

### 0.0.1 Wybór układu scalonego

Wybrano układ LM3488 produkcji Texas Instruments, który jest układem przeznaczonym do budowy przetwornic typu Boost oraz Flyback. Jest to układ high efficiency, co jest powodem dla którego został wybrany.

### 0.0.2 Założenia projektowe

- Napięcie wejściowe: 12V
- Napięcie wyjściowe: 130-220V
- Prąd wyjściowy: 20mA
- 0.1V tętnienia napięcia wyjściowego
- Częstotliwość przełączania: 400kHz

Jako początkowe założenie przyjęto częstotliwość przełączania 400kHz zgodnie z domyślną wartością w nocie katalogowej układu, ale możliwe jest zwiększanie częstotliwości do 1MHz, co pozwala na zmniejszenie rozmiarów cewki oraz kondensatorów, natomiast może to pogorszyć sprawność układu, ponieważ według noty katalogowej wraz ze wzrostem częstotliwości spada wzmacnienie układu, co przekłada się na mniejszą sprawność.

### 0.0.3 Dobór cewki

Oszacowano wartość prądu cewki na podstawie założonego prądu wyjściowego:

$$I_l = \frac{V_{out} \cdot I_{out}}{V_{in}} = \frac{220 \cdot 0.02}{12} \approx 0.36A \quad (1)$$

Dodatkowe 30% prądu wyjściowego zostało dodane jako tętnienia prądu, co pozwala oszacować wartość maksymalnego prądu cewki:

$$I_{peak} = (1 + 0.3) \cdot I_l = 1.3 \cdot 0.36 \approx 0.468A \quad (2)$$

Wynika z tego, że potrzebna jest cewka o prądzie przewodzenia większym niż 0.5A.

Obliczono wypełnienie PWM, na podstawie wzoru:

$$D_{220} = \frac{V_{out} - V_{in}}{V_{out}} = \frac{220 - 12}{220} \approx 0.945 \quad (3)$$

$$D_{130} = \frac{V_{out} - V_{in}}{V_{out}} = \frac{130 - 12}{130} \approx 0.908 \quad (4)$$

Zgodnie z notą katalogową układu LM3488, cewka powinna mieć wartość określaną wzorem:

$$L > \frac{D(1 - D)V_{in}}{2f_{sw}I_{out}} \quad (5)$$

Według dokumentacji  $I_{out}$  podczas obliczeń powinno stanowić 30% minimalnej wartości prądu wyjściowego:

$$I_{out} = 0.3 \cdot 20mA = 6mA \quad (6)$$

Dla napięcia wyjściowego 220V oraz napięcia wejściowego 12V oraz częstotliwości 400kHz otrzymano wartość cewki:

$$L_{220} > \frac{0.945 \cdot (1 - 0.945) \cdot 12}{2 \cdot 400000 \cdot 0.006} \approx 128.9\mu H \quad (7)$$

Natomiast dla napięcia wyjściowego 130V oraz napięcia wejściowego 12V oraz częstotliwości 400kHz otrzymano wartość cewki:

$$L_{130} > \frac{0.908 \cdot (1 - 0.908) \cdot 12}{2 \cdot 400000 \cdot 0.006} \approx 209.5\mu\text{H} \quad (8)$$

Napotkano problem z doбором cewki, ponieważ nie udało się znaleźć w sklepie cewki o wartości powyżej 200μH w rozsądnej cenie i odpowiednich rozmiarach. Dlatego zdecydowano się na zastosowanie cewki o wartości 180μH, która jest najbliższą wartością dostępną w sklepie. Wartość graniczna prądu cewki wynosi 0.9A, co jest wystarczającym zapasem prądowym.

W celu osiągnięcia założonego zakresu napięcia wyjściowego z użyciem wybranej cewki, zdecydowano się na zwiększanie częstotliwości przełączania do 500kHz. Obliczono wartość cewki dla napięcia wyjściowego 130V oraz napięcia wejściowego 12V oraz częstotliwości 500kHz:

$$L_{220} > \frac{0.945 \cdot (1 - 0.945) \cdot 12}{2 \cdot 500000 \cdot 0.006} \approx 103.1\mu\text{H} \quad (9)$$

$$L_{130} > \frac{0.908 \cdot (1 - 0.908) \cdot 12}{2 \cdot 500000 \cdot 0.006} \approx 167.6\mu\text{H} \quad (10)$$

Z obliczeń wynika, że zwiększanie częstotliwości pozwala na zmniejszenie wartości cewki, co pozwala na zastosowanie cewki o wartości 180μH.

#### 0.0.4 Dobór kondensatorów

Według zaleceń z noty katalogowej w przetwornicy powinny być zastosowane kondensatory o jak najniższym ESR, dlatego odrzucono kondensatory elektrolityczne na rzecz kondensatorów ceramicznych, które mają bardzo niski ESR, tak mały że producent nie podaje tej wartości w notach katalogowych, gdyż jest ona zbyt mała by miała znaczenie.

Jednak problem jest znalezienie kondensatorów ceramicznych dla wysokich napięć, mimo tego został znaleziony kondensator ceramiczny o wartości 2.2μF i napięciu pracy do 250V.

W obliczeniach należy uwzględnić spadek pojemności kondensatora wraz ze wzrostem napięcia. Wartości spadku pojemności dla kondensatora ceramicznego odczytano z następującego wykresu:

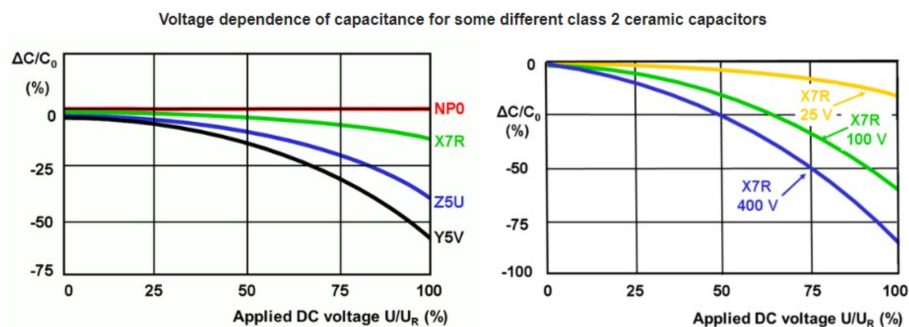


Figure 0.1: Spadek pojemności kondensatora ceramicznego wraz ze wzrostem napięcia

Wybrany kondensator jest klasy 2, wykonany z materiału X7R, co oznacza, że jego pojemność spadnie w przybliżeniu o 30% dla napięcia 220V. Zdecydowano się na zastosowanie 2 kondensatorów o wartości 2.2μF połączonych równolegle w celu zminimalizowania tętnień napięcia wyjściowego. Ostatecznie pojemność oszacowana na:

$$C_{220} = 2 \cdot (1 - 0.3) \cdot 2.2\mu\text{F} = 3.08\mu\text{F} \quad (11)$$

Obliczono tętnienia dla dobranych wartości kondensatorów:

$$\Delta V_{220} = \frac{V_{out}}{2 \cdot \frac{V_{out}}{I_{out}} \cdot C} \cdot \frac{D}{f_{sw}} = \frac{220}{2 \cdot \frac{220}{0.02} \cdot 3.08 \mu F} \cdot \frac{0.945}{500000} \approx 6.1 \text{mV} \quad (12)$$

$$\Delta V_{130} = \frac{V_{out}}{2 \cdot \frac{V_{out}}{I_{out}} \cdot C} \cdot \frac{D}{f_{sw}} = \frac{130}{2 \cdot \frac{130}{0.02} \cdot 3.08 \mu F} \cdot \frac{0.908}{500000} \approx 5.89 \text{mV} \quad (13)$$

Wartości tętnień jest mniejsza niż założone 0.1V, co oznacza, że dobrano odpowiednie wartości kondensatorów.

### 0.0.5 Dobór diody

Oszacowano prąd diody na podstawie wzoru z noty katalogowej:

$$I_d = \frac{I_{out}}{1 - D} + \Delta I_{out} = \frac{0.02}{1 - 0.945} + 0.006 \approx 0.37 \text{A} \quad (14)$$

Dioda powinna mieć prąd przewodzenia większy niż 0.4A oraz być szybką diodą shottky'ego, by zminimalizować straty w układzie.

Zdecydowano się na zastosowanie diody ES1G firmy Onsemi, która jest diodą super szybką, o prądzie przewodzenia 1A, co jest wystarczające dla tego zastosowania. Dioda ta ma maksymalne napięcie wsteczne 400V, co jest wystarczające.

### 0.0.6 Dobór tranzystora

Można założyć że prąd tranzystora to prąd cewki, czyli 0.468A. Zgodnie z noty katalogowej tranzystor powinien mieć następujące parametry:

- Napięcie minimalnie drain-source: 250V
- Jak najmniejszy  $R_{DS(on)}$
- Prąd przewodzenia większy niż 0.5A
- Niskie napięcie progowe  $V_{TH}$
- Jak najmniejszy ładunek bramki
- Wymaganego prądu bramki mniejszego niż 1A

Zdecydowano się na zastosowanie tranzystora N-Channel MOSFET TPH5200FNH firmy Toshiba, który ma następujące parametry:

- Napięcie drain-source: 250V
- $R_{DS(on)}$ : 44m $\Omega$
- Prąd przewodzenia: 26A
- Napięcie progowe: 2V
- Ładunek bramki: 22nC
- Rozpraszana moc: 2.5W

Prąd potrzebny na załączenie tranzystora można obliczyć na podstawie wzoru:

$$I_g = Q_g \cdot f_{sw} = 22\text{nC} \cdot 500000 = 11\text{mA} \quad (15)$$

Tranzystor ten spełnia wszystkie założenia, a także ma bardzo niskie  $R_{DS(on)}$ , co pozwala na zminimalizowanie strat w układzie.

Moc wydzielana na tranzystorze można obliczyć na podstawie wzoru:

$$P_{mos} = I_l^2 \cdot R_{DS(on)} = 0.468^2 \cdot 0.044 \approx 0.01\text{W} \quad (16)$$

Moc jest bardzo niska, co oznacza, że tranzystor nie będzie się nagrzewał, a także nie będzie wymagał radiatora.

### 0.0.7 Ustawienie napięcia wyjściowego

Napięcie wyjściowe będzie regulowane, dlatego zdecydowano się na zastosowanie potencjometru cyfrowego włączonego w obwód sprzężenia zwrotnego. Potencjometr cyfrowy będzie się komunikował z mikrokontrolerem za pomocą magistrali I2C, co pozwoli na zdalne ustawianie napięcia wyjściowego, by regulować jasność lamp.

Wybrano potencjometr cyfrowy MCP4018T-103E/LT firmy Microchip, który ma 128 poziomów ustawień, co pozwala na dokładne ustawienie napięcia wyjściowego, wybrano wartość 10k $\Omega$ , co pozwala na uzyskanie odpowiedniego zakresu ustawień napięcia wyjściowego.

Zgodnie z notą katalogową napięcie na pinie FB powinno wynosić 1.26V, napięcie to oznacza, że napięcie wyjściowe jest odpowiednie. Po przetestowaniu kilku kombinacji zdecydowano się na zastosowanie następujących rezystorów:

- $R_{fb1} = 2.49\text{M}\Omega$
- $R_{fb2} = 14.39\text{k}\Omega$

Obliczone napięcie na wyjściu dla potencjometru z nastawą 10k $\Omega$ :

$$V_{out} = 1.26 \cdot \left(1 + \frac{R_{fb1}}{R_{fb2} + R_{pot}}\right) = 1.26 \cdot \left(1 + \frac{2.49\text{M}\Omega}{14.39\text{k}\Omega + 10\text{k}\Omega}\right) \approx 130.4\text{V} \quad (17)$$

Obliczone napięcie na wyjściu dla potencjometru z nastawą 0 $\Omega$ :

$$V_{out} = 1.26 \cdot \left(1 + \frac{R_{fb1}}{R_{fb2} + R_{pot}}\right) = 1.26 \cdot \left(1 + \frac{2.49\text{M}\Omega}{14.39\text{k}\Omega}\right) \approx 220.6\text{V} \quad (18)$$

Uzyskano zakres napięcia wyjściowego od 130.4V do 220.6V, co jest zgodne z założeniami projektowymi.

### 0.0.8 Dobór rezystora ograniczającego prąd

Układ ma możliwość ustawienia limitu prądu jaki będzie płynąć przez tranzystor, co jest dodatkowym zabezpieczeniem przed uszkodzeniem tranzystora.

Najpierw obliczono wartość limitu szczytowego prądu przełączania zgodnie z notą katalogową:

$$ISW_{limit} = \left( \frac{I_{out}}{1-D} + \frac{D \cdot V_{in}}{2 \cdot f_{sw} \cdot L} \right) = \left( \frac{0.02}{1-0.945} + \frac{0.945 \cdot 12}{2 \cdot 500000 \cdot 180\mu H} \right) \approx 0.426A \quad (19)$$

Następnie obliczono wartość rezystora ograniczającego prąd zgodnie z notą katalogową:

$$R_{sense} = \frac{V_{SENSE} - (D \cdot V_{SENSE} \cdot V_{SL-ratio})}{ISW_{limit}} = \frac{156mV - (0.945 \cdot 156mV \cdot 0.49)}{0.426} \approx 74m\Omega \quad (20)$$

Następnie sprawdzono warunek na maksymalną wartość rezystora ograniczającego prąd:

$$R_{sense} < \frac{2 \cdot V_{SL} \cdot f_{sw} \cdot L}{V_{out} - (2 \cdot V_{IN})} = \frac{2 \cdot 92mV \cdot 500000 \cdot 180\mu H}{220 - (2 \cdot 12)} \approx 84m\Omega \quad (21)$$

Zdecydowano się na zastosowanie rezystora o wartości 75mΩ, który spełnia wszystkie założenia. Został również dodany kondensator o wartości 10pF w celu zminimalizowania tętnień napięcia na rezystorze, oraz rezystor kompensujący 100Ω.

### 0.0.9 Schemat

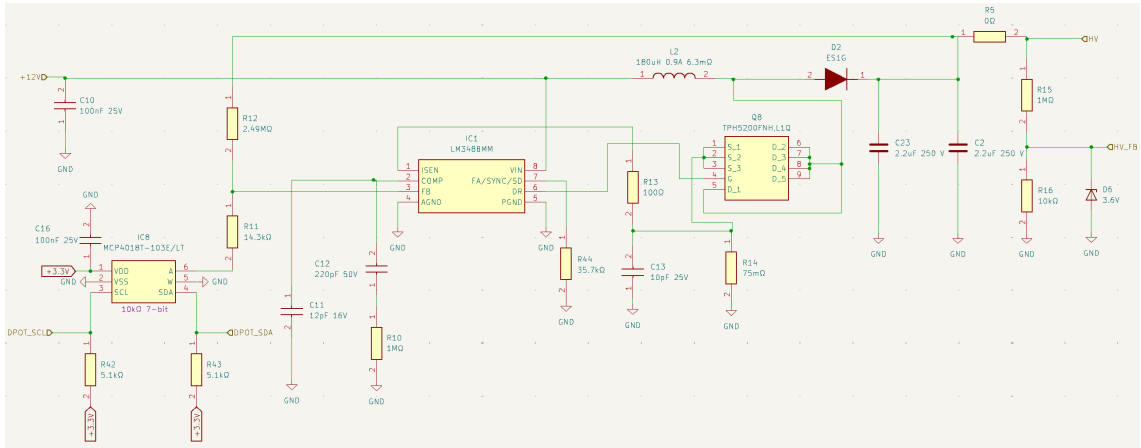


Figure 0.2: Schemat przetwornicy 12V na HV