wy} = U_{we} \cdot \frac{t_1}{t_1 + t_2} ;$$

$$U_{wy} = U_{we} \cdot \frac{t_1}{T}$$

Współczynnik wypełnienia: $n = \frac{t_1}{T} ;$



Rys 3.15 Przebieg napięć i prądów dla zakresu nieproporcjonalnego: a) napięcie za kluczem; b) natężenie prądu dławika; c) natężenie prądu diody; d) natężenie prądu klucza.

Wartość prądu pobieranego przez obciążenie jest wartością średnią prądu dławika. Czyli dla przypadku granicznego wynosi:

$$I_{gr} = \frac{\Delta I_1}{2} = \frac{\Delta I_2}{2}$$

gdzie: I_1 - prąd dławika w czasie włączenia klucza.
 I_2 - prąd dławika w czasie wyłączenia klucza.

czyli:

$$I_{gr} = U_{wy} \cdot T \cdot \frac{1 - \frac{U_{wy}}{U_{we}}}{2 \cdot L} = U_{wy} \cdot \frac{1 - \frac{U_{wy}}{U_{we}}}{2 \cdot L \cdot f} ;$$

gdzie: T - okres sygnału klucującego.
 f - częstotliwość sygnału klucującego.

I_0 - jest to prąd graniczny zakresu proporcjonalnego. Czyli układ pracuje w zakresie proporcjonalnym gdy spełniona jest zależność:

$$I_0 \geq I_{gr};$$

W dalszej analizie zakresu proporcjonalnego zakładamy że wartość prądu obciążenia jest stała. W tym przypadku średnia wartość prądu dławika też musi być stała. W związku z tym przyrost prądu w momencie włączenia klucza musi być równy jego spadkowi w momencie wyłączenia. Czyli:

$$\Delta I_1 = \Delta I_2;$$

Co gwarantuje nam pracę proporcjonalną:

$$U_{wy} = U_{we} \cdot \frac{t_1}{T} = n \cdot U_{we} \quad ;$$

Należy dodać że układ musi dojść do stanu równowagi w którym spełnione jest powyższe równanie. Na przykład po włączeniu zasilania prąd dławika jest równy 0. Po pierwszym włączeniu klucza pojawia się pewien prąd. Następnie po wyłączeniu klucza wartość tego prądu maleje. Jednak wartość przyrostu jest większa niż spadku. Czyli wartość prądu, cyklicznie wzrasta co wywołuje również wzrost napięcia wyjściowego. Sytuacja ta trwa tak długo aż wystąpi pewna równowaga (przyrost prądu w momencie włączenia będzie równy spadkowi prądu w momencie wyłączenia) czyli układ doszedł do pracy w zakresie proporcjonalnym.

Jeśli chodzi o pracę w zakresie nieproporcjonalnym to napięcie wyjściowe zależne jest od: rezystancji obciążenia, indukcyjności dławika, napięcia wejściowego i współczynnika wypełnienia. I oczywiście jest wyższe niż w zakresie proporcjonalnym przy tym samym współczynniku wypełnienia.

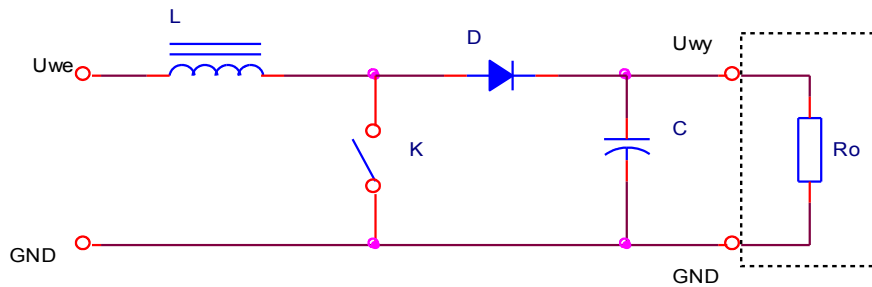
Projektując konwerter o określonym prądzie wyjściowym dobór dławika jest dosyć prosty. Najlepiej tak dobrać jego parametry, aby prąd obciążenia nieznacznie przekraczał próg zakresu proporcjonalnego.

Jeśli konwerter ma pracować w szerokim zakresie prądów obciążenia, jeśli chcemy zaoszczędzić na wymiarach dławika możemy zastosować podobne kryterium jak w punkcie poprzednim. Czyli próg zakresu proporcjonalnego ustalić nieco poniżej maksymalnego prądu obciążenia. Musimy się jednak liczyć problemami stabilizacji związanymi z nieproporcjonalną pracą konwertera.

Oczywiście możemy próg zakresu obniżyć jednak pociągnie to z sobą zwiększenie wymiarów dławika.

3.2.1.1 Układ z kluczem równoległym (step up).

Ten typ układów pozwala uzyskać napięcie wyższe od napięcia wejściowego lub napięcie ujemne.



Rys 3.16 Schemat konwertera DC/DC z kluczem równoległym.

Podobnie jak w układzie z poprzedniego punktu można tu wyróżnić dwa tryby pracy: proporcjonalny i nieproporcjonalny, zależne od parametrów konwertera i prądu obciążenia. W trybie proporcjonalnym prąd przez dławik płynie przez cały czas, a przyrost prądu w momencie włączenia klucza jest równoważony przez jego spadek w trakcie przekazywania energii do obciążenia. W trybie nieproporcjonalnym przez dławik prąd płynie przez cały czas t_1 (włączenia klucza) i przez część czasu t_2 (wyłączenia klucza)

$$\Delta I_1 = \frac{t_1 \cdot U_{we}}{L} ;$$

$$\Delta I_2 = \frac{t_2 \cdot U_L}{L} ;$$

$$\Delta I_1 = \Delta I_2;$$

gdzie:

U_{we} - napięcie wejściowe;

U_L - napięcie indukowane w dławiku w momencie wyłączenia klucza;

$$U_{wy} = U_L + U_{we};$$

więc:

$$t_1 \cdot U_{we} = t_2 \cdot U_L ;$$

$$U_L = U_{we} \cdot \frac{t_1}{t_2}$$

t_1 – czas włączenia klucza;

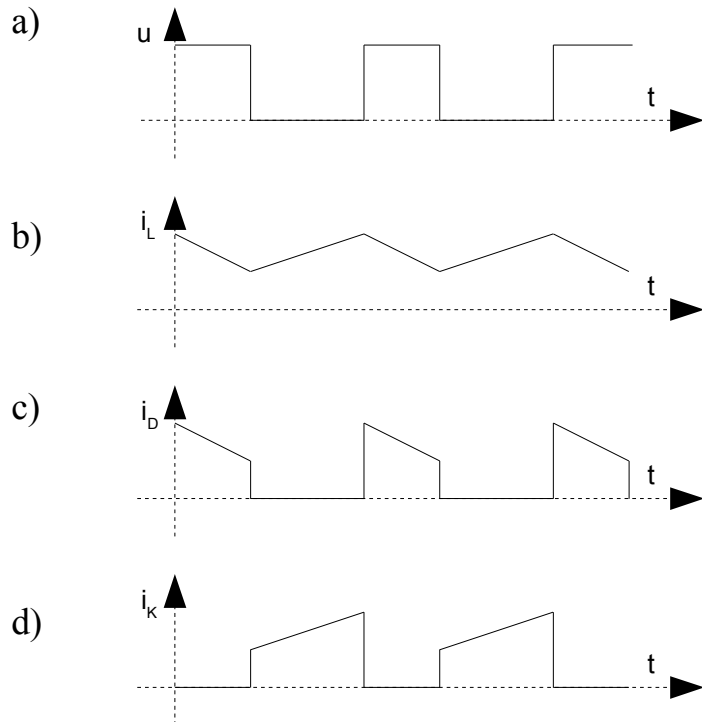
t_2 – czas wyłączenia klucza;

Napięcie wyjściowe:

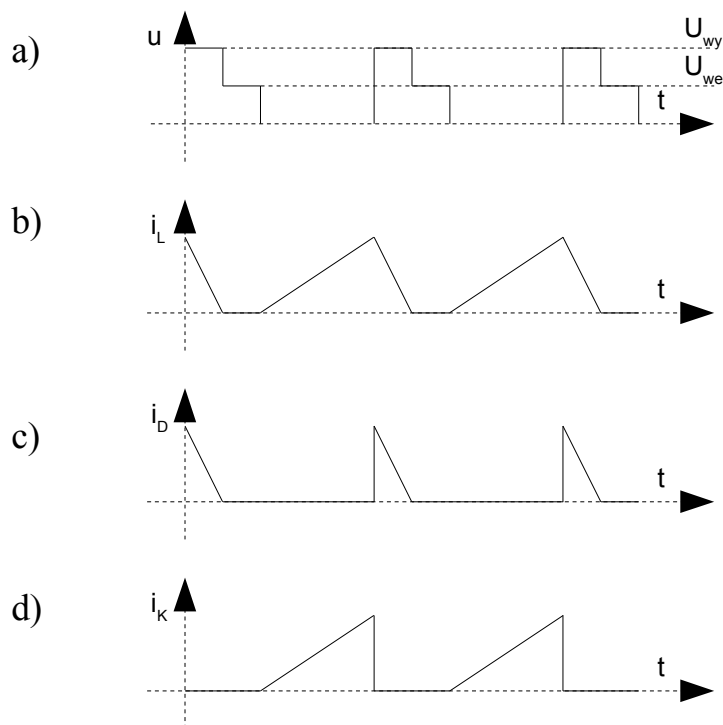
$$U_{wy} = U_{we} \cdot \left(\frac{t_1}{t_2} + 1 \right) = U_{we} \cdot \frac{1}{1-n} ;$$

gdzie: n – współczynnik wypełnienia.

W trybie nieproporcjonalnym napięcie wyjściowe jest większe niż wynikało by to z powyższego wzoru. Przy braku obciążenia teoretycznie osiągało by wartość nieskończenie dużą.



Rys 3.17 Przebieg napięć i prądów dla zakresu proporcjonalnego: a) napięcie na kluczu; b) natężenie prądu dławika; c) natężenie prądu diody; d) natężenie prądu klucza.



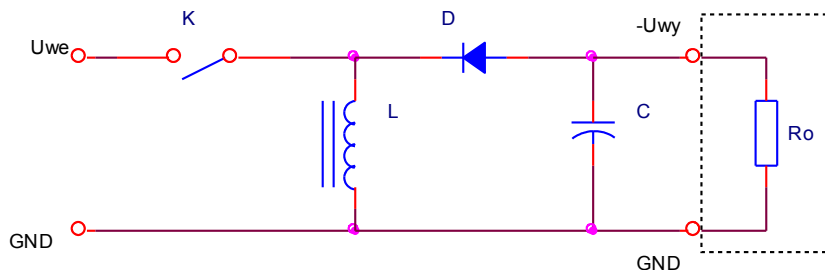
Rys 3.18 Przebieg napięć i prądów dla zakresu nieproporcjonalnego: a) napięcie na kluczu; b) natężenie prądu dławika; c) natężenie prądu diody; d) natężenie prądu klucza.

Warunek trybu proporcjonalnego:

$$I_{gr} = \frac{t_1 \cdot t_2 \cdot U_{we}}{2 \cdot L \cdot T} = \frac{U_{we}^2 \cdot T \cdot \left(1 - \frac{U_{we}}{U_{wy}}\right)}{2 \cdot L} = \frac{U_{we}^2 \cdot \left(1 - \frac{U_{we}}{U_{wy}}\right)}{2 \cdot L \cdot f} ;$$

$$I_o \geq I_{gr} ;$$

gdzie: T – okres sygnału klucującego.
f – częstotliwość sygnału klucującego.

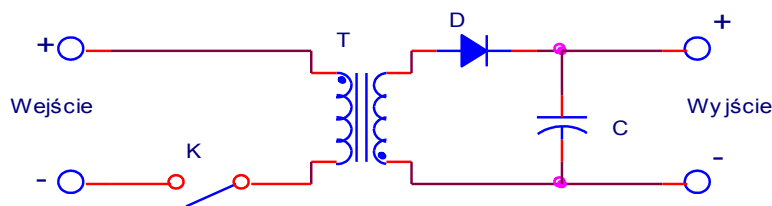


Rys 3.19 Schemat konwertera DC/DC z kluczem równoległym wytwarzającego napięcie ujemne.

3.2.2 Układy transformatorowe.

3.2.3 Układ przeciwbieżny (flyback).

Układ przeciwbieżny jest najprostszym układem transformatorowego konwertera napięcia, a jednocześnie dającym najwięcej możliwości. Układ ten łączy właściwości układu transformatorowego (powielenie napięcia przez przekładnię, galwaniczne rozdzielanie) z właściwościami konwertera z równoległą indukcyjnością pozwalające na stabilizację napięcia bez żadnych dodatkowych układów. Dodatkową zaletą jest to że układ w tej konfiguracji pozwala na uzyskanie wielu napięć wyjściowych. Można wykorzystać tę właściwość do wykonania uzwojenia służącego do stabilizacji napięcia wyjściowego - napięcie z tego uzwojenia (po wyprostowaniu) jest podawane na wejście wzmacniacza błędów. Rozwiązanie to zapewnia galwaniczne oddzielenie napięć wyjściowych od układu sterującego.



Rys 3.20 Schemat konwertera DC/DC w konfiguracji przeciwbieżnej.

Działanie układu jest analogiczne do układu z dławikiem tyle że energia zgromadzona w rdzeniu jest oddawana do obciążenia przez uzwojenie wtórne.

Dokładny opis działania jest następujący: W momencie włączenia klucza pojawia się w rdzeniu liniowo narastający strumień magnetyczny co pociąga za sobą pojawienie się prądu. Jeśli mamy do czynienia z wariantem proporcjonalnym to przy wyłączeniu klucza strumień, a co za tym idzie i prąd liniowo opada, a szybkość tego spadku zależna jest od napięcia wyjściowego. Jeśli jego wartość jest zbyt mała prąd (i strumień) nie spada do zera. Teraz po włączeniu klucza wartość prądu (i strumienia w rdzeniu) nie startuje od zera tylko od pewnej wartości. Cykl ten powoduje zwiększanie się wartości prądu i napięcia wejściowego do momentu ustalenia się napięcia na wyjściu o wartości opisanej poniższym wzorem. Wtedy przyrost prądu (i strumienia) w momencie włączenia klucza jest równy jego spadkowi w momencie wyłączenia.

W trybie nieproporcjonalnym w momencie wyłączenia klucza spadek prądu w uzwojeniu osiąga wartość 0. Tak więc napięcie wyjściowe zależy od rezystancji obciążenia i równe jest jego iloczynowi i średniemu prądowi wyjściowemu.

Tak więc transformator spełnia tu dwie funkcje: elementu gromadzącego energię oraz elementu transformującego napięcie. Z tego powodu stosuje się w tym układzie rdzenie o niewielkiej przenikalności magnetycznej ($AL \approx 100$). Powoduje to występowania stosunkowo dużego strumienia rozproszenia. Również i w tym układzie można wyróżnić dwa tryby pracy, zależne od prądu obciążenia. W trybie proporcjonalnym napięcie wyjściowe wynosi:

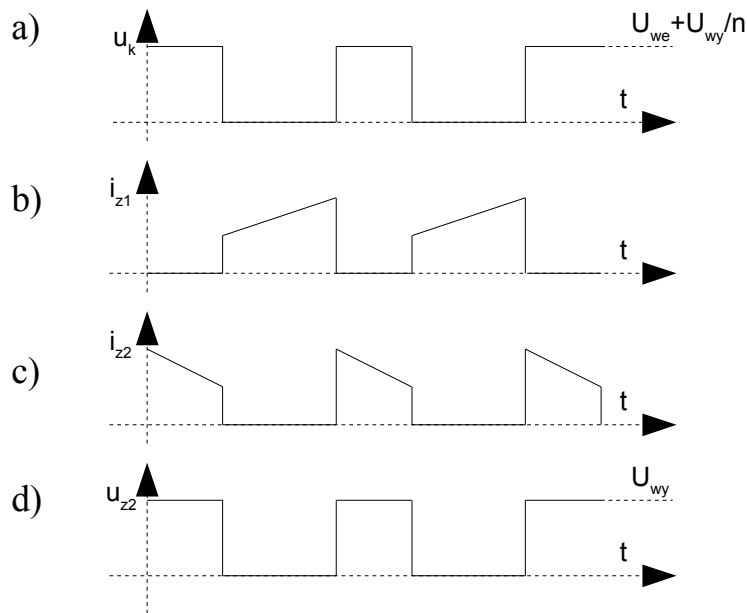
$$U_{wy} = U_{we} \cdot n \cdot \frac{t_1}{t_2} = U_{we} \cdot n \cdot \frac{d}{1-d} ;$$

n – przekładnia transformatora;

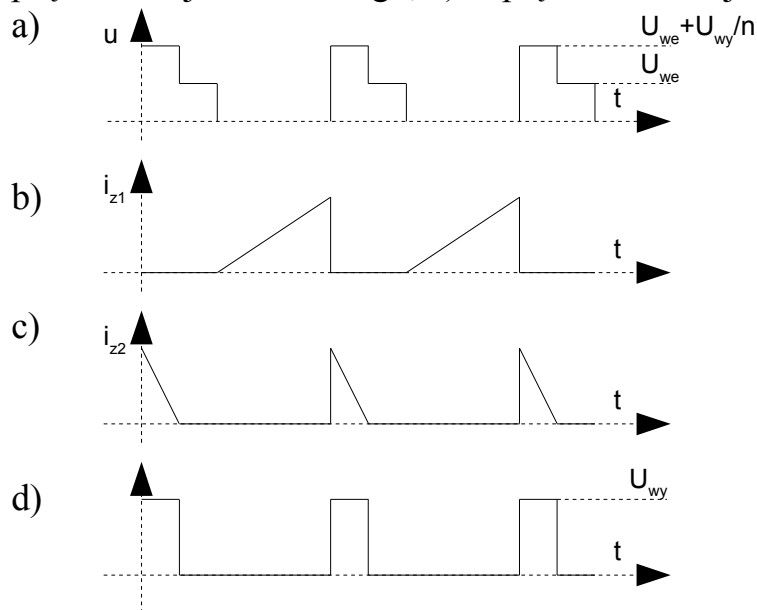
t_1 – czas włączenia klucza;

t_2 – czas wyłączenia klucza;

d – współczynnik wypełnienia;



Rys 3.21 Przebiegi czasowe układu przeciwbieznego w trybie proporcjonalnym: a) napięcie na kluczu; b) natężenie prądu uzwojenia pierwotnego; c) natężenie prądu uzwojenia wtórnego; c) napięcie na uzwojeniu wtórnym.



Rys 3.22 Przebiegi czasowe układu przeciwbieznego w trybie nieproporcjonalnym:

a) napięcie na kluczu; b) natężenie prądu uzwojenia pierwotnego; c) natężenie prądu uzwojenia wtórnego; d) napięcie na uzwojeniu wtórnym.

Warunek trybu proporcjonalnego:

$$I_o \geq I_{gr};$$

$$I_{gr} = \frac{T \cdot U_{we}^2 \cdot U_{wy}}{AL \cdot (U_{wy} \cdot z_1 + U_{we} \cdot z_2)^2} ;$$

gdzie: T – okres sygnału kluczującego ($T=1/f$);
 U_{we} – napięcie wejściowe;
 U_{wy} – napięcie wyjściowe;
AL – parametr „AL” rdzenia;
 z_1 – ilość zwojów uzwojenia pierwotnego;
 z_2 – ilość zwojów uzwojenia wtórnego;

Projektując układ przeciwbieźny trzeba zadbać o to aby nie przekroczyć maksymalnej wartości indukcji magnetycznej dla danego materiału rdzenia.

$$B = \frac{U_{we} \cdot t_1}{z_1 \cdot S} ;$$

gdzie: U_{we} – napięcie wejściowe;
 t_1 – czas włączenia klucza;
 z_1 – ilość zwojów uzwojenia pierwotnego;
S – pole przekroju poprzecznego rdzenia;

3.2.3 Układ współbieżny (forward).

Mimo wielu zalet układy w konfiguracji przeciwbieźnej mają też ograniczenia. Stosuje się je bowiem dla niezbyt dużych mocy (do ~100W) z uwagi na duży strumień rozproszenia. Dla wyższych mocy lepiej użyć konwertera w konfiguracji współbieżnej.

Zasada działania jest następująca: W momencie zwarcia klucza K na uzwojeniu pierwotnym pojawia się napięcie, które jest bezpośrednio przenoszone na uzwojenie wtórne. W tej fazie powstaje również strumień w rdzeniu równy: $\Psi = \frac{U \cdot t}{z}$.

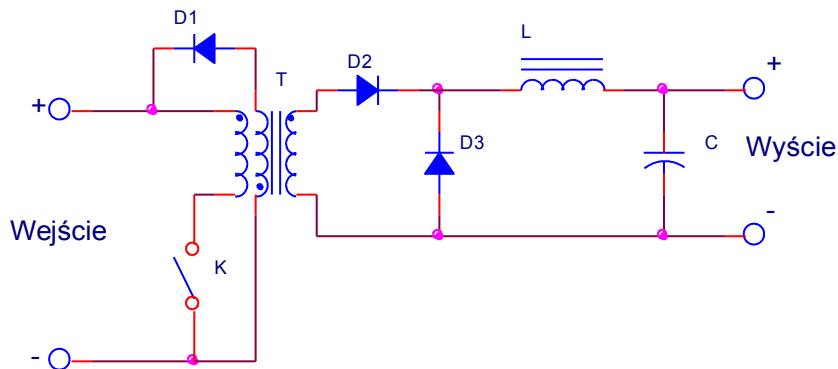
Gdzie: U – napięcie wejściowe.
t – czas otwarcia klucza K
z – ilość zwojów uzw. Pierwotnego.

W momencie wyłączenia klucza K przepływ prądu w uzwojeniu pierwotnym i wtórnym zostaje przerwany, a pojawia się prąd w uzwojeniu rozmagnezowującym płynący przez diodę D1. Prąd ten powoduje usunięcie strumienia magnetycznego z rdzenia, a całą energią w nim zgromadzoną jest oddawana do napięcia wejściowego. Ważne jest aby uzwojenie rozmagnezowujące miało taką samą liczbę zwojów co pierwotne i uzwojenia te były jak najbliżej siebie. Najlepiej nawinąć je razem ze sobą. Należy też

zadbać o to aby współczynnik wypełnienia sygnału kluczującego nie przekroczył 50%.

Napięcie pojawiające się na zwojeniu wtórnym transformatora T jest prostowane diodą D2 i zamieniane na nap. stałe w obwodzie składającym się z elementów D3, L, C.

Z zasady działania układu w tej konfiguracji wynika, że należy stosować tu rdzenie o dużej przenikalności magnetycznej ($AL > 1000$). Wpływa to znacznie na zmniejszenie strumienia rozproszenia.



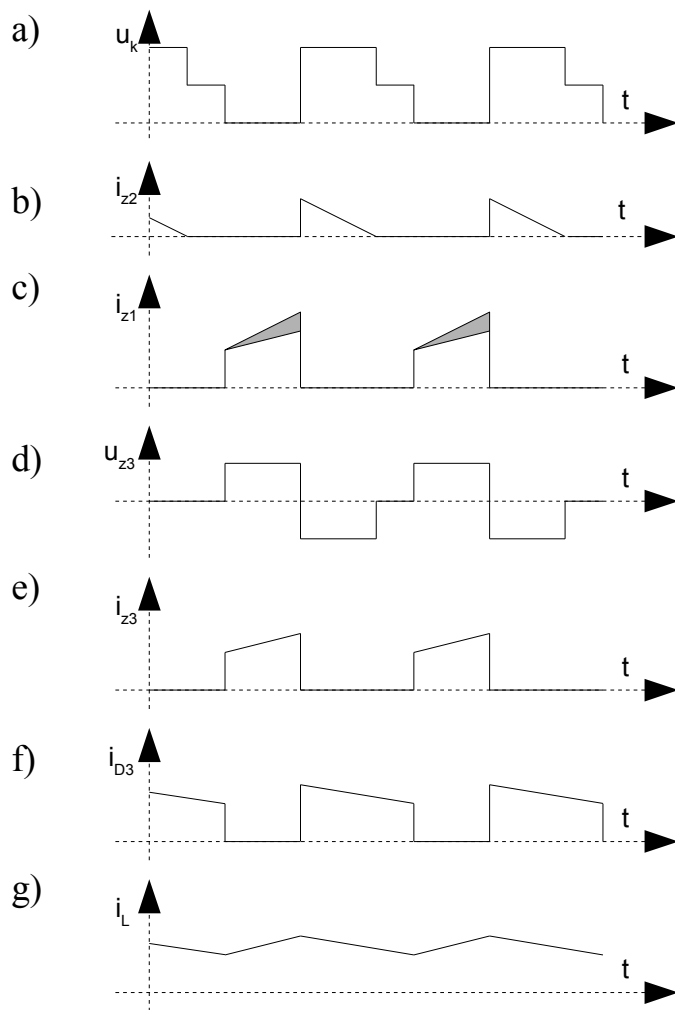
Rys 3.23 Schemat konwertera DC/DC w konfiguracji współbieżnej

Praca w trybie proporcjonalnym jak i nieproporcjonalnym występuje analogicznie jak dla konwertera typu „step down” który jest częścią układu „forward” i zbudowany jest z elementów D₃, L, C;

W trybie proporcjonalnym napięcie wyjściowe wynosi:

$$U_{wy} = U_{we} \cdot d \cdot n \quad ;$$

gdzie: d – współczynnik wypełnienia włączenia klucza;
n – przekładnia transformatora;



Rys. 3.24 Przebiegi czasowe dla układu współbieżnego: a) napięcie na kluczu; b) natężenie prądu uzwojenia rozmagnesowującego; c) natężenie prądu uzwojenia pierwotnego; d) napięcie na uzwojeniu wtórnym; e) natężenie prądu uzwojenia wtórnego; f) natężenie prądu diody d_3 ; g) natężenie prądu dławika;

3.2.4 Układ dwukluczowy w układzie półmostkowym.

W układzie tym podobnie jak w układzie „Forward” napięcie na uzwojeniu pierwotnym jest bezpośrednio przekazywane na uzwojenie wtórne. Przez odpowiednie sterowanie kluczami na uzwojeniu powstaje fala prostokątna, która po przeniesieniu na uzwojenie wtórne jest prostowana w prostowniku dwupołówkowym w konfiguracji Delon'a, a następnie filtrowana w układzie: L i C_1 . Sekcja L i C_1 pełni analogiczną funkcję jak w konwerterze typu „Step down”. Klucze $K1$ i $K2$ są otwierane na przemian na taki sam czas. Po między przełączeniami może trwać stan w którym oba klucze są zamknięte – t_2 . Czyli układ jest sterowany falą prostokątną o współczynniku wypełnienia:

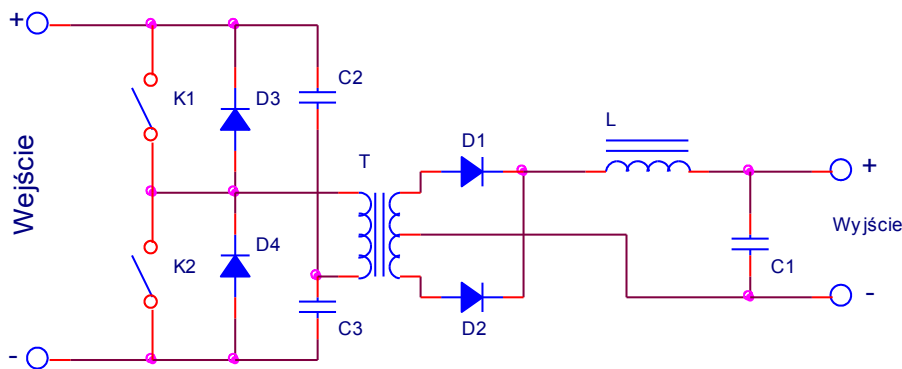
$$d = t_1 / (t_1 + t_2)$$

gdzie: t_1 – wypadkowy czas otwarcia kluczy.

t_2 – czas zamknięcia obu kluczy.

W układzie tym także dążymy do tego aby zastosować rdzeń o dużej przenikalności magnetycznej. Co w połączeniu ze sposobem działania daje nam bardzo mały strumień rozproszenia, a fakt że energia może być przesyłana praktycznie przez cały okres sygnału przełączającego układ z dobrym skutkiem może być wykorzystywany do transformowania dużych mocy.

Dodatkową zaletą układu półmostkowego (np. w porównaniu z układem przeciwsobnym) jest to że na kluczach nie występują przebiegi. Czyli napięcia przebicia elementów klucujących muszą być większe tylko od napięcia wyjściowego.



Rys 3.25 Schemat konwertera DC/DC w układzie półmostkowym.

Podobnie jak w poprzednio omawianych układach także i tu można wyróżnić pracę w trybie proporcjonalnym i nieproporcjonalnym. Z tym, że w trybie nieproporcjonalnym dochodzi dodatkowo problem z pojawianiem się prądu namagnesowania rdzenia transformatora. W trybie proporcjonalnym w trakcie wyłączenia kluczy istnienie tego prądu objawia się nie równymi natężeniami prądów uzwojeń wtórnych. Różnica pomiędzy nimi składa się właśnie na prąd namagnesowania rdzenia. Ma on wartość stałą ponieważ napięcie które wpływa na jego zmianę jest prawie równe 0 (jest równe różnicy napięć na diodach D_1 i D_2). Tak więc strumień magnetyczny, w rdzeniu w czasie wyłączenia kluczy nie zmienia się. W momencie włączenia któregoś z kluczy na uzwojeniu pierwotnym pojawia się napięcie które powoduje zmianę strumienia. Przyrost prądu wywołany zmianą strumienia zaznaczono na rysunku szarym kolorem.

W trybie nieproporcjonalnym analiza rozplywu prądu namagnesowania rdzenia jest dość skomplikowana i składa się z wielu wariantów, tak że opuszczę ich dokładny opis. Dodam tylko, że diody D_3 i D_4 zapobiegają powstawaniu przebieg przy pewnych warunkach pracy w trybie nieproporcjonalnym. Można

jednak zawsze zadać określone napięcie wyjściowe ustawiając odpowiedni współczynnik wypełnienia.

$$\Delta \Psi = \frac{U_{we} \cdot t}{z} ;$$

$$\Delta I_{we} = \frac{U_{we} \cdot t}{L} ;$$

gdzie:

$\Delta \Psi$ – przyrost strumienia magnetycznego;

ΔI_{we} – przyrost natężenia prądu związany z powstaniem strumienia

magnetycznego

U_z – napięcie na uzwojeniu;

t – czas otwarcia klucza,

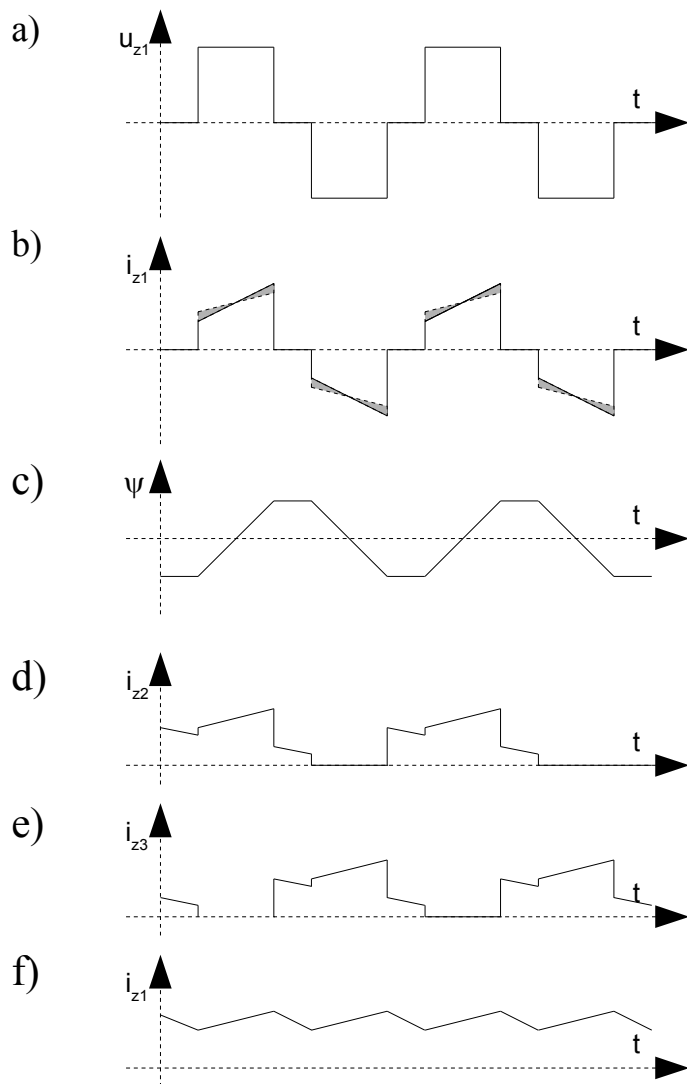
z – ilość zwojów.

L – indukcyjność uzwojenia.

W trybie proporcjonalnym:

$$U_{wy} = \frac{U_{we} \cdot d \cdot n}{2} ;$$

Napięcie wyjściowe jest proporcjonalne do współczynnika wypełnienia – d i przekładni – n .



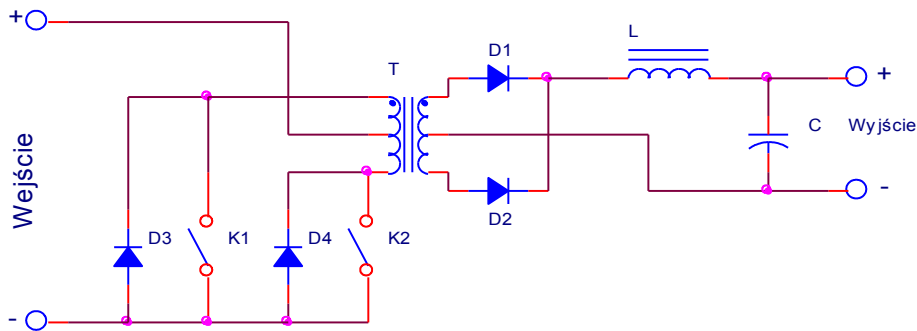
Rys. 3.26 Przebiegi czasowe dla konwertera w układzie półmostkowym: a) napięcie na uzwojeniu pierwotnym; b) natężenie prądu uzwojenia pierwotnego; c) strumień magnetyczny w rdzeniu; d) natężenie prądu pierwszego uzwojenia wtórnego; e) natężenie prądu drugiego uzwojenia wtórnego; f) natężenie prądu dławika.

Dokładnie analizując wykres prądu uzwojenia pierwotnego widać że na wartość wypadkową natężenia prądu składają się dwa przyrosty i pewna wartość stała. Jeden z przyrostów już został omówiony – wynika on z powstawania strumienia w rdzeniu. Drugi wraz z wartością stałą wynika z kształtu prądu dławika. W momencie włączenia klucza ma on przebieg liniowo narastający.

3.2.5 Układ dwukluczowy w układzie przeciwsobnym.

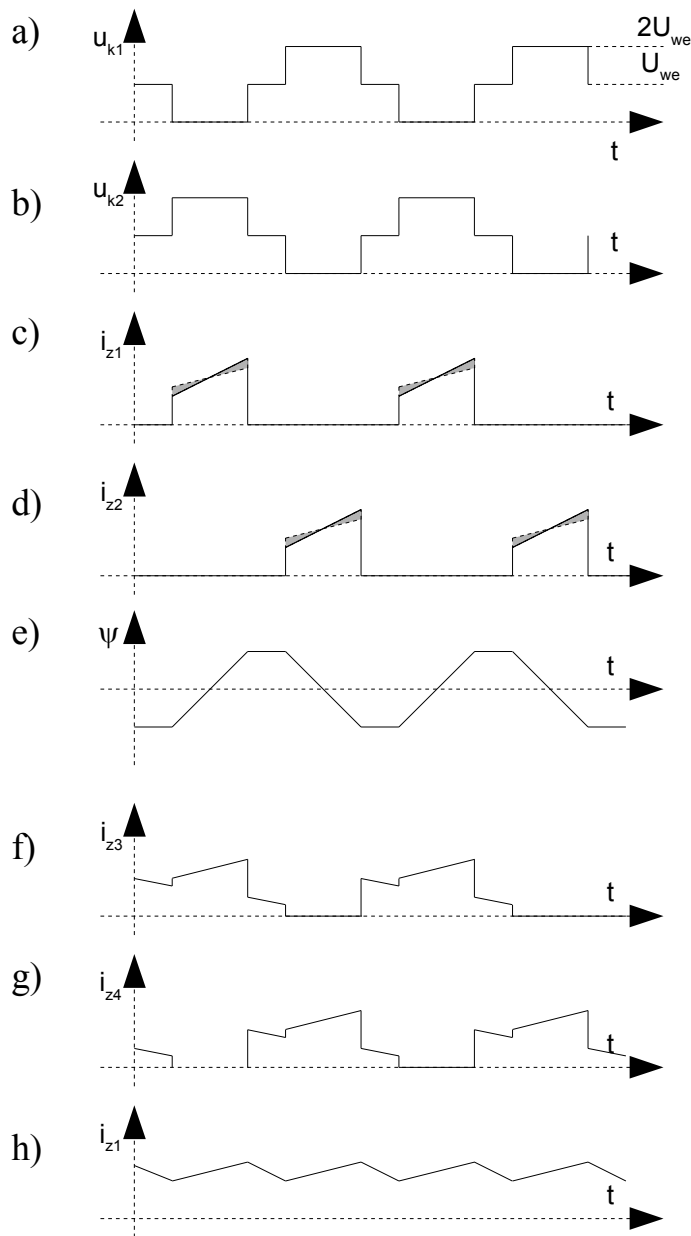
Układ ten różni się od omawianego w poprzednim punkcie konfiguracją kluczy.

Jak widać po stronie pierwotnej mamy dwa uzwojenia do których podłączone są klucze. Reszta układu działa analogicznie jak w układzie z poprzedniego punktu. Wadą tego rozwiązania jest to że na kluczach powstaje przepięcie równe podwojonemu napięciu zasilania oraz konieczność stosowania dwóch uzwojeń pierwotnych. Zaletą jest prostsze sterowanie kluczami.



Rys 3.27 Schemat konwertera DC/DC w układzie przeciwsobnym.

Jeśli chodzi o pracę w zakresach proporcjonalności i nieproporcjonalności to sytuacja wygląda tu analogicznie jak w poprzednim punkcie z tą różnicą, że uzwojenie pierwotne jest sterowane całym napięciem zasilania (a nie połową).



Rys. 3.28 Przebiegi czasowe dla konwertera w układzie przeciwsobnym: a) napięcie na pierwszym kluczu; b) napięcie na drugim kluczu; c) natężenie prądu pierwszego uzwojenia pierwotnego; d) natężenie prądu drugiego uzwojenia pierwotnego; e) strumień magnetyczny w rdzeniu; f) natężenie prądu pierwszego uzwojenia wtórnego; g) natężenie prądu drugiego uzwojenia wtórnego; h) natężenie prądu dławika.

W trybie proporcjonalnym:

$$U_{wy} = U_{we} \cdot d \cdot n \quad ;$$

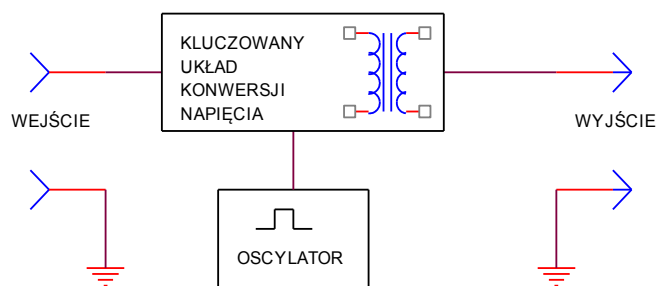
Napięcie wyjściowe jest proporcjonalne, podobnie jak w poprzednim punkcie, do współczynnika wypełnienia – d i przekładni - n .

3.3 Realizacje konwerterów DC/DC.

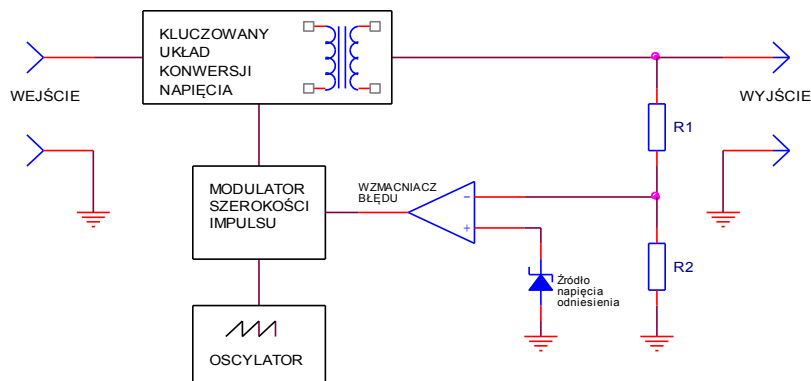
3.3.1 Układy synchroniczne.

Układ konwertera DC/DC zazwyczaj umożliwia stabilizację napięcia wyjściowego. Oczywiście można wykonać prosty układ bez stabilizacji, składający się z pojedynczego generatora o zadanym współczynniku wypełnienia sterujący którymś z układów opisanych w poprzednim punkcie.

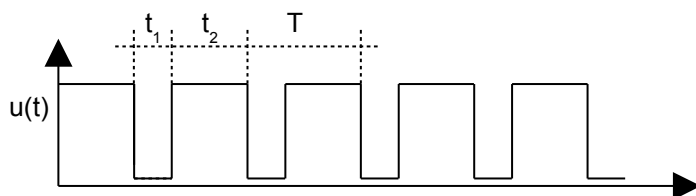
Zasada działania stabilizatora impulsowego jest podobna do układu klasycznego. Również składa się z wzmacniacza błędów i źródła napięcia odniesienia. Różnica polega na zastosowanym elemencie regulacyjnym. W zasilaczu impulsowym będzie to któryś z układów z punktu 3.2 oraz układ generatora i modulatora szerokości impulsu.



Rys 3.29 Schemat blokowy konwertera DC/DC bez stabilizacji.



Rys 3.30 Schemat blokowy konwertera DC/DC ze stabilizacją.



Rys 3.31 Przebiegi czasowe na wyjściu modulatora szerokości impulsu.

Współczynnik wypełnienia:

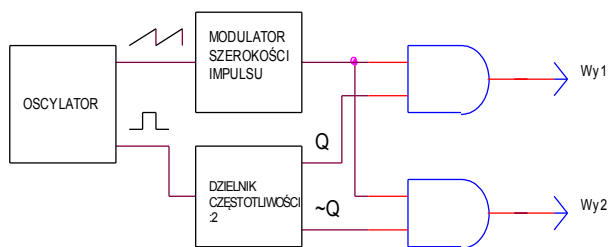
$$d = \frac{t_2}{T} ;$$

$$T = t_1 + t_2;$$

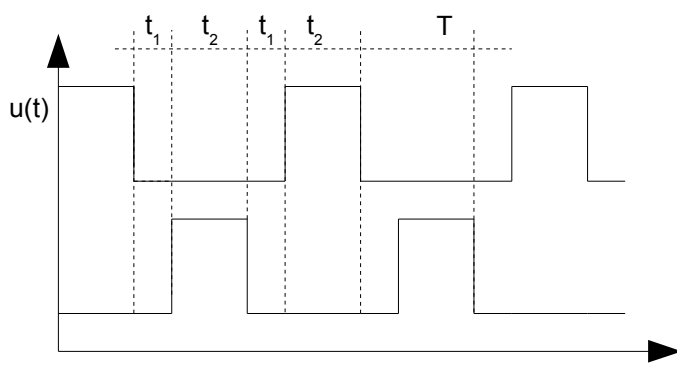
Kluczowany układ konwersji napięcia to któreś z rozwiązań opisanych w punkcie 3.2. Modulator szerokości impulsu to układ na wyjściu którego pojawia się sygnał prostokątny o współczynniku wypełnienia zależnym od napięcia sterującego. Napięcie sterujące podawane jest ze wzmacniacza błęd. Natomiast sygnał zmienny wytwarzany jest przez oscylator. Kształt tego sygnału ma zazwyczaj kształt piłokształtny co ułatwia wykorzystanie go przez modulator szerokości impulsu. Pozostałe bloki pełnią analogiczne funkcje jak w przypadku Stabilizatorów klasycznych.

$$U_{wy} = U_{ref} \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) ;$$

Powyższy opis dotyczy układu przetwarzania napięcia z jednym elementem kluczującym. W przypadku układu z dwoma kluczami należy impuls sterujący o odpowiedniej (modulowanej) długości podawać na przemian dla obydwu kluczy.



Rys. 3.32 Układ wytwarzania przebiegu sterującego dwoma kluczami.

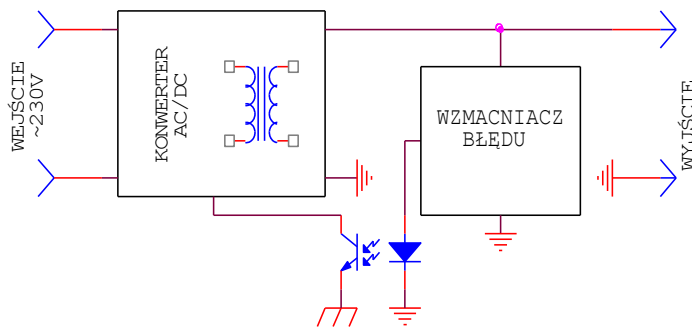


Rys. 3.33 Przebiegi czasowe sterowania układu z dwoma kluczami.
Współczynnik wypełnienia:

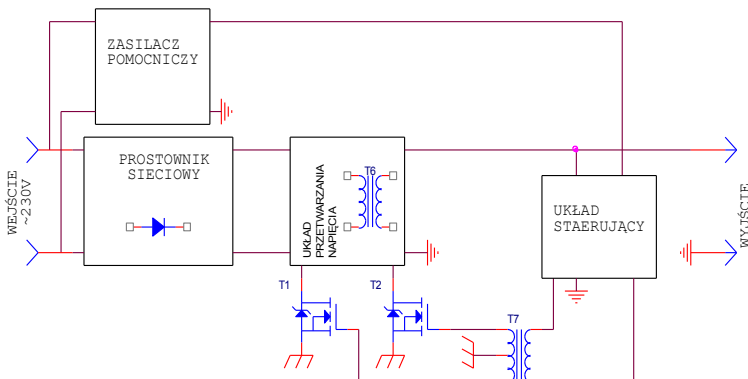
$$d = \frac{t_2}{T} ;$$

Ważną właściwością zasilacza impulsowego jest galwaniczne oddzielenie obwodów wyjściowych od sieci. Najczęściej część sterującą konwertera umieszcza się po stronie sieci, natomiast wzmacniacz błędów po stronie wyjść. Wzmocnione napięcie błędów po przez transoptor dostarcza się do układu sterującego.

Innym rozwiązaniem jest użycie pomocniczego napięcia zasilania (np. w postaci zasilacza klasycznego). Układ sterujący jest wtedy umieszczony po stronie wyjść natomiast elementy kluczujące przetwornika są sterowane po przez transformator.

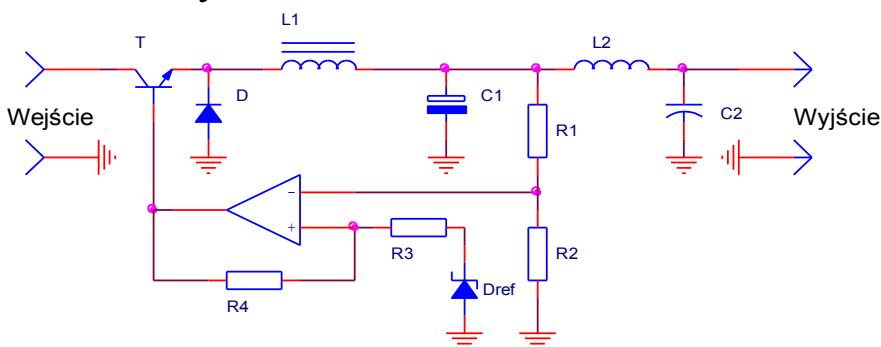


Rys 3.34 Zasilacz z transoptorem przekazującym napięcie błędów.



Rys 3.35 Zasilacz sieciowy z zasilaczem pomocniczym.

3.3.2 Układy samowzbudne.



Rys 3.36 Idea działania impulsowego stabilizatora samowzbudnego.

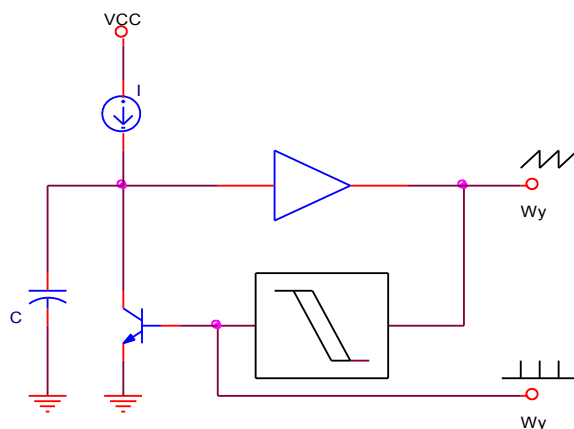
Rezystory R3 i R4 wprowadzają bardzo wąską pętlę histerezy ($R4 \gg R3$). Napięcie wyjściowe podzielone przez dzielnik R1,R2 oscyluje pomiędzy napięciami progowymi tej pętli. Wartości te są bliskie napięciu referencyjnemu. Ponieważ napięcie wyjściowe oscyluje konieczne jest zastosowanie jeszcze jednego filtra.

Ponieważ rozwiązanie to nie jest szeroko stosowane nie zostanie dokładnie opisane w dalszej części książki.

3.4 Elementy składowe kontrolerów zasilaczy impulsowych.

3.4.1 Generator.

Generator jest układem odpowiedzialnym za wytwarzanie przebiegu zmiennego wykorzystywanego do formowania przebiegu sterującego kluczami układu przetwarzania napięcia. Najczęściej jest to układ przerzutnika astabilnego wytwarzający sygnał piłokształtny oraz impulsowy.



Rys 3.37 Schemat działania generatora sygnału piłokształtnego.

Zasada działania:

Zakładamy że w chwili początkowej sygnał na kondensatorze C wynosi 0. tranzystor T jest zatkany. Kondensator ładuje się stałym prądem ze źródła prądowego I . Napięcie kondensatora jest podawane przez bufor (wtórnik) na wejście przerzutnika Shmitt'a. W momencie gdy napięcie przekroczy górny próg przełączania przerzutnika na jego wyjściu zmienia się stan na wysoki i zostaje otwarty tranzystor T . Kondensator zostaje szybko rozładowany. W momencie gdy napięcie spadnie poniżej dolnego napięcia progowego przerzutnika na wyjściu zmienia się stan na niski i tranzystor zostaje wyłączony. Co powoduje powrót do cyklu ładowania. Ponieważ czas rozładowania kondensatora przez tranzystor T jest o wiele krótszy niż czas ładowania przez źródło prądowe, na wyjściu przerzutnika dostajemy sygnał szpilkowy.

Natomiast na kondensatorze C, a co za tym idzie na wyjściu bufora otrzymujemy sygnał piłokształtny.

Czas ładowania kondensatora C:

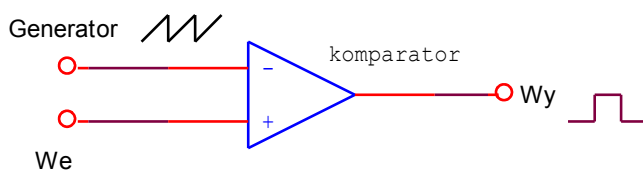
$$t = \frac{C \cdot (U_2 - U_1)}{I} ;$$

U_1, U_2 – napięcia progowe przerzutnika shmitt'a.

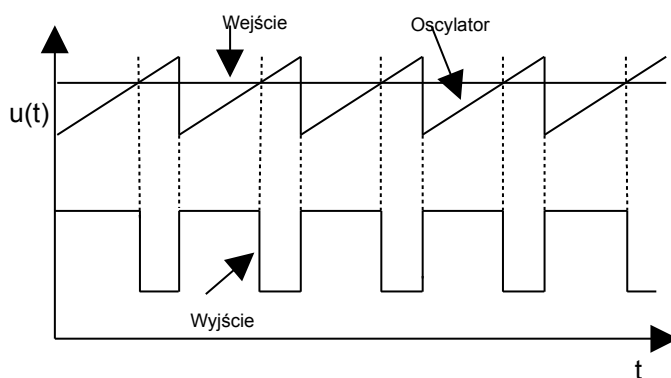
Szacując częstotliwość czas rozładowania można pominąć.

3.4.2 Modulator szerokości impulsu.

Działanie modulatora polega na dostarczaniu na wyjście sygnału prostokątnego o zmiennym współczynniku wypełnienia, zależnym od napięcia sterującego. Zasada działania jest stosunkowo prosta. Układ składa się tylko z komparatora napięcia. W momencie gdy na wejściu sterującym napięcie jest większe niż wejściu z generatora na wyjściu pojawia się stan wysoki. W przeciwnym wypadku na wyjściu jest stan niski.



Rys.3.38 Modulator szerokości impulsu.



Rys.3.39 Przebiegi czasowe.

3.4.3 Źródło napięcia odniesienia i wzmacniacz błędów.

Bloki te pełnią tę samą funkcję co w przypadku zasilaczy klasycznych. Zazwyczaj realizuje się je jako część składowa scalonych kontrolerów zasilaczy impulsowych. Należy dodać że w przypadku zasilaczy impulsowych układ sterujący działa po stronie sieci (nie posiada z nią galwanicznego oddzielenia).

Tak więc aby uzyskać galwaniczne oddzielenie napięć wyjściowych należy stosować transoptory lub dodatkowe uzwojenia (w układach typu „flyback”). Dodatkowym problemem jest to że w układach z transoptorami nie można wykorzystać wbudowanego w kontrolerze wzmacniacza błędów gdyż musi on znajdować się po stronie wtórnej.

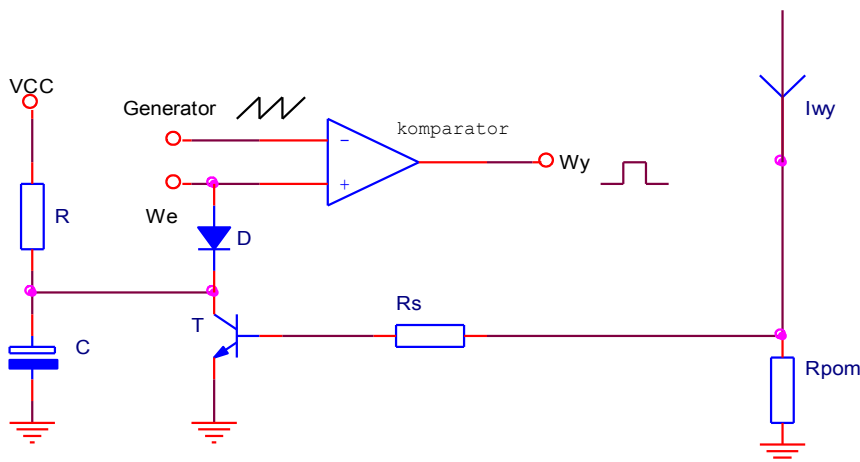
3.4.5 Zabezpieczenie prądowe.

Zabezpieczenie prądowe działa też podobnie jak w przypadku zasilaczy klasycznych. Różnica polega na tym że w momencie przekroczenia maksymalnego prądu element kluczujący zostaje wyłączony. Nie powoduje to strat energii w przeciwieństwie do zasilaczy klasycznych.

Istnieją dwa rodzaje zabezpieczenia:

- 3) bezpośrednio.
- 4) wyłączające na pewien czas.

W przypadku zabezpieczenia bezpośredniego klucz zostaje wyłączony tylko gdy prąd wyjściowy przekracza założoną wartość. Drugi rodzaj zabezpieczenia powoduje wyłączenie kontrolera na pewien czas. A następnie wykonywany jest łagodny start. Układ ten zazwyczaj współpracuje z układem miękkiego startu.



Rys 3.40 Układ zabezpieczenia prądowego zwłocznego.

Działanie układu polega na tym że, w momencie przekroczenia na rezystorze R_{pom} napięcia otwarcia tranzystora T, zostaje on otwarty. Kondensator C zostaje rozładowany, a układ konwertera zablokowany.

W momencie gdy na rezystorze R_{pom} spadnie napięcie, tranzystor T zostaje wyłączony, kondensator C zaczyna się ładować i następuje łagodny start.

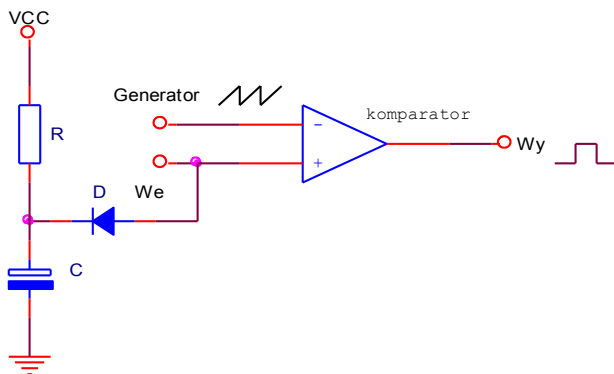
$$I_o = \frac{U_{be}}{R} ;$$

3.4.6 Zabezpieczenie przed zbyt niskim napięciem zasilania.

Ponieważ poniżej pewnego napięcia zasilania układ kontrolera nie działa prawidłowo, dobrze jest wyposażyć nasz konwerter w zabezpieczenie przed zbyt niskim napięciem zasilania. Działanie takiego układu polega na blokowaniu układów wyjściowych jeśli napięcie zasilania nie przekroczy pewnej wartości.

3.4.7 Układ miękkiego startu.

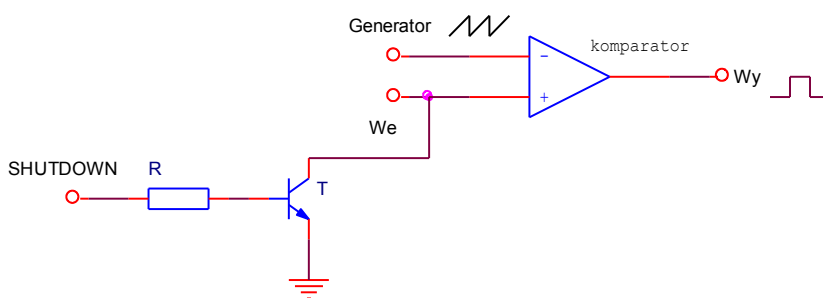
Na wyjściu konwertera DC/DC zazwyczaj znajduje się duża pojemność. Tak więc gwałtowny rozruch układu spowodowałby powstanie dużej wartości prądu zarówno w elementach przełączających jak i w prostowniku wyjściowym. Aby temu zapobiec stosuje się układ miękkiego startu. Układ ten powoduje że współczynnik wypełnienia w momencie włączenia wynosi 0 i powoli rośnie osiągając zadaną wartość.



Rys 3.41 Układ miękkiego startu.

3.4.8 Wyłączanie układu.

Niektóre scalone układy kontrolerów posiadają możliwość wyłączenia.



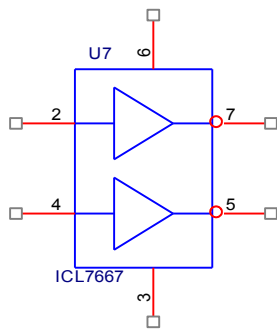
Rys 3.42 Układ wyłączania.

3.4.9 Układy wyjściowe – elementy kluczujące.

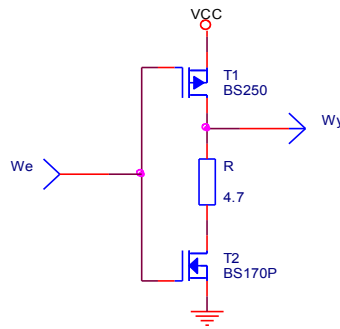
Stosowane w przetwornicach tranzystory MOSFET charakteryzują się bardzo małymi czasami przełączania oraz stosunkowo dużymi pojemnościami bramki (od kilkuset pF do kilku nF). Tak więc układy sterujące powinny być w

stanie dostarczyć impuls prądowy o dużej amplitudzie ($>1A$). Napięcie przełączania tranzystorów w MOSFET w praktyce wynosi $\sim 10V$. Niektóre kontrolery zawierają stopień sterowania tranzystorami MOSFET. Do sterowania tranzystorami MOSFET mocy można też użyć specjalnych układów scalonych lub zbudować układ sterujący z elementów dyskretnych.

a)

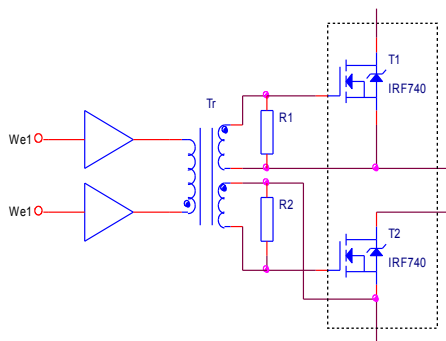


b)



Rys 3.43 Układy sterowania tranzystorami MOSFET mocy: a) podwójny drajwer w układzie scalonym ICL7667; b) drajwer zbudowany z elementów dyskretnych.

Niekiedy może być korzystnie użycie w układzie sterującym transformatora. Przykładem może być układ zasilacza sieciowego w układzie półmostkowym.



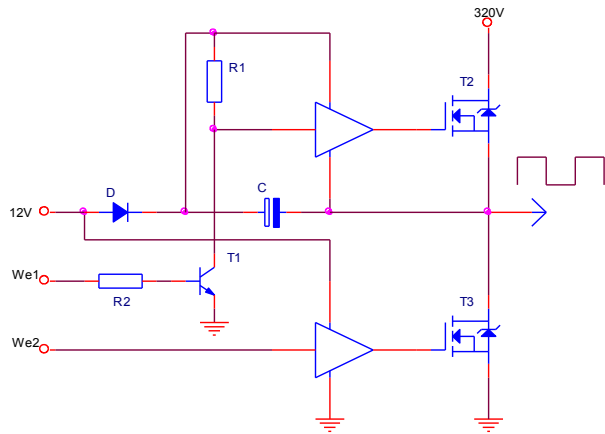
Rys 3.44 Schemat transformatorowego układu wyjściowego.

Jeśli chcemy wykonać układ wyjściowy w konfiguracji półmostkowej bez transformatora sprzęgającego możemy użyć układ typu BOOTSTRAP.

Układ działa w następujący sposób:

W momencie gdy tranzystor T_3 przewodzi, a T_2 jest zatkany. Ładuje się kondensator C . Następnie należy wyłączyć tranzystor T_3 . W momencie gdy chcemy otworzyć tranzystor T_2 musimy wyłączyć tranzystor T_1 . Napięcie na rezystorze $R1$ i zasilające bufor będzie zawsze większe od napięcia

wyjściowego o wartość napięcia na kondensatorze C. Jak widać bufor sterujący tranzystorem T₂ będzie zasilany zawsze niskim napięciem (12V) i mimo że napięcie wyjściowe osiągnie maksymalną wartość, będzie zawsze w stanie wysterować tranzystor T₂. Układ BOOTSTRAP może być też stosowany w konwerterach typu step-down jeśli chcemy wykorzystać jako element kluczujący tranzystor z kanałem „n”. Rozwiązanie to jest bardzo szeroko stosowane w układach scalonych.



Rys 3.45 Układ sterowania typu Bootstrap.

Tranzystory bipolarne mocy wymagają stosunkowo dużego prądu sterującego. Dla $I_c=10A$ wartość ta może wynosić nawet ok. $\sim 1A$. Z drugiej jednak strony tranzystory te mogą być sterowane niskim napięciem ($U_{be} \approx 1V$). Z tego powodu bipolarne stopnie mocy często steruje się przez transformatory.

Czas wyłączenia tranzystorów bipolarnych jest zazwyczaj dłuższy od czasu włączania. Dzieje się tak z powodu że w czasie włączenia, kiedy tranzystor jest w stanie nasycenia w bazie gromadzi się duży ładunek. Wielkość tego ładunku zależy od stopnia nasycenia.

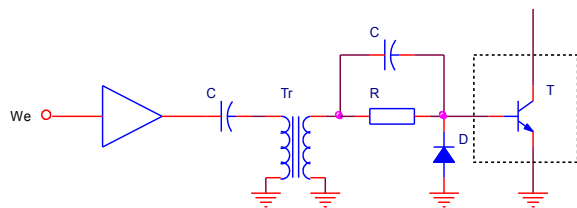
Współczynnik nasycenia:

$$n = \frac{I_b}{I_{min}} ;$$

I_b – rzeczywisty prąd bazy.

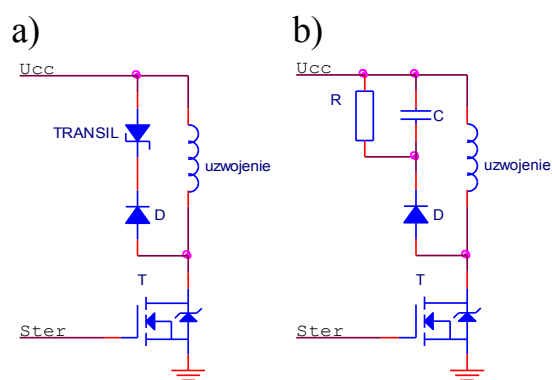
I_{min} – minimalny prąd bazy powodujący wejście w nasycenie.

Im mniejszy jest ten współczynnik tym krótszy czas wyłączenia (oczywiście n musi być >1).



Rys. 3.46 Sterowanie tranzystora bipolarnego.

Ważnym aspektem działania kluczy w konwerterach transformatorowych jest powstawanie przepięć na elementach kluczujących związanych z indukcją rozproszenia uzwojeń. W praktyce stosuje się dwa rozwiązania chroniące przed tym zjawiskiem. Zastosowanie specjalnych diod zabezpieczających tzw. „transil” oraz specjalnego układu składającego się z diody kondensatora i rezystora.



Rys. 3.47 Układy zabezpieczania przed przepięciami: a) układ z diodą „transil”; b) układ z diodą rezystorem i kondensatorem.

Jako elementy przełączające w konwerterach impulsowych powszechnie stosowane są tranzystory unipolarne. Wynika to z wielu zalet w porównaniu z tranzystorami bipolarnymi. Najważniejsza to szybkość przełączania. Zazwyczaj jest mniejsza niż 100ns – dla tranzystorów bipolarnych wartość ta jest rzędu mikrosekund. Także parametry statyczne przemawiają za stosowaniem tranzystorów MOSFET (np. Tranzystor IRFZ44 posiada rezystancje przewodzenia $r_{ds(on)} = 0.018\Omega$. Czyli przy prądzie $I=10A$ spadek napięcia $U_{ds} = 0.18V$ podczas gdy dla tranzystorów bipolarnych napięcie nasycenia przekracza $U_{sat} > 1V$). Również jeśli chodzi o moc potrzebną do wysterowania tranzystory MOSFET przewyższają tranzystory bipolarnie. Średnia moc pobierana przez sterownik tranzystora MOSFET jest znikomo mała. np. Dla tranzystora IRFZ44 i częstotliwości pracy $f = 100KHz$:

$$I_s = f \cdot U \cdot C = \mathbf{1.5mA};$$

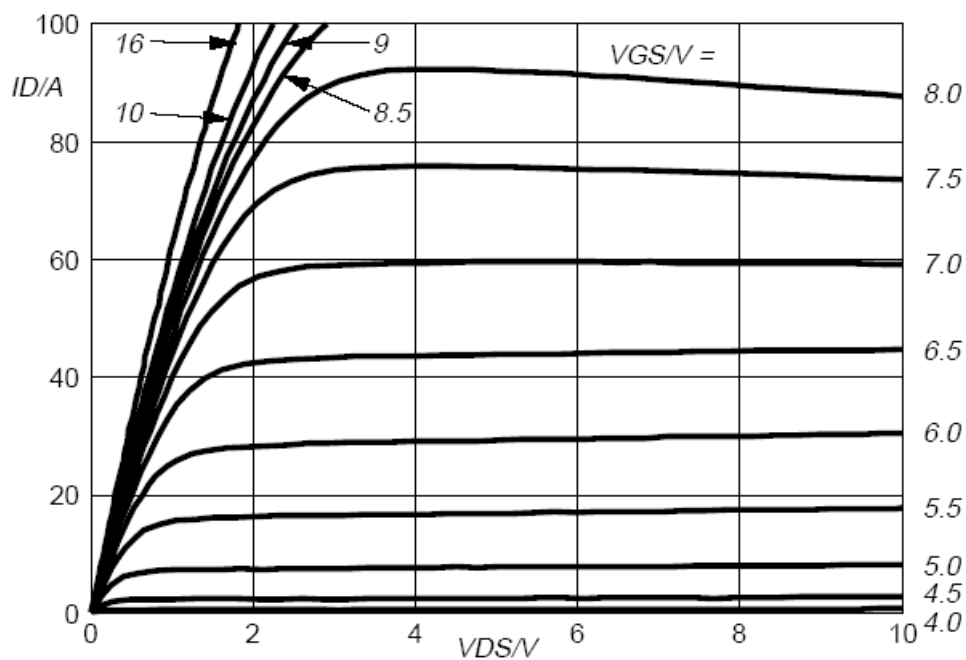
I_s – średni prąd;

f – częstotliwość.

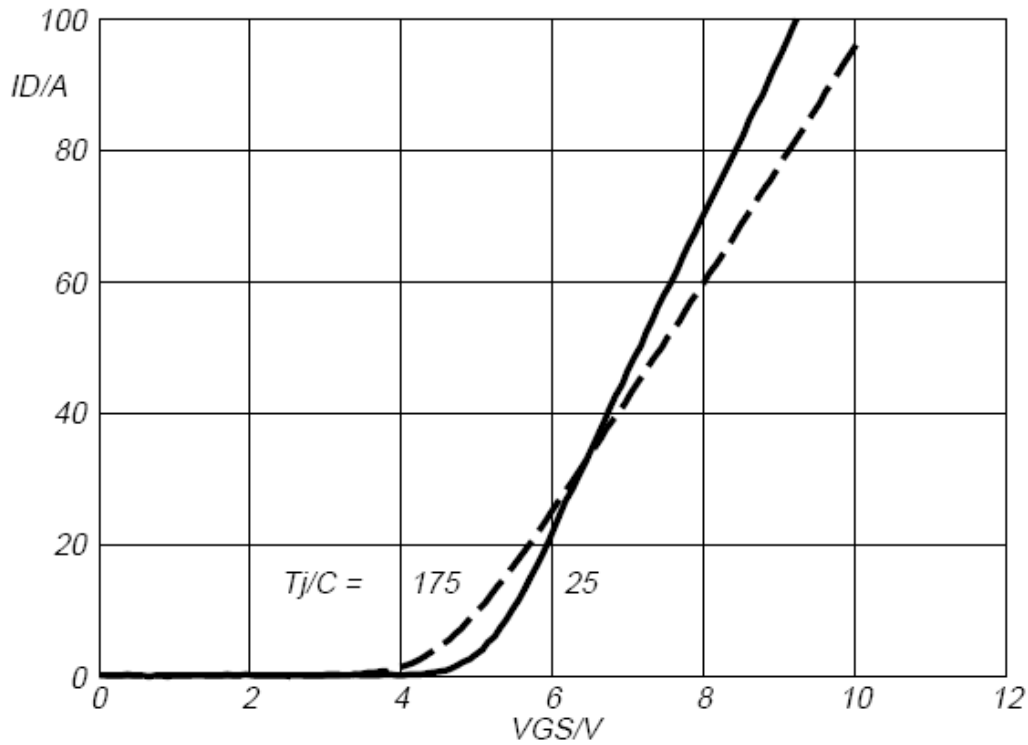
C – pojemność wejściowa tranzystora.
U – napięcie sterowania bramki (~10V).
 $P = U \cdot I_s = \mathbf{15mW}$.

Dla tranzystorów wysokonapięciowych moc ta jest jeszcze mniejsza (mniejsza pojemność wejściowa).

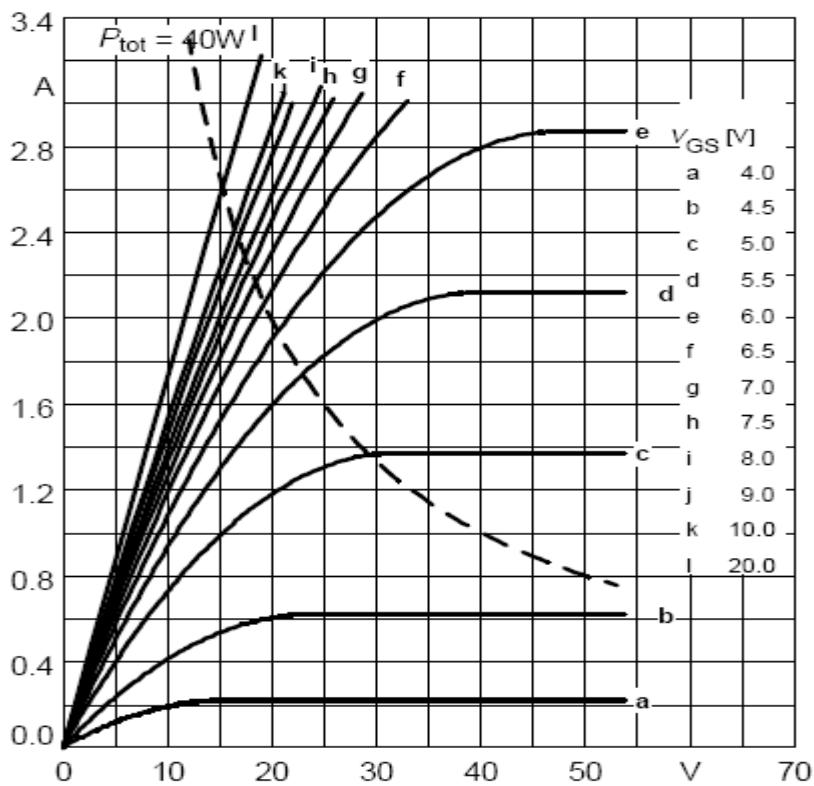
Parametry przykładowych tranzystorów MOSFET mocy zawarte są w rozdziale 2.5.2.1. Poniżej zamieściłem charakterystyki dwóch przykładowych tranzystorów niskonapięciowego IRFZ44(60V) i wysokonapięciowego BUZ87(800V).



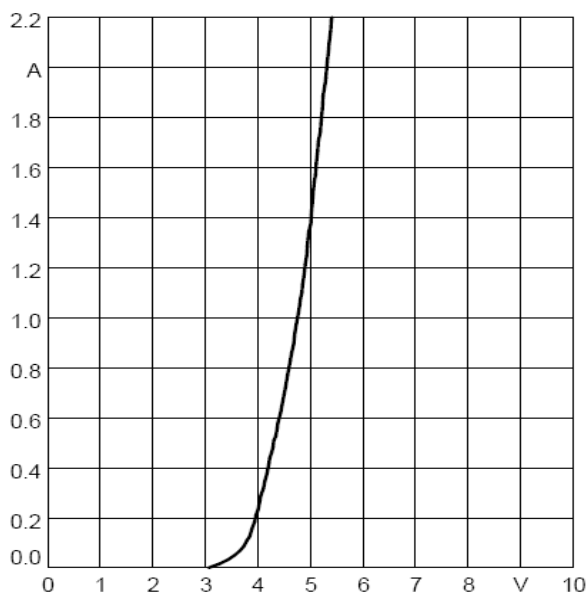
Rys 3.48 Przykładowa charakterystyka wyjściowa tranzystora IRFZ44.
współrzędna X – napięcie Dren-Źródło [V].
współrzędna Y – prąd Drenu [A].



Rys 3.49 Przykładowa charakterystyka przejściowa tranzystora IRFZ44.
 współrzędna X – napięcie Bramka-Źródło [V].
 współrzędna Y – prąd Drenu [A].



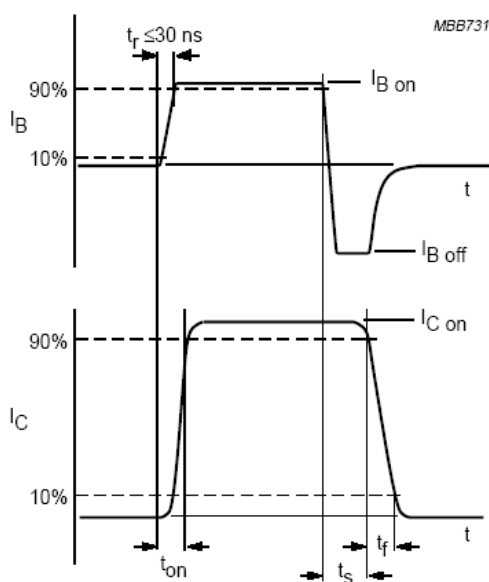
Rys 3.50 Przykładowa charakterystyka wyjściowa tranzystora BUZ78.
 współrzędna X – napięcie Dren-Źródło [V].
 współrzędna Y – prąd Drenu [A].



Rys 3.51 Przykładowa charakterystyka przejściowa tranzystora BUZ78.
 współrzędna X – napięcie Bramka-Źródło [V].
 współrzędna Y – prąd Drenu [A].

3.7.2 Tranzystory impulsowe bipolarne.

Tranzystory bipolarne obecnie stosuje się w układach przełączania wysokich napięć (najczęściej w stopniach mocy odchyłania poziomego telewizorów).



Rys 3.52 Przełączanie tranzystora bipolarnego – oscylogram prądu bazy i kolektora.

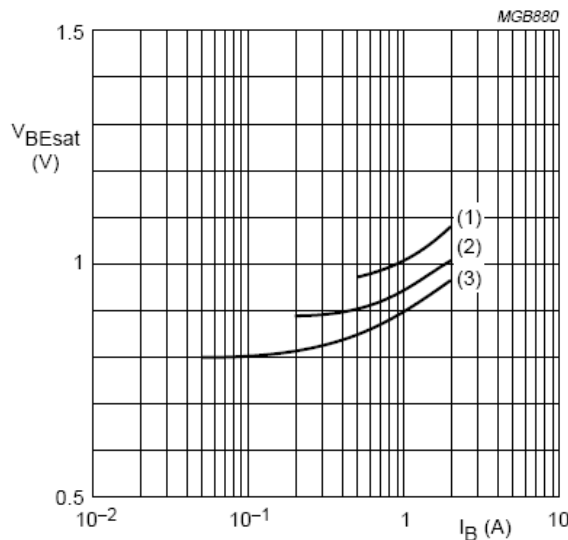
Przykładowe wartości czasów dla tranzystora BUT18:

$$t_{on} = 1\mu s;$$

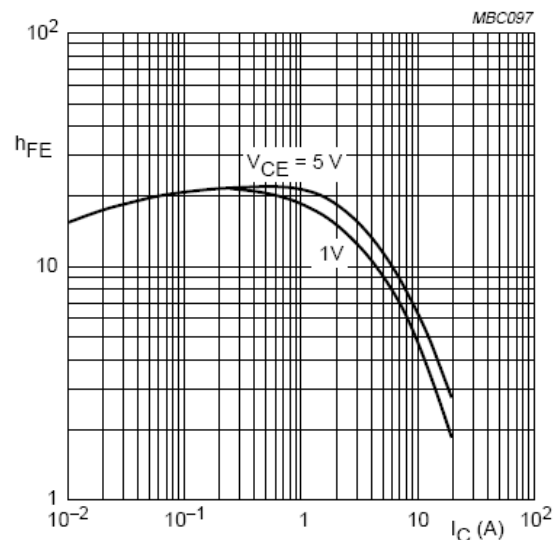
$$t_s = 4\mu s;$$

$$t_f = 0.8\mu s;$$

a)



b)



$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$.

(1) $I_C = 4\text{ A}$.

(2) $I_C = 2\text{ A}$.

(3) $I_C = 1\text{ A}$.

Rys 3.53 Charakterystyki tranzystora BUT18 :

a) napięcie nasycenia w funkcji prądu bazy.

b) współczynnik wzmocnienia w funkcji prądu kolektora.

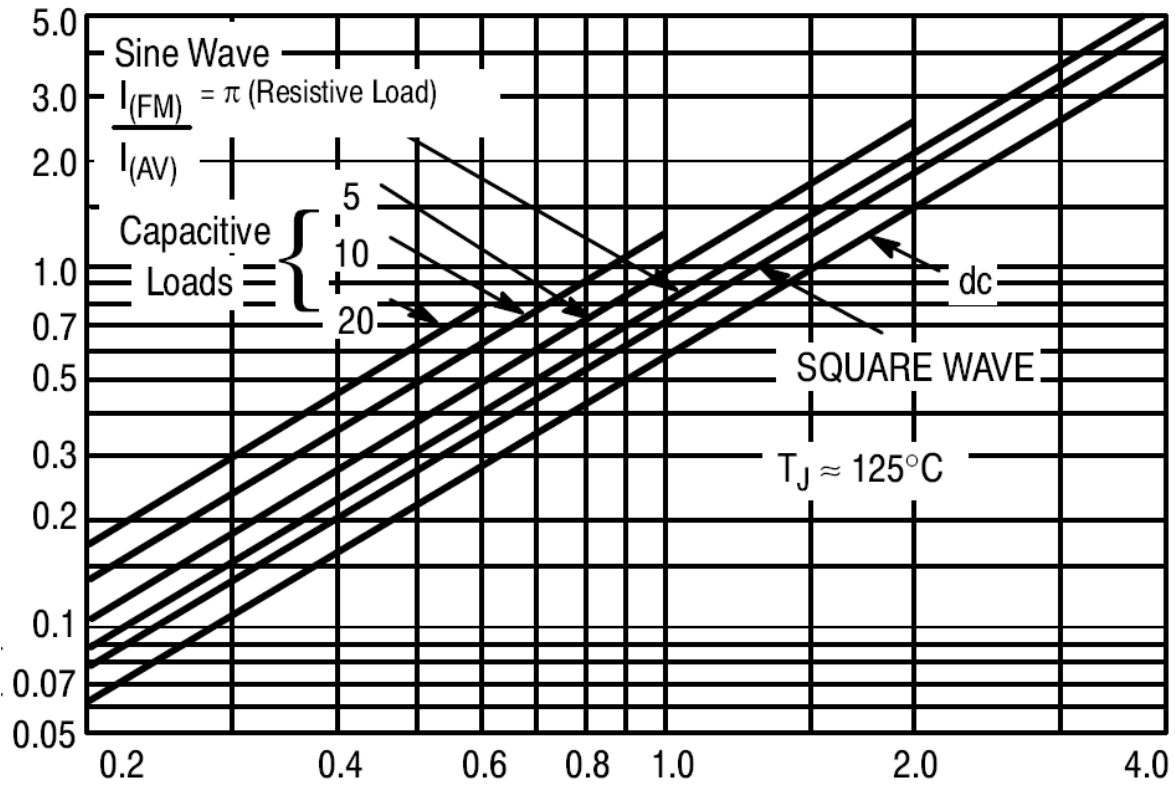
Kilka przykładowych tranzystorów impulsowych mocy:

TYP	Napięcie CE [V]	Prąd kolektora [A]	β	Obudowa
BU407	330	7	20	TO220
BU508	1500	5	10	TO218
BU25020AF	1500	10	13	TO218
BUV48A	850	15	20	TO218
BUT11	850	5	20	TO220
BUT18	1000	6	18	TO220

Drugim elementem mocy stosownym w konwerterach impulsowych są diody. We współczesnych konwerterach stosuje się: diody Shotky'ego oraz

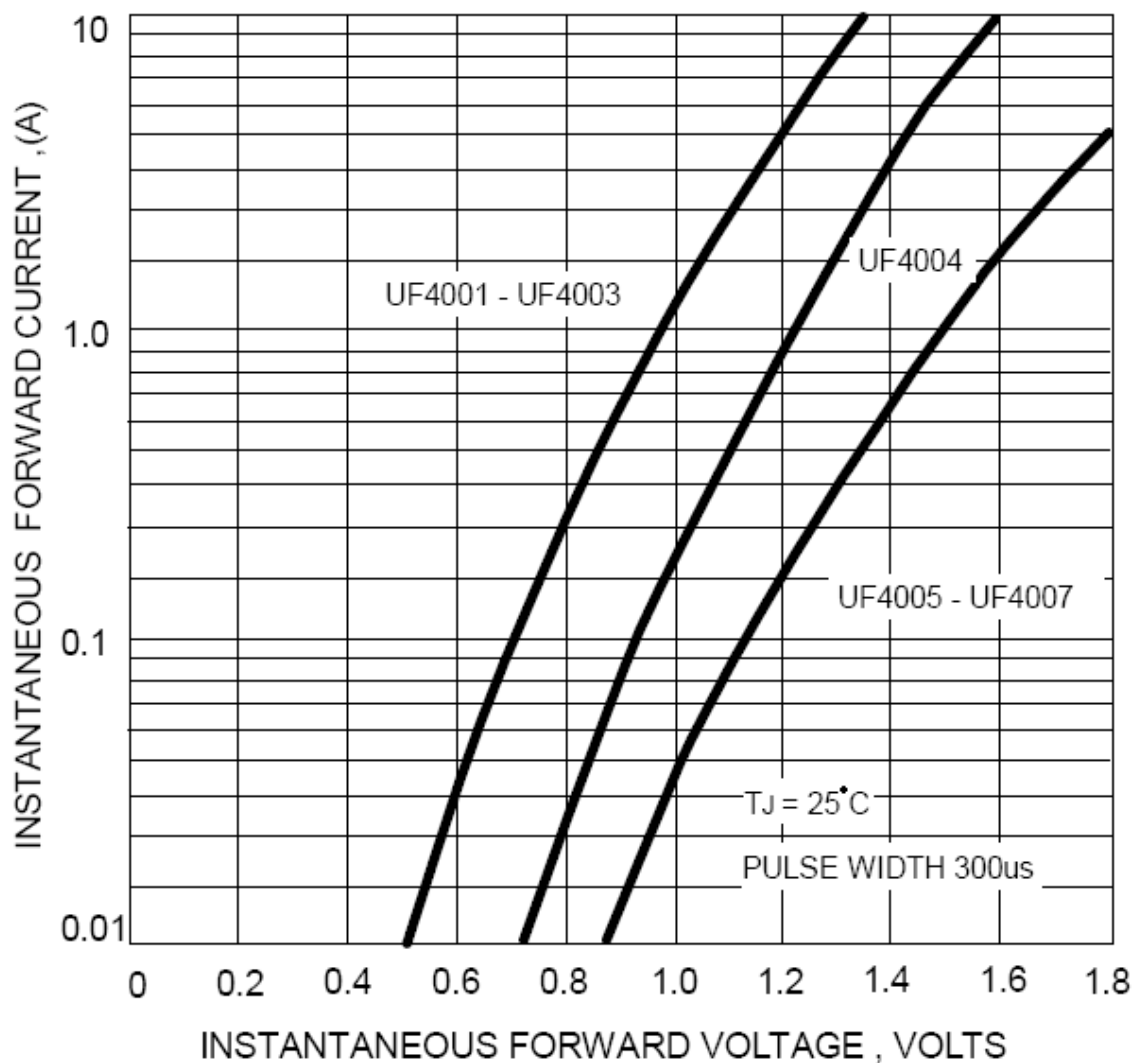
diody tzw. „ultraszybkie”. Diody Shotky’ego charakteryzują się niskim napięciem przewodzenia oraz niskim napięciem przebicia. Posiadają również bardzo dobre parametry dynamiczne (pojemność złącza zazwyczaj nie przekracza 1nF). Stosuje się więc je w układach niskich napięć i dużych prądach. W sytuacji gdy zachodzi konieczność prostowania wysokich napięć trzeba użyć zwykłej (ze złączem PN) ultraszybkiej diody.

Typ	Napięcie [V]	Prąd [A]	Obudowa	Rodzaj
UF4001	50	1	DO41	Ultrafast
UF4002	100	1	DO41	Ultrafast
UF4003	200	1	DO41	Ultrafast
UF4004	400	1	DO41	Ultrafast
UF4005	600	1	DO41	Ultrafast
UF4006	800	1	DO41	Ultrafast
UF4007	1000	1	DO41	Ultrafast
MUR4100	1000	4	DO201	Ultrafast
MUR1640CT	400	2x8	TO220	2x ultrafast
MUR1660CT	600	2x8	TO220	2x ultrafast
1N5819	40	1	DO41	Shotky
1N5820	20	3	DO201	Shotky
1N5821	30	3	DO201	Shotky
1N5822	40	3	DO201	Shotky
MBR1045	45	10	TO220	Shotky
MBR2045	45	2x10	TO220	2x Shotky
MBR20100	100	2x10	TO220	2x Shotky
MBR20200	200	2x10	TO220	2x Shotky
50SQ100	100	5	DO201	Shotky
MBR3045	45	2x15	TO220 D2PACK	2x Shotky



Rys 3.54 Przykładowa charakterystyka diody Shotky'ego 1N5819:
 współrzędna Y – straty mocy [W].
 współrzędna X – prąd złącza [A].

FIG.4 - TYPICAL FORWARD CHARACTERISTICS



Rys 3.54 Przykładowa charakterystyka rodziny diód „ultrafast” UF4001-UF4007.

współrzędna Y – prąd złącza [A]

współrzędna X – napięcie złącza [V].