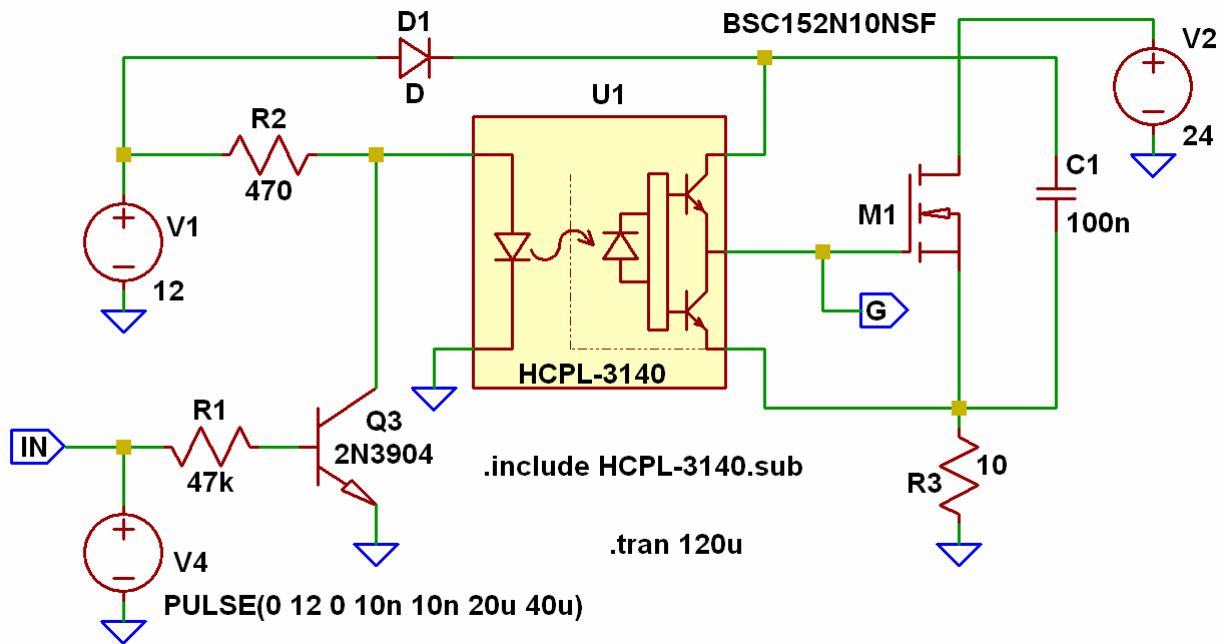


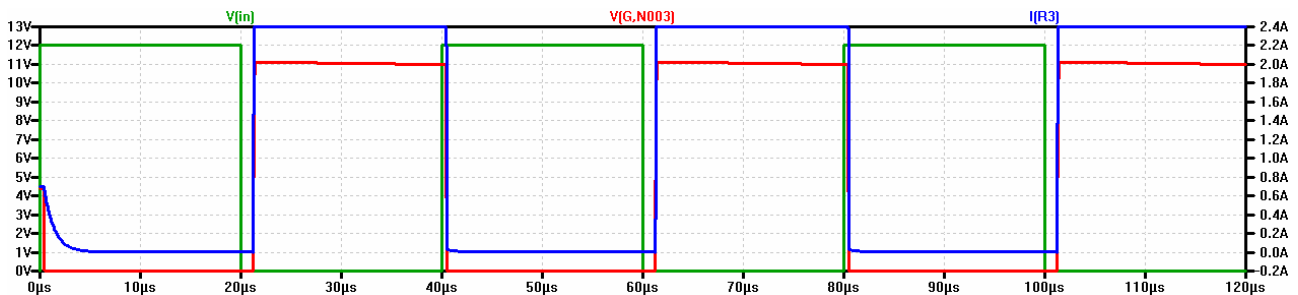
# Zapojení horního spínače pro dlouhé doby sepnutí

(c) Ing. Ladislav Kopecký, červenec 2015

Pro krátké doby sepnutí horního spínače se často používá zapojení s nábojovou pumpou. Příklad takového zapojení najdeme na obr. 1.



Obr. 1: Příklad zapojení horního spínače s nábojovou pumpou



Obr. 2

Obvod funguje tak, že v době, kdy je spínač rozepnut, se kondenzátor C1 nabije ze zdroje V1 přes diodu D1 a zátěž R3. Po sepnutí spínače průchodem proudu zátěží se na R3 objeví napětí blízké napětí napájecímu. Dioda se uzavře, protože na její katodě je nyní zhruba napětí V1 + V2.

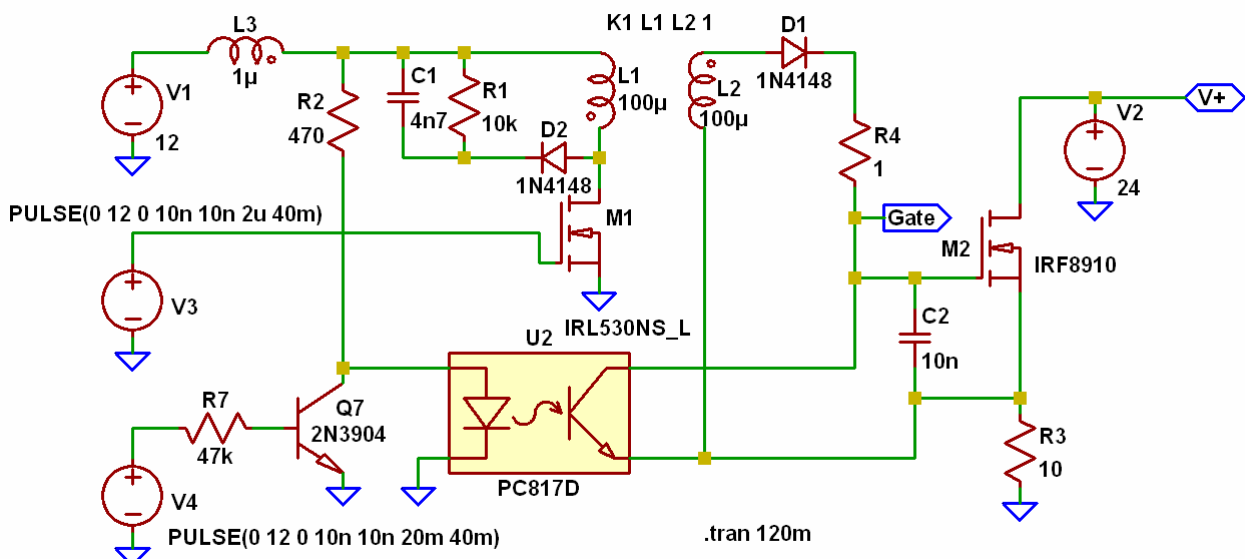
Toto zapojení funguje velmi dobře pro krátké spínací časy, např. v DC-DC měničích. Problém nastává tehdy, když potřebujeme, aby horní spínač zůstal sepnut po delší dobu, např. v řádu desítek milisekund. V tom případě vlivem zátěžení obvodem budiče (v našem případě HCPL-340) se kondenzátor C1 vybije pod únosnou mez a tranzistor M1 se přivře. Tento problém lze jednoduše vyřešit tak, že místo C1 a D1 použijeme galvanicky oddělený DC-DC měnič, v tomto případě 12V-12V. Toto řešení je však poměrně drahé.

V tomto článku uvedeme metodu, jak se vyhnout použití drahého DC-DC měniče a zajistit, aby horní spínač mohl být sepnut téměř po neomezenou dobu. Využijeme přitom faktu, že u spínacího tranzistoru typu MOSFET nebo IGBT k sepnutí nepotřebujeme proud jako u bipolárního tranzistoru, ale pouze náboj. Dříve než se pustíme do návrhu, uvedeme přehled základních parametrů několika tranzistorů typu N-MOS, které nás zajímají. Najdete je v následující tabulce 1. Nás především bude zajímat poslední soupec – vstupní kapacita mezi vývody G a S. Všimněte si, že tato kapacita stoupá s jmenovitým proudem. Naším úkolem bude přivést mezi G-S náboj o vhodné velikosti, aby došlo k sepnutí tranzistoru.

Typ	$I_D$ [A]	$U_{DS}$ [V]	$R_{DS}$ [mΩ]	$C_{iss}$ [nF]
BS170	0.5	60	5000	0,04
BSP318	2.6	60	90	0,12
IRF840	8	500	850	1,3
IRF740	10	400	550	1,4
IRF640	18	200	180	1,3
IRF540	30	100	44	1,8
IRLR	42	55	27	1,7
IRFP064	110	55	8	4
IRL3803	140	30	6	5

Tabulka 1: Vybrané parametry několika tranzistorů typu N-MOS

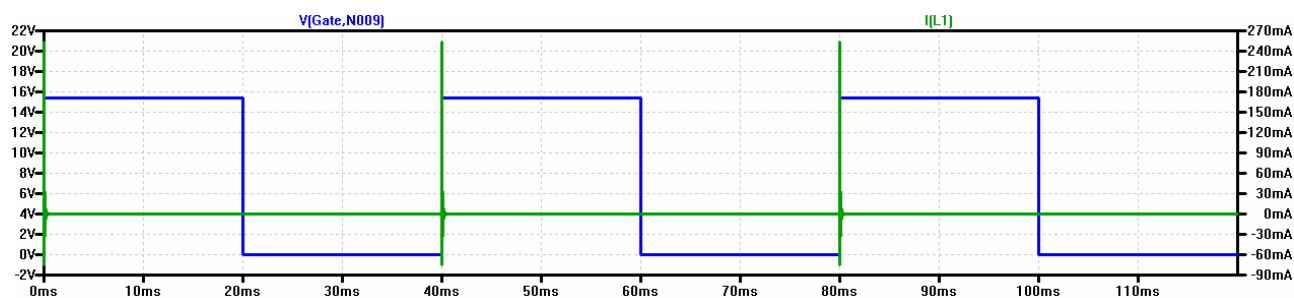
Abychom se vyhnuli účinkům případného rušení a vlivu rozptylu parametrů jednotlivých součástek, připojíme paralelně na vstup tranzistoru kondenzátor o kapacitě minimálně 10x větší než je vstupní kapacita  $C_{iss}$ . (Vstupní kapacita se navíc v závislosti na vstupním napětí a dalších parametrech mění.) Uvedeme malý příklad. Máme tranzistor IRF740, jehož vstupní kapacita je 1,4nF. Na jeho vstup připojíme kondenzátor o kapacitě 15nF. Jestliže chceme, aby se vstupní kapacita nabila na napětí 12V, musíme na vstup přivést náboj  $Q = 16,4 \cdot 10^{-9} \cdot 12 = 0,000.000.196$  Coulombů. Nyní se podíváme, jak se to dá zrealizovat.



Obr. 3: Horní spínač pro dlouhé doby sepnutí – první návrh

Na obr. 3 máme první přiblížení hledaného zapojení. Máme zde napájecí napětí 12V (V1), 24V (V2), pulzní zdroj pro spínání (v3) a pulzní zdroj pro vypínání (V4). Jak tento spínač funguje.

Pulzní zdroj vyšle velmi krátký impuls, který otevře tranzistor M1. Cívkou L1 začne lineárně vzrůstat proud. Po uzavření M1 se energie nahromaděná v L1 přeneše do sekundární cívky L2, čímž přes diodu D1 a odpor R4 dojde k nabití kondenzátoru C2 a otevření tranzistoru M2. Pulzní zdroj V2 přes optočlen U2 kondenzátor opět vybijí po skončení kladného impulsu, tj. po dvaceti milisekundách.



Obr. 4

Nyní provedeme analýzu obvodu a výpočet jeho parametrů.

Energie cívky L1 v okamžiku skončení kladného impulsu zdroje V3 je

$$E_L = 1/2LI^2 \quad (1)$$

kde L je indukčnost cívky L1 a I je velikost proudu v okamžiku před vypnutím M1.

Kondenzátor C2 po nabití má energii

$$E_C = 1/2CU^2 \quad (2)$$

Zanedbáme-li ztráty, budou se energie, dané vztahy (1) a (2), sobě rovnat, takže bude platit

$$L \cdot I_{\max}^2 \approx C \cdot U_{GS}^2 \quad (3)$$

Výraz  $CU^2$  na pravé straně známe: hodnotu C2 jsme zvolili s ohledem na vstupní kapacitu tranzistoru a U je napětí  $U_{GS}$  potřebné pro otevření tranzistoru M2.

Ze součinu  $LI^2$  určíme indukčnost L1 a maximální proud I tak, že jednu z veličin zvolíme a druhou dopočítáme. Na čem velikost proudu I bude záležet? Velikost I bude záležet na hodnotě indukčnosti L1 a délce kladného impulsu zdroje V3. Po sepnutí tranzistoru M1 začne proud cívkou L1 lineárně růst podle vztahu

$$U = L \cdot di/dt \approx L \cdot \Delta i / \Delta t \quad (4)$$

kde U je napětí zdroje, v našem případě V1,  $\Delta i = I_{\max}$ , tj. hodnota proudu, jíž je dosaženo v okamžiku vypnutí M1, a  $\Delta t$  je délka impulsu zdroje V3. Vztah (4) tedy můžeme napsat ve tvaru

$$I_{\max} = \Delta t \cdot U / L \quad (5)$$

Když dosadíme do (3) podle (5), po úpravě dostaneme:

$$\Delta t^2 = L \cdot C \cdot (U_{GS}/U)^2 \quad (6)$$

kde  $\Delta t$  je délka impulzu zdroje V3, L je indukčnost cívky L1. C je kapacita kondenzátoru C2,  $U_{GS}$  je vstupní napětí tranzistoru M2 a U je napětí zdroje V1.

Když se napětí V1 bude rovnat napětí  $U_{GS}$ , tj.  $U(V1) = U_{GS}$ , dostaneme

$$\Delta t = \sqrt{(L.C)} \quad (7)$$

Dobu  $\Delta t$  můžeme vypočítat také s využitím vztahu (5):

$$\Delta t = I_{\max} \cdot L / U \quad (8)$$

Postup při návrhu spínače podle obr. 3 bude následující:

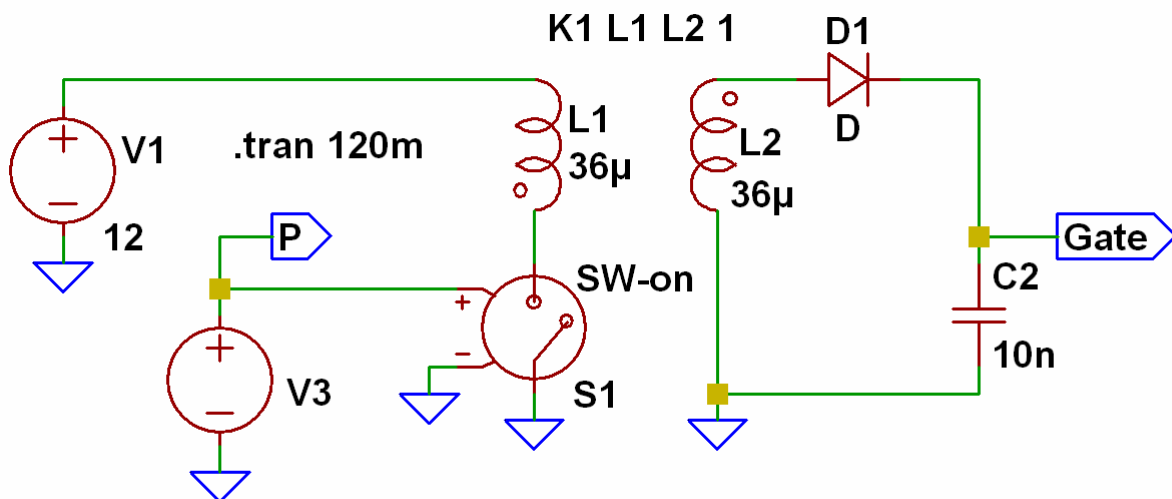
- 1) Z datasheetu zvoleného tranzistoru M2 zjistíme vstupní kapacitu  $C_{iss}$  a zvolíme hodnotu C2 minimálně desetkrát větší.
- 2) Vypočítáme součin  $L \cdot I_{\max}^2$  podle vztahu (3).
- 3) Zvolíme proud  $I_{\max}$  a vypočítáme indukčnost L cívky L1:  $L = C \cdot U_{GS}^2 / I_{\max}^2$
- 4) Podle vztahu (6), (7) nebo (8) vypočítáme délku pulzu zdroje V3.

Na příkladu a pomocí simulace si ověříme, zda jsme při odvozování postupovali správně. Zvolíme  $C2 = 10nF$ ,  $U_{GS} = U = 12V$  a  $I_{\max} = 200mA$ .

$$L = C \cdot U_{GS}^2 / I_{\max}^2 = 10^{-8} \cdot 12^2 / 0,2^2 = 36\mu H$$

$$\Delta t = \sqrt{(L.C)} = \sqrt{(36 \cdot 10^{-6} \cdot 10^{-8})} = 600ns$$

Nyní pomocí jednoduché simulace náš výpočet ověříme.

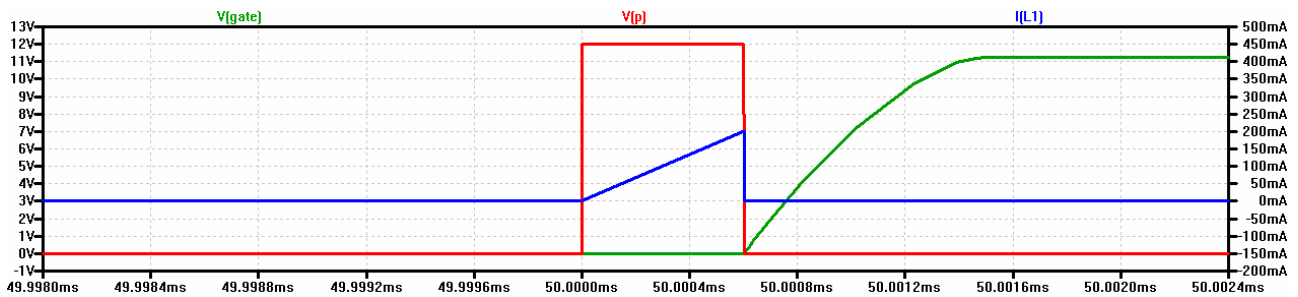


```
.model SW-on SW(Ron=.01 Roff=10Meg Vt=5 Vh=1)
PULSE(0 12 50m 1n 1n 600n 40m 1)
```

Obr. 5: Simulace pro ověření výpočtu

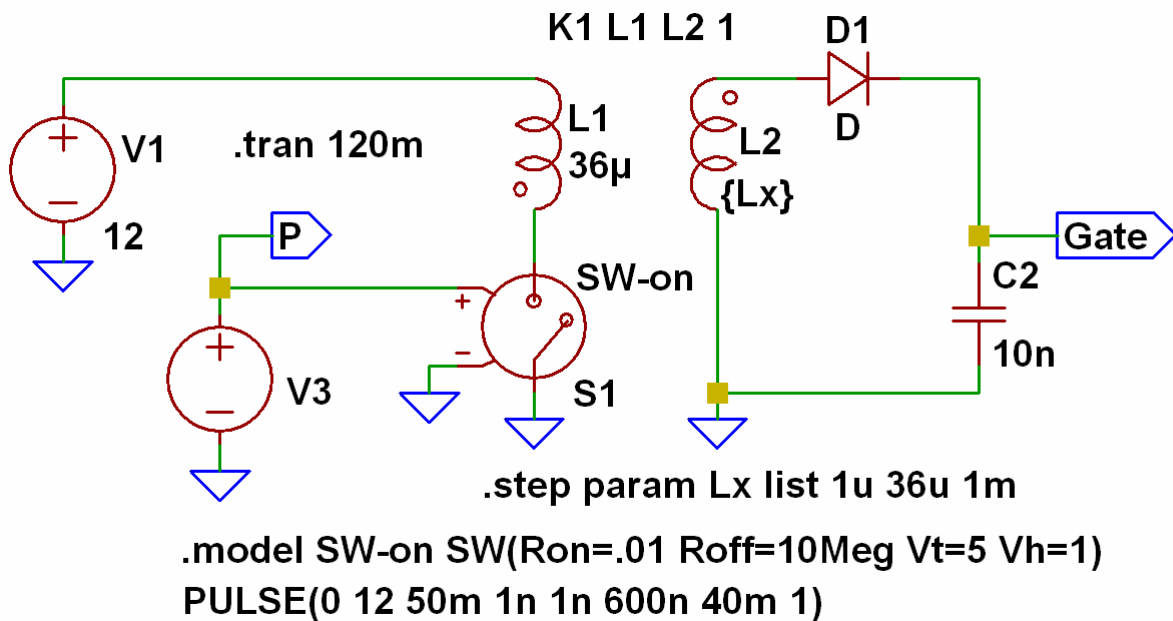
Na obr. 5 máme jednoduchý obvod, který se skládá z transformátoru (L1, L2), spínače S1, zdroje impulzů V3, diody D1 a kondenzátoru C2. Simulací ověříme, jestli na výstupu Gate máme po příchodu impulzu skutečně 12V a zda  $I_{\max} = 200mA$ . Výsledek simulace máme na obr. 6. Vidíme,

že  $I_{\max} = 200\text{mA}$ , ale napětí na výstupu není 12V, ale pouze 11,27V. To je však způsobeno ztrátami na diodě, takže můžeme konstatovat, že jsme počítali správně.

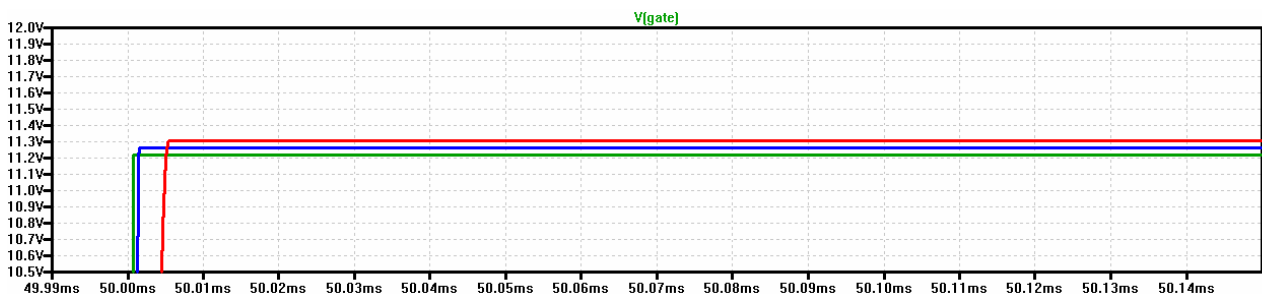


Obr. 6

U transformátoru jsme použili převod 1: 1. Co se stane, když převod změním? Změní se výstupní napětí? Teoreticky by se změnit nemělo.



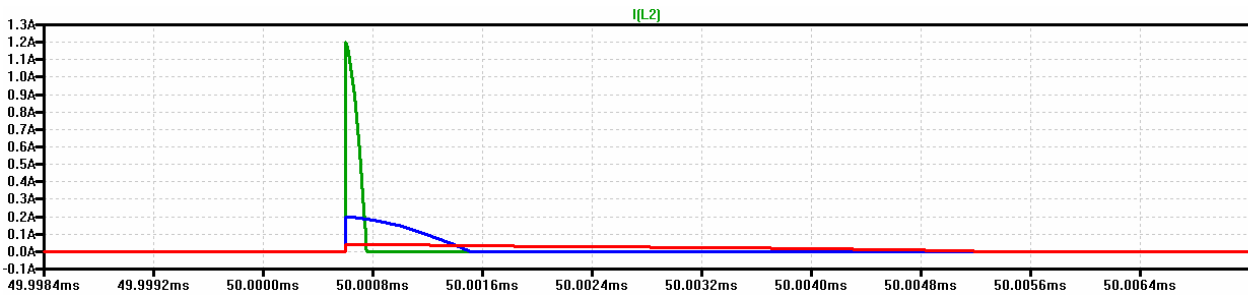
Obr. 7: Simulace pro ověření vlivu převodu transformátoru na výstupní napětí



Obr. 8: Závislost výstupního napětí na převodu transformátoru

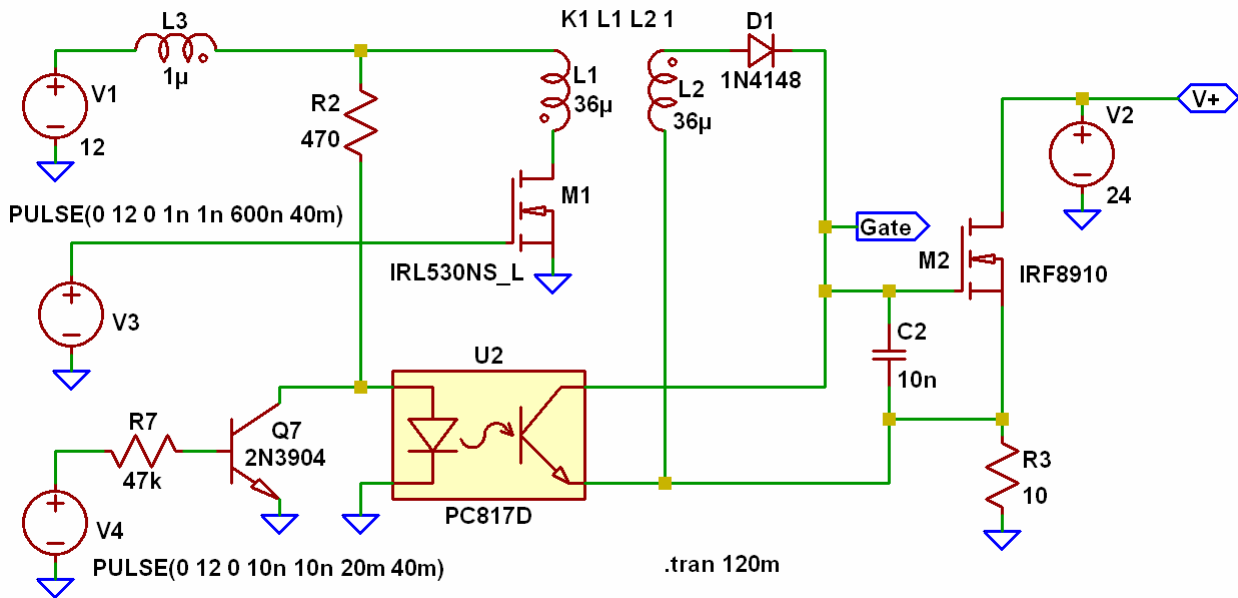
Z obr. 8 vyplývá, že na převodu transformátoru příliš nezáleží. Rozdíly výstupního napětí jsou způsobeny tím, že při nižším počtu závitů na sekundáru se kondenzátor nabíjí vyšším proudem, takže jsou ztráty na diodě vyšší. Průběhy proudu v závislosti na převodu trafo můžete vidět na obr.

9. Je třeba zvolit takový převodový poměr, aby amplituda proudu nebyla příliš velká a, na druhé straně, aby byl nárůst napětí na C2 dostatečně rychlý.

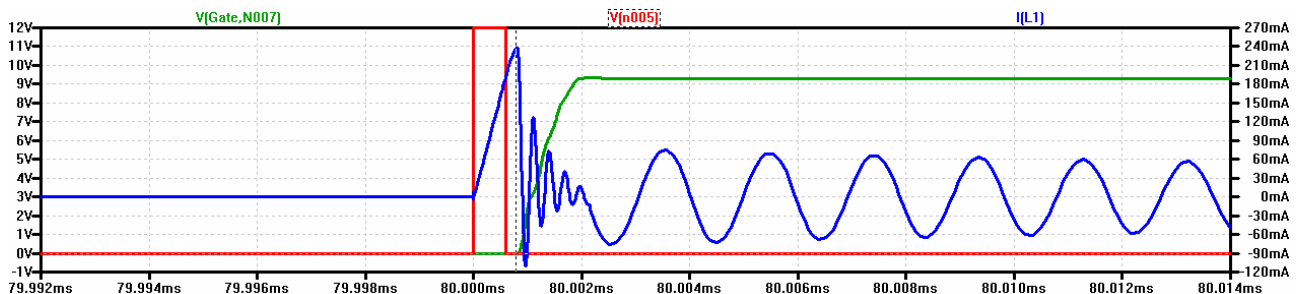


Obr. 9: Závislost výstupního proudu na převodu transformátoru

Nyní se podíváme, co se stane, když vypočítané parametry aplikujeme v reálném obvodu podle obr. 3.



Obr. 10: Simulační obvod pro ověření funkce spínače s vypočtenými parametry

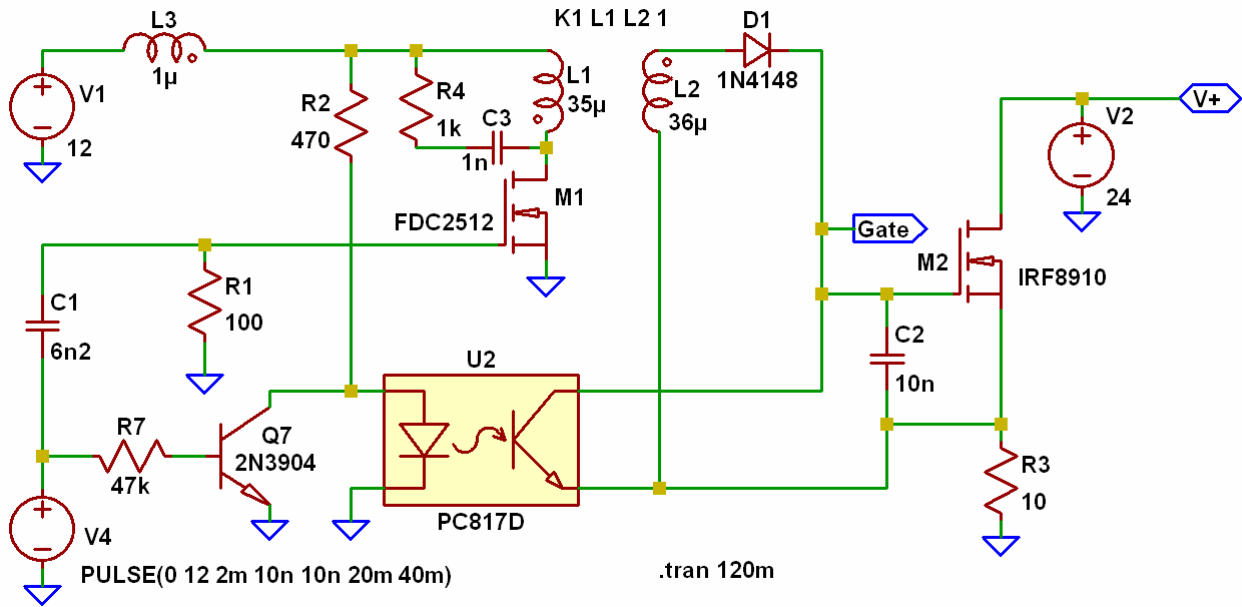


Obr. 11

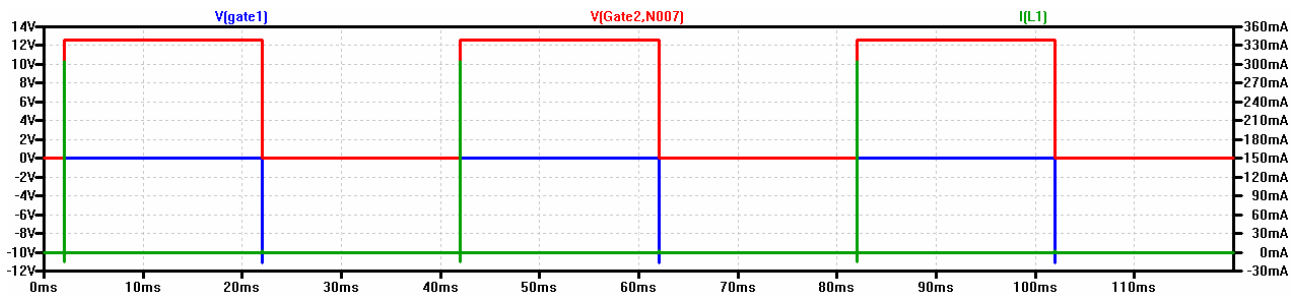
Ve schématu na obr. 3 jsme zrušili RCD snubber (R1, C1, D2) a odpor R4, abychom zamezili ztrátám. Na obr. 11 můžete vidět, že vstupní napětí G-S u tranzistoru M2 je  $U_{GS} = 9,25V$  a  $I_{max} = 237mA$ . Vyšší proud je způsoben tím, že došlo ke zpožděnému vypnutí tranzistoru M1. Nižší napětí

je mj. způsobeno vstupní kapacitou tranzistoru M2. Pro zvýšení napětí na gate můžeme buď snížit indukčnost cívky L1, nebo prodloužit impuls.

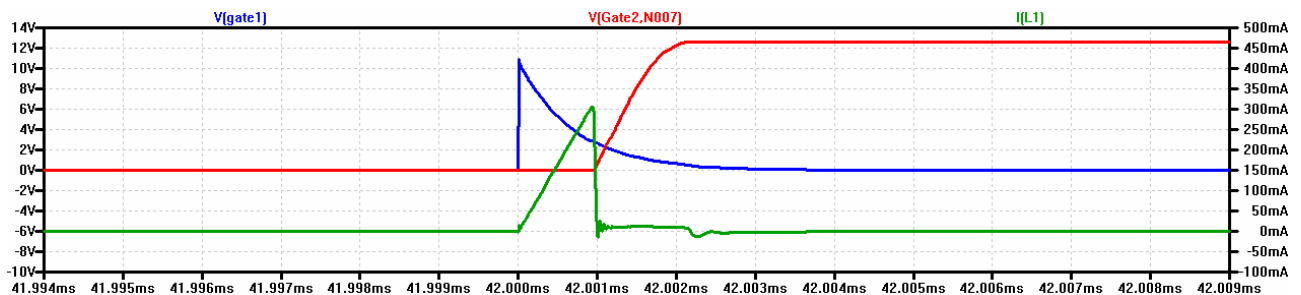
Zdroj krátkých impulsů V3 můžeme nahradit monostabilním klopným obvodem nebo dokonce pouhým derivačním členem. Příklad reálného zapojení horního spínače najdete na obr. 12. Počet závitů sekundáru byl zvolen tak, aby dioda D1 snesla špičkový proud. Pokud bychom na sekundár navinuli méně závitů, byl by špičkový sekundární proud pochopitelně vyšší a museli bychom použít jiný typ rychlé diody, např. MUR120.



Obr. 12: Zapojení reálného horního spínače



Obr. 13



obr. 14