

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

ZVYŠUJÍCÍ MĚNIČ PRO NAPÁJENÍ MOBILNÍCH ZAŘÍZENÍ

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

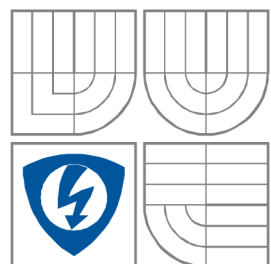
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

PETR GABRIEL

BRNO 2011



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLÓGIÍ**

**ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY
A ELEKTRONIKY**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC
ENGINEERING

ZVYŠUJÍCÍ MĚNIČ PRO NAPÁJENÍ MOBILNÍCH ZAŘÍZENÍ

STEP-UP CONVERTER FOR MOBILE DEVICE

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

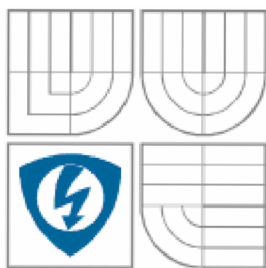
Petr Gabriel

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Petr Huták, Ph.D.

BRNO, 2011



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor

Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika

Student: Gabriel Petr

ID: 120691

Ročník: 3

Akademický rok: 2010/11

NÁZEV TÉMATU:

Zvyšující měnič pro napájení mobilních zařízení

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Navrhněte zvyšující tranzistorový měnič pro malé napájecí napětí.
2. Navržené zařízení realizujte na DPS.
3. Ověřte měřeními parametry měniče.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Dle pokynů vedoucího

Termín zadání: 23.9.2010

Termín odevzdání: 26.5.2011

Vedoucí projektu: Ing. Petr Huták Ph.D.

doc. Ing. Petr Toman, Ph.D.

předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následku porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

Abstrakt

Cílem této bakalářské práce je seznámit se s možnostmi konstrukce a užití spínaných zdrojů. Hlavní důraz je kladen na popis různých typů měničů. V práci jsou popsány možnosti návrhu zdroje a dimenzování jeho součástí. Práce obsahuje konkrétní návrh zdroje pro realizaci. V závěru práce jsou uvedeny výsledky měření parametrů zdroje a jejich porovnání s hodnotami udávanými výrobcem.

Abstract

The purpose of this bachelor's thesis is about to introduce possibilities of construction and use of switched power supplies. Thesis focuses mainly to description of different types of converters. There are possibilities of power supplies design and sizing of its components described in this thesis. This thesis contains concrete design of power supply for realization. There are results of the measurement and comparison to the parameters given by manufacturer set forth at the end of this thesis.

Klíčová slova

Spínaný zdroj; měnič; pulsně šířková modulace

Keywords

Switched power supply; converter; pulse width modulation

Bibliografická citace

Gabriel, P. *Zvyšující měnič pro napájení mobilních zařízení*, Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2011. 41 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Petr Huták, Ph.D.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma „Zvyšující měnič pro napájení mobilních zařízení“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

V Brně dne

Podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Ing. Petru Hutákovi Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne

Podpis autora

OBSAH

ÚVOD	11
1 ZÁKLADNÍ VLASTNOSTI SPÍNANÝCH ZDROJŮ	12
1.1 MĚNIČE	13
1.1.1 TRANZISTOROVÉ MĚNIČE S TRANSFORMÁTOREM	13
1.1.2 TRANZISTOROVÉ MĚNIČE BEZ TRANSFORMÁTORU	15
1.2 ŘÍDÍCÍ OBVODY A PULSNĚ ŠÍŘKOVÁ MODULACE (PWM)	20
2 NÁVRH ZDROJE	22
2.1.1 ZDROJ S OBVODEM MAXIM 1709.....	22
2.1.2 ZDROJ S OBVODEM LT1308.....	24
3 DIMENZOVÁNÍ VÝKONOVÝCH SOUČÁSTÍ	25
4 REALIZACE ZDROJE S OBVODEM LM1308	28
4.1 NÁVRH DPS	28
4.2 MĚŘENÍ PARAMETRŮ ZDROJE.....	29
4.3 KONSTRUKČNÍ PROVEDENÍ	32
ZÁVĚR	33
LITERATURA	34
PŘÍLOHY	35
PŘÍLOHA A DATASHEET OBVODU LT 1308	36

SEZNAM OBRÁZKŮ

<i>Obr. 1.1</i>	<i>Blokové schéma spínaného zdroje[3]</i>	12
<i>Obr. 1.2:</i>	<i>Jednočinný blokující měnič</i>	13
<i>Obr. 1.3:</i>	<i>Jednočinný propustný měnič s transformátorem</i>	14
<i>Obr. 1.4:</i>	<i>Push - pull</i>	15
<i>Obr. 1.5:</i>	<i>Kapacitní měnič</i>	16
<i>Obr. 1.6:</i>	<i>Blokující měnič</i>	16
<i>Obr. 1.7:</i>	<i>Proces spínání[8]</i>	18
<i>Obr. 1.8:</i>	<i>Propustný měnič</i>	19
<i>Obr. 1.9:</i>	<i>Měnič s odbočkou na cívce[3]</i>	20
<i>Obr. 1.10:</i>	<i>Čukův měnič</i>	20
<i>Obr. 1.11:</i>	<i>Blokové schéma řídicího obvodu[8]</i>	21
<i>Obr. 2.1:</i>	<i>Schéma zapojení s obvodem MAX1709[4]</i>	22
<i>Obr. 2.2:</i>	<i>Schéma PWM obvodu MAX1709[4]</i>	23
<i>Obr. 2.3:</i>	<i>Nastavení výstupního napětí</i>	23
<i>Obr. 2.4:</i>	<i>Schéma zapojení s obvodem LT1308</i>	24
<i>Obr. 3.1:</i>	<i>Průběh proudu tlumivkou</i>	27
<i>Obr. 4.1:</i>	<i>Návrh DPS</i>	28
<i>Obr. 4.2:</i>	<i>Rozložení součástek</i>	28
<i>Obr. 4.3:</i>	<i>Schéma zapojení při měření parametrů zdroje</i>	29
<i>Obr. 4.4:</i>	<i>Zapojení měřicích přístrojů</i>	29
<i>Obr. 4.5:</i>	<i>Závislost maximálního odebíraného proudu na velikosti vstupního napětí</i>	30
<i>Obr. 4.6</i>	<i>Výrobce udávaná závislost účinnosti na výstupním proudu</i>	30
<i>Obr. 4.7:</i>	<i>Závislost účinnosti na výstupním proudu</i>	31
<i>Obr. 4.8:</i>	<i>Výstupní charakteristiky tranzistoru</i>	31
<i>Obr. 4.9:</i>	<i>Zapojení USB konektoru v panelu krabičky (samice)</i>	32
<i>Obr. 4.10:</i>	<i>Držák baterií R20 s použitou krabičkou</i>	32

SEZNAM TABULEK

<i>Tab. 4.1:</i>	<i>Soupiska použitých součástek</i>	32
------------------	---	----

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

PWM	pulsně šířková modulace – pulse width modulation
DPS	deska plošných spojů
MOSFET	tranzistor řízený elektrickým polem
F	činitel filtrace
CLK	vstup integrovaného obvodu pro připojení generátoru hodinových pulsů
LB	vstup integrovaného obvodu pro indikaci vybité baterie
ORCAD	program pro návrh desek plošných spojů
SMD	součástka pro povrchovou montáž – surface mount device

ÚVOD

Zadáním této bakalářské práce je navrhnout a sestavit vhodný spínaný zdroj s výstupním napětím 5 V a proudem 1 A, napájený ze zdroje nižšího napětí (zhruba od 2 V do 4 V). Na zkonstruovaném zdroji dále ověřit jeho parametry a porovnat je s údaji udávanými výrobcem. Před samotným návrhem budou nejprve popsány základní vlastnosti spínaných zdrojů, jejich součásti, výhody a nevýhody oproti jiným zdrojům.

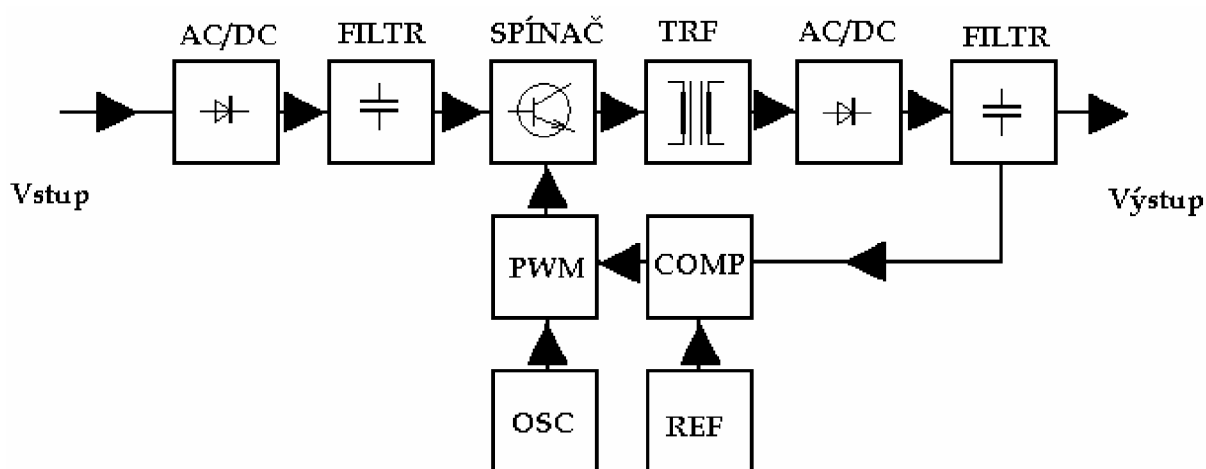
První velká část práce bude věnována zejména měničům, které v podstatě tvoří hlavní článek zdroje. Existuje jich obrovské množství a každý má své specifické vlastnosti a použití. Výsadní postavení v problematice spínaných zdrojů mají měniče tranzistorové, které s vývojem tranzistorů typu MOSFET zaznamenaly obrovský pokrok.

Další část se bude zabývat řídicími obvody, popisem součástí měničů a dalšími sounáležitostmi spínaných zdrojů. Zvláštní kapitola se bude zabývat pulsně šířkovou modulací (PWM).

V poslední části již bude práce zaměřena na konkrétní návrh spínaného zdroje pro splnění požadavků zadání. Bude zde uveden návrh desky plošných spojů a rozložení součástek na této desce. Popsán bude i postup při měření parametrů zdroje, jehož výsledky budou uvedeny do příslušných grafů. V závěru budou tyto hodnoty a průběhy porovnány s průběhy a hodnotami udávanými výrobcem.

1 ZÁKLADNÍ VLASTNOSTI SPÍNANÝCH ZDROJŮ

Spínané zdroje začaly v určitých odvětvích nahrazovat zdroje klasické koncepce. Hlavní nevýhodou zdroje klasické koncepce se síťovým transformátorem jsou jeho rozměry a hmotnost. Hlavní příčinou je pracovní frekvence napětí s níž zdroj pracuje. Zatímco klasický zdroj pracuje se síťovou frekvencí 50 Hz, spínaný zdroj má pracovní frekvenci v řádech desítek až stovek kHz. V případě, že využijeme spínaného zdroje s transformátorem, budou jeho rozměry a cena o poznání menší.



Obr. 1.1 Blokové schéma spínaného zdroje[3]

Hlavním stavebním prvkem spínaného zdroje je takzvaný měnič. Hledisek, podle kterých lze měniče kategorizovat je několik. Nejčastěji se rozlišuje, zda se jedná o zvyšující (často boost nebo step-up) nebo o snižující měnič (buck, step-down). Právě konverze směrem dolů je dnes velmi často využívána v různých zapojeních spínaných zdrojů, protože spektrum využívaných napájecích napětí dnešních elektrických zařízení je opravdu široké. Pro návrh zdroje dle požadavků zadání bude podstatná skupina měničů zvyšujících napětí.

Princípem měničů je opětovné rozstředění předem usměrněného napájecího napětí. Často je tímto napětím samotné napětí sítě. O toto rozstředění se starají nejčastěji výkonové tranzistory MOSFET s dalšími řídicími obvody, které budou popsány v dalších kapitolách. Tímto způsobem je možné získat impulsové napětí o frekvenci desítek kHz až 1 MHz.

Nyní je třeba napětí tohoto kmitočtu upravit na požadovanou velikost. K tomu se využívá buď transformátoru, tlumivek, kondenzátorů nebo různých kombinací ve vhodném zapojení. Způsoby zapojení budou detailněji popsány v následujících kapitolách.

Zmíněný způsob zvyšování napětí užitím samotných kondenzátorů se používá hlavně při testování zařízení s vysokou kapacitou (například izolátorů, kondenzátorů) na jejich elektrickou pevnost a vlastnosti. Stejnoseměrné testovací napětí při těchto aplikacích je až 10 kV.

Spínané zdroje s transformátory dnes zaujímají výsadní postavení v napájení počítačové techniky. Zadáním práce je však návrh zvyšujícího měniče, napájeného z nízkého napětí, proto se zbytek práce zaměří zejména na měniče s tlumivkami.

Posledním článkem náhradního schématu je usměrňovač s filtrem. Na usměrňovač jsou kladeny vysoké nároky zejména kvůli vysokému kmitočtu napětí které usměrňují. Oproti tomu na

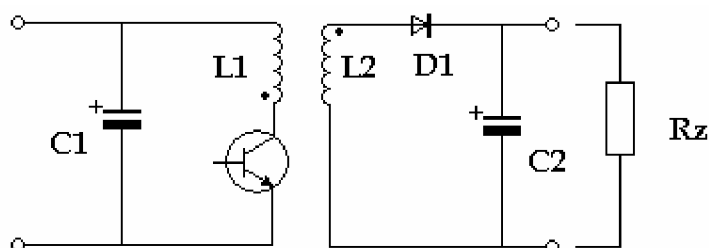
filtr, který pracuje na takto vysoké frekvenci, již takové nároky kladeny nejsou, protože na tomto kmitočtu bývá filtrace velmi účinná. Na této frekvenci může být problémem parazitní indukčnost kondenzátorů, proto je využití bezindukčních kondenzátorů samozřejmostí. Je zřejmé, že pokud nebude výstupní napětí dostatečně usměrněno a vyfiltrováno, bude frekvence 10kHz-1MHz představovat nezanedbatelný zdroj rušení. Jak již bylo zmíněno na začátku, spínané zdroje se užívají jen v některých odvětvích, za zmínku stojí například měniče pro elektrické pohony nebo zdroje pro počítače. Užití například v zesilovačích audiosignálů nebo ve vysokofrekvenční technice (směšovače apod.) není z hlediska rušení vhodné, ovšem není vyloučeno.

1.1 Měniče

1.1.1 Tranzistorové měniče s transformátorem

Důvodů pro použití těchto měničů může být několik. Jedním z nich může být požadavek na galvanické oddělení vstupu a výstupu měniče, což nám transformátor zajistí. Dalším důvodem může být požadavek vyššího výstupního výkonu, kde by využití měničů s tlumivkami bylo značně problematické. Těchto měničů existuje poměrně velké množství, proto budou dále detailněji rozebrány jen nejpoužívanější z nich. Z principu funkce transformátoru plyne, že není problém použít tato zapojení jako zvyšující měniče (výstupní napětí je vyšší než vstupní) i jako snižující.

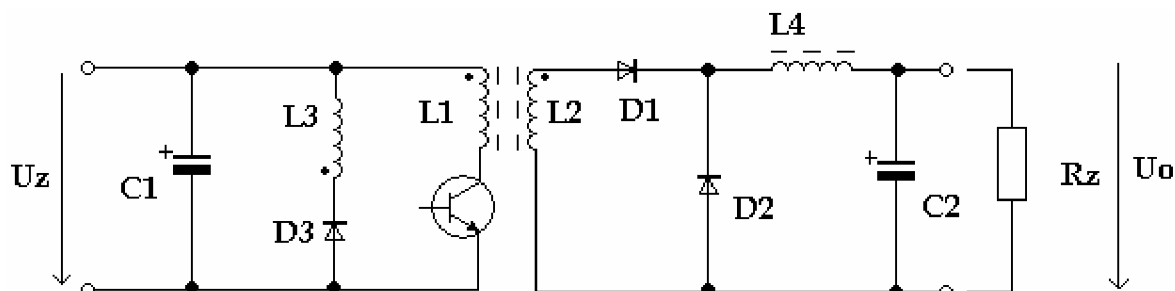
1.1.1.1 Jednočinný blokující měnič s transformátorem



Obr. 1.2: Jednočinný blokující měnič

V případě, že je tranzistor sepnutý, proud vinutím L_1 transformátoru lineárně roste. Tento nárůst vyvolá změnu magnetického toku transformátoru a na vinutí L_2 se objevuje napětí opačné polarity než na vstupu. Proto je dioda D_1 orientována v závěrném směru. Je třeba si uvědomit že k tomuto ději dojde v každé periodě řídicího napětí tranzistoru, proto předpokládejme, že kondenzátor je již nabitý z předchozího cyklu a napětí na kondenzátoru vlivem zátěže klesá. V případě, že se tranzistor zavře, brání se indukčnost L_1 změně proudu. V případě, že by nebylo vinutí L_1 součástí transformátoru, došlo by k průrazu tranzistoru, v tomto případě ale předává svou energii magnetickému obvodu a na výstupu se opět objevuje napětí, ovšem s opačnou polaritou než v předešlém případě. Otvírá se dioda D_1 a přes ni se nabíjí kondenzátor C_2 . Napětí na zátěži roste [2].

1.1.1.2 Jednočinný propustný měnič s transformátorem

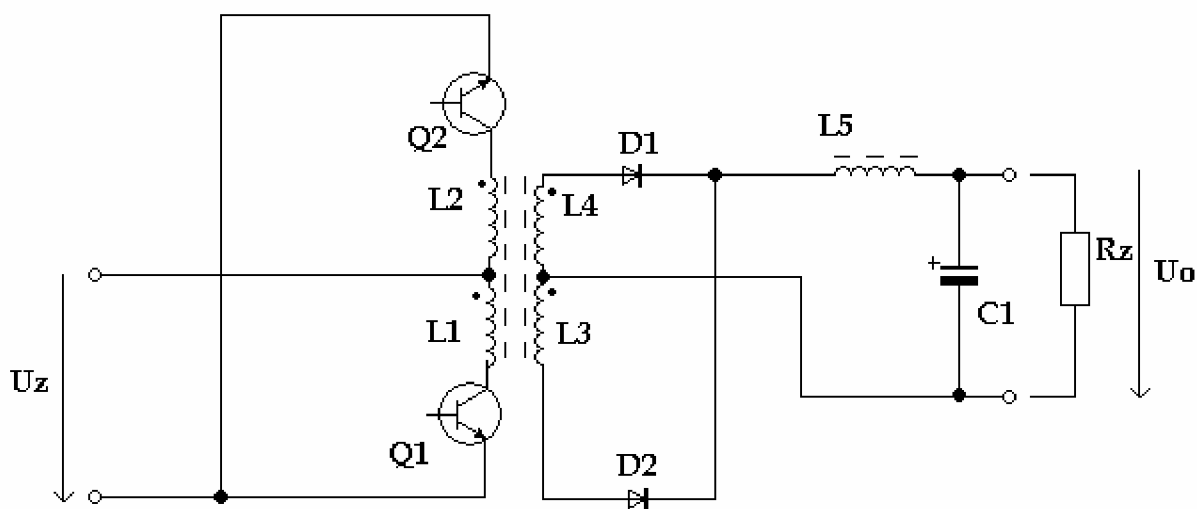


Obr. 1.3: Jednočinný propustný měnič s transformátorem

Tento druh měniče má oproti předešlému blokujícímu měniči několik odlišností. Hlavní z nich je ta, že v případě sepnutí tranzistoru se přenáší energie přímo na výstup. Vlivem toho jsou nároky na rozměry transformátoru menší.

Pokud tranzistor T_1 sepne, teče primární proud přes vinutí L_1 , v jádře vzniká magnetický tok a na vinutí L_2 se indukuje napětí, které otevírá diodu D_1 , proud teče tlumivkou L_4 , do kondenzátoru a zátěže. Vinutím L_3 v tomto cyklu neteče žádný proud. Jakmile tranzistor vypne, brání se tlumivky změnám proudů a polarity napětí na nich se mění. Tlumivka L_4 se nyní chová jako zdroj a přes D_2 napájí kondenzátor a zátěž. Jak tlumivka, tak kondenzátor postupně ztrácí svoji energii a dochází ke klesání výstupního napětí. Nevýhodou je, že v magnetickém obvodu transformátoru je po vypnutí tranzistoru akumulována energie daná magnetizačním proudem transformátoru. Tuto energii musíme z transformátoru odvést například vinutím L_3 , které přes D_3 vrací energii do zdroje [2].

1.1.1.3 Dvojčinný měnič push-pull



Obr. 1.4: Push - pull

Dvojčinné měniče jsou určeny pro vyšší výkony než jednočinné. Navíc u jednočinných měničů dochází ke stejnosměrné magnetizaci jádra a tím nedochází k využití celé plochy hysterezní křivky. Pokud se zamyslíme nad propustným zapojením (viz. Obr. 1.3), je zřejmé, že než přidávat vinutí L_3 k ochraně tranzistoru, je výhodnější přidat další vinutí na primární straně a tím vlastně vytvořit dvojčinný měnič [2].

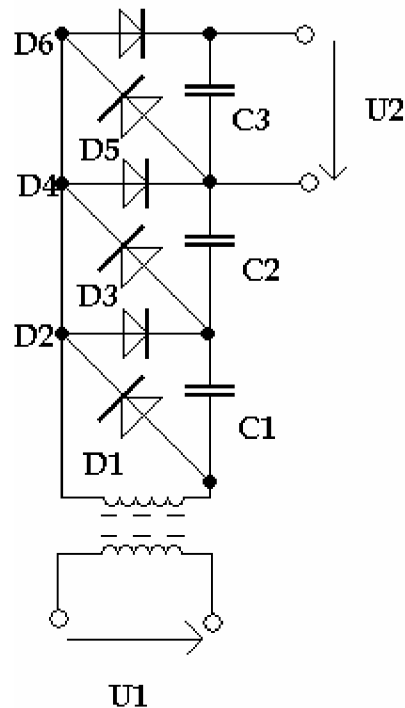
V podstatě lze funkci tohoto měniče popsat jako funkci dvou jednočinných měničů. V každém cyklu je jeden tranzistor zavřen a druhý sepnut. Vlivem opačných polarit napětí dochází ke střídavé magnetizaci jádra transformátoru a využíváme tím pádem celou plochu hysterezní křivky. To umožňuje zhruba poloviční objem jádra transformátoru. Další výhodou je dvojnásobná frekvence zvlnění výstupního napětí, což snižuje požadavky kladené na výstupní filtr a zejména velikost tlumivky L_4 tohoto filtru.

1.1.2 Tranzistorové měniče bez transformátoru

Jak již bylo řečeno, používají se tato zapojení v aplikacích s nižšími nároky na výstupní výkon. Nejlevnější a nejméně výkonná jsou zapojení se spínanými kapacitami, dále do této kategorie patří dnes velmi populární měniče s indukčnostmi, které zaznamenaly velký pokrok s rozvojem integrovaných obvodů.

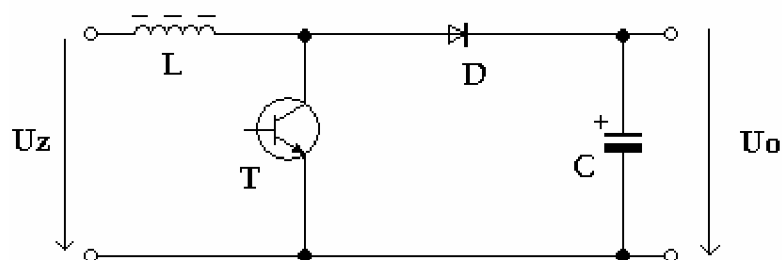
1.1.2.1 Kapacitní měniče

Hlavním principem těchto měničů je vzájemné předávání si energie mezi kondenzátory. O to se starají spínací prvky, v nejjednodušším případě diody. Aby však obvod fungoval správně, je třeba přivádět střídavé vstupní napětí. Tím vzniká tzv. Delonův násobič napětí. Na Obr.1.5 je uveden příklad zapojení, které je právě napájeno střídavým napětím, proto toto zapojení v podstatě nepatří mezi stejnosměrné měniče. V případě, že máme k dispozici jen stejnosměrné vstupní napětí, je třeba aby spínací prvky navíc správně řídily tok energie kapacitami. Pro tyto účely se dnes používají integrované obvody se zabudovanými řídicími obvody. Je zřejmé, že na spínací prvek jsou kladeny velké nároky, neboť pokud by v sepnutém stavu měl spínač příliš velký odpor, docházelo by ke ztrátám, proto se dnes používají hlavně tranzistory typu MOSFET.



Obr. 1.5: Kapacitní měnič

1.1.2.2 Blokující měnič



Obr. 1.6: Blokující měnič

Na Obr.1.6 je uvedeno principiální schéma zvyšujícího blokujícího měniče. Jak bude popsáno dále, jedná se o zapojení využitě v návrhu zadaného spínaného zdroje. Z hlediska zadání jsou měniče s cívkami nevhodnějšími typy zapojení, neobsahují transformátor, tím pádem jsou poměrně levné. Dále je možné využít řídicích integrovaných obvodů, což z hlediska návrhu velmi usnadňuje práci. Nyní k samotné funkci měniče uvedeného na obrázku.

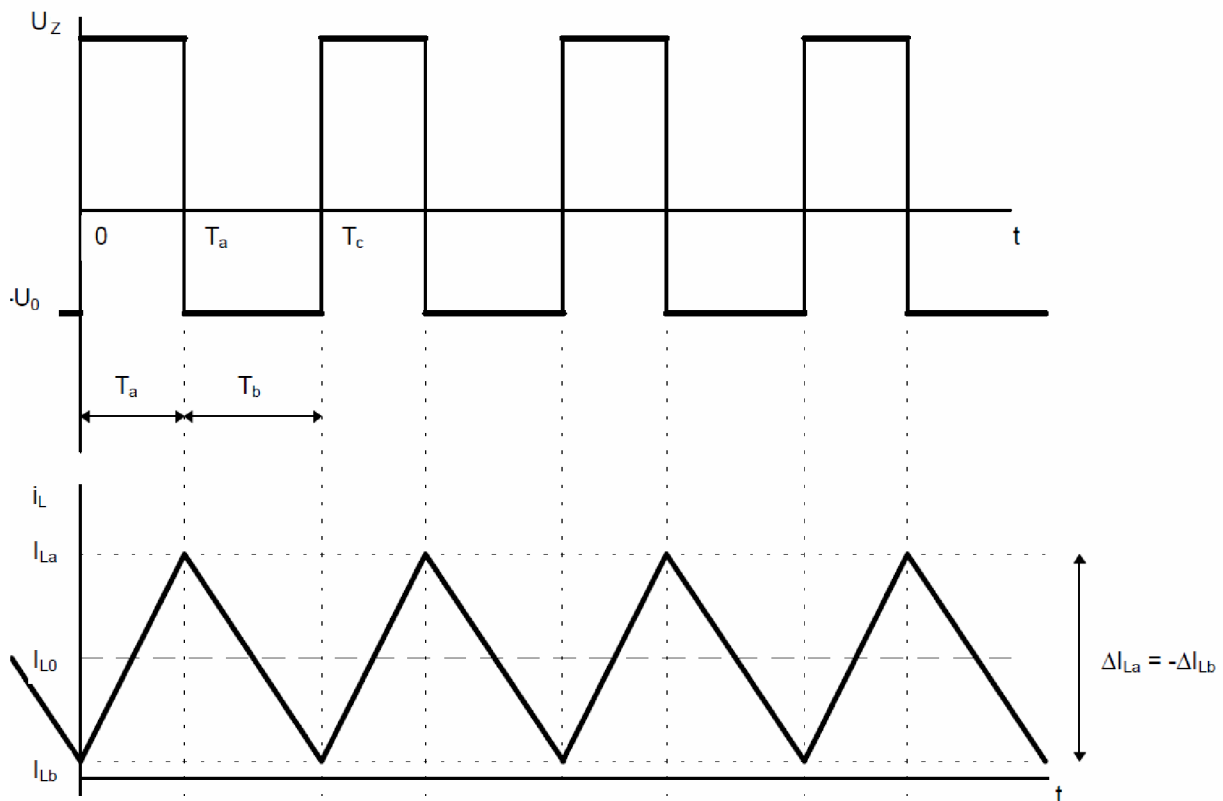
Pracovní režim lze rozdělit do dvou intervalů. Intervalu T_a , kdy je spínací prvek otevřen, a intervalu T_b , kdy je zavřen. Je zřejmé, že platí:

$$T_C = T_A + T_B \quad (1.2)$$

Předpokládejme, že na začátku (tranzistor otevřen) je kondenzátor C nabit a postupně se vybíjí do zátěže. Dioda kondenzátoru zabraňuje vybití se do zdroje, protože je orientována v závěrném směru. V tlumivce L se průchodem stejnosměrného proudu o přírůstkem $\Delta I_L = \frac{U_Z}{L} T_a$ akumuluje energie o velikosti $W = \frac{1}{2} L I^2$. Ve chvíli, kdy řídicí obvod tranzistor zavře, se cívka snaží udržet průchod proudu, ovšem polarita napětí je již opačná o velikosti $U_{IND} = -L \frac{dI_1}{dt}$. Cívka se nyní chová jako zdroj a spolu s napětím zdroje nabíjí kondenzátor na výstupu. Proud obvodem klesne o $\Delta I_L = -\frac{U_Z - U_O}{L} T_a$. Z výše uvedených vztahů lze odvodit závislost výstupního na vstupním napětí [8].

$$U_0 = U_Z \frac{T_a}{T_b} \quad (1.3)$$

Pro lepší ilustraci jsou průběhy proudů a napětí uvedeny na Obr.1.7.



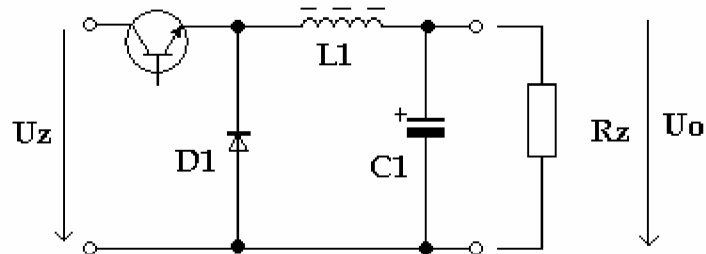
Obr. 1.7: Proces spínání[8]

Stabilizace výstupního napětí (proudu) je možná několika způsoby:

- Změnou T_a při $T_b = \text{konst.}$ ($T_c \neq \text{konst.}$) – pokud vlivem zátěže klesá výstupní napětí (roste výstupní proud), pak narůstá délka T_a . Zároveň roste doba T_c a tím klesá frekvence spínání spínacího prvku $f = \frac{1}{T_c}$
- Změnou T_b při $T_a = \text{konst.}$ ($T_c \neq \text{konst.}$) – pokud se vlivem zátěže snižuje výstupní napětí (nárůst proudu), pak se doby T_b a T_c snižují. Tím pádem roste frekvence spínání $f = \frac{1}{T_c}$
- Změnou poměru $\frac{T_a}{T_b}$ při $T_c = \text{konst.}$ A tím pádem i konstantní frekvenci spínání. –pokud se zmenší výstupní napětí nebo vzroste odebíraný proud roste poměr $\frac{T_a}{T_b}$

Z uvedených způsobů je nejvýhodnější poslední možnost, protože umožňuje objemově nejmenší magnetický obvod transformátoru (tlumivky) [8].

1.1.2.3 Propustný měnič



Obr. 1.8: Propustný měnič

Ve chvíli kdy spíná spínací prvek začíná interval T_a a na cívce se objevuje napětí $u_L = U_z - U_0$ a tlumivkou narůstá proud $\Delta i_{La} = \frac{1}{L} \int_0^{T_a} u_L dt$ až do svého maxima $\Delta I_{La} = \frac{U_z - U_0}{L} T_a$. Spínací prvek vypíná a začíná doba T_b . Přes diodu se uzavírá obvod, kde cívka svým napětím udržuje proud obvodem, který postupně klesá:

$$\Delta i_{Lb} = -\frac{1}{L} \int_{T_a}^{T_b} U_0 dt \quad (1.4)$$

Pro celkový pokles proudu platí:

$$\Delta I_{Lb} = \frac{U_0}{L} (T_c - T_a) = \frac{U_0}{L} T_b \quad (1.5)$$

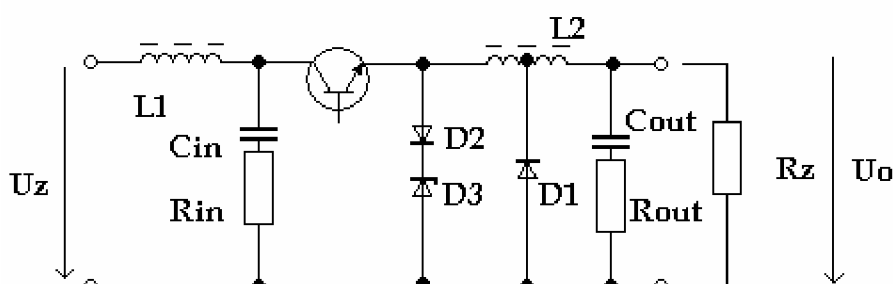
Z výše uvedených vztahů lze odvodit vztah:

$$U_0 = U_z \frac{T_a}{T_c} \quad (1.6)$$

Hlavním rozdílem oproti měničů blokových je, že dodává energii do výstupu v obou intervalech. Výstupní napětí má stejnou polaritu jako vstupní napětí a navíc měnič pracuje vždy v režimu step-down. V praxi se často jako napětí U_z používá usměrněné síťové napětí (300 V). Pokud chceme výstupní napětí malé, například jen 5 V, je poměr $\frac{T_a}{T_b}$ velmi malý, což by negativně ovlivnilo proces regulace výstupního napětí. Proto se v těchto případech používá měničů s transformátorem [3].

1.1.2.4 Měnič s odbočkou na cívce

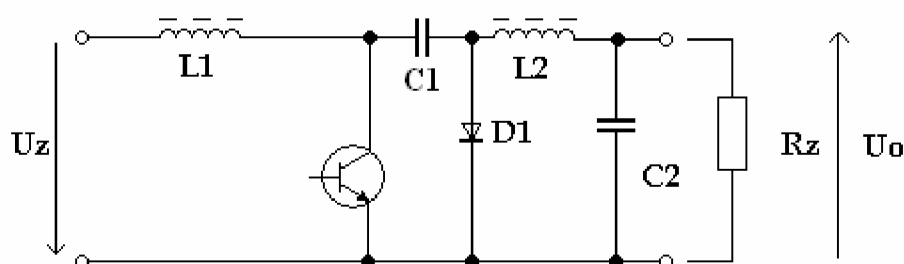
Další možností je využít odbočky na cívce. Zde je možné jak snižovat, tak i zvyšovat výstupní napětí oproti vstupnímu. Určuje to poměr závitů v levé části cívky ku počtu závitů v pravé části. V případě, že bude vlevo více závitů než vpravo, jedná se o měnič, který snižuje výstupní napětí, pokud bude situace opačná, získáme měnič zvyšující napětí.



Obr. 1.9: Měnič s odbočkou na cívce[3]

1.1.2.5 Čukův měnič

Za zmínku stojí i měnič, který zastává jak funkci zvyšujícího tak snižujícího měniče. V podstatě udržuje konstantní výstupní napětí bez ohledu na to, zda je vstupní napětí zrovna menší nebo větší než výstupní. Jako hlavní akumulací prvek se zde používá kondenzátor. Proto jsou použité tlumivky menší než u předchozích zapojení. Skládá se z blokující a propustné části, jež jsou zapojeny do kaskády. Ve chvíli kdy sepne spínací prvek, akumuluje se energie v tlumivce L_1 . Ve chvíli kdy rozezne, sčítá se napětí U_z zdroje s napětím na cívce a nabíjí se kondenzátor. Ve chvíli kdy spínací prvek opět sepne dochází k akumulaci energie v tlumivce L_1 a zároveň se vybíjí kondenzátor do výstupního obvodu [8].



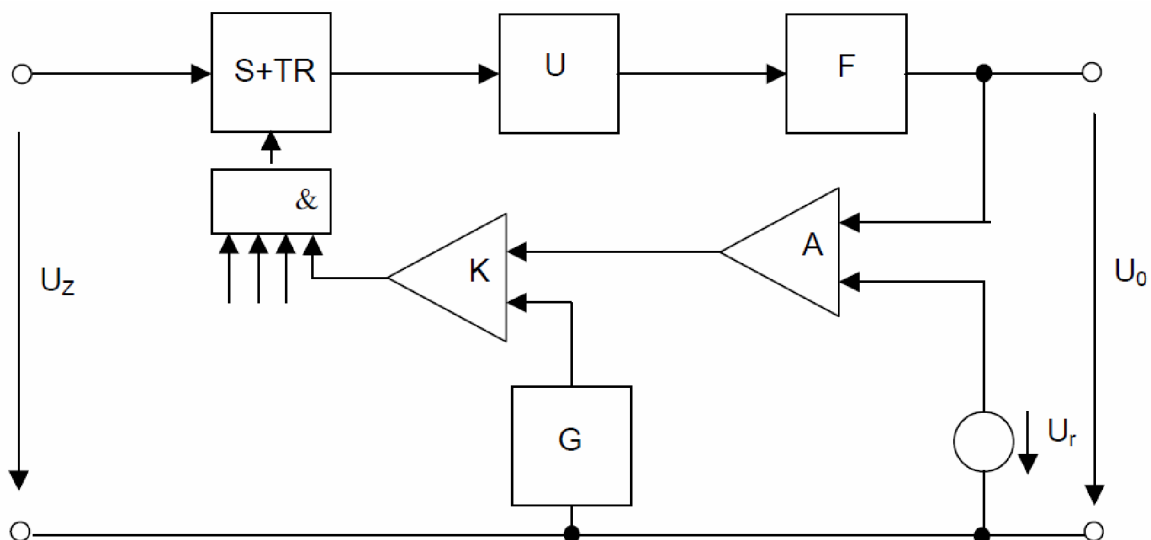
Obr. 1.10: Čukův měnič

1.2 Řídicí obvody a pulsně šířková modulace (PWM)

Úkolem řídicích obvodů spínaných zdrojů je udržet výstupní napětí na konstantní hodnotě. Podle typu použitého měniče lze rozdělit řídicí obvody do dvou skupin. Ty jež mění délku intervalů T_a a T_b (proměnná frekvence) a na ty které mění poměr $\frac{T_a}{T_b}$ (konstantní frekvence). Blokové schéma

řídicího obvodu ukazuje Obr.1.11. Výstupní napětí je přivedeno na vstup operačního zesilovače, který pracuje jako rozdílový zesilovač. Na jeho druhý vstup je přivedeno referenční napětí. Výstupní signál postupuje na komparátor spolu s výstupním napětím z generátoru trojúhelníkových pulsů. Na výstupu jsou již generovány impulsy s délkou dob T_a a T_b v závislosti na velikosti výstupního napětí. Jedná se tedy o řízení pomocí takzvané pulsně šířkové modulace (PWM). V dnešní době většina integrovaných obvodů určených pro funkci DC/DC měniče tyto obvody obsahuje. Krom toho obsahují navíc velké množství ochranných obvodů a pomocných funkcí, které lze buď u některých obvodů řídit z vnějšku, nebo jsou plně integrovány. Pro tento návrh bude výhodnější využít obvodů, které nevyžadují žádné složité

nastavování ochran a doplňkových funkcí. Hradlo na obrázku zobrazuje právě možnost řízení i jinými parametry než je velikost výstupního napětí (například velikost proudu).

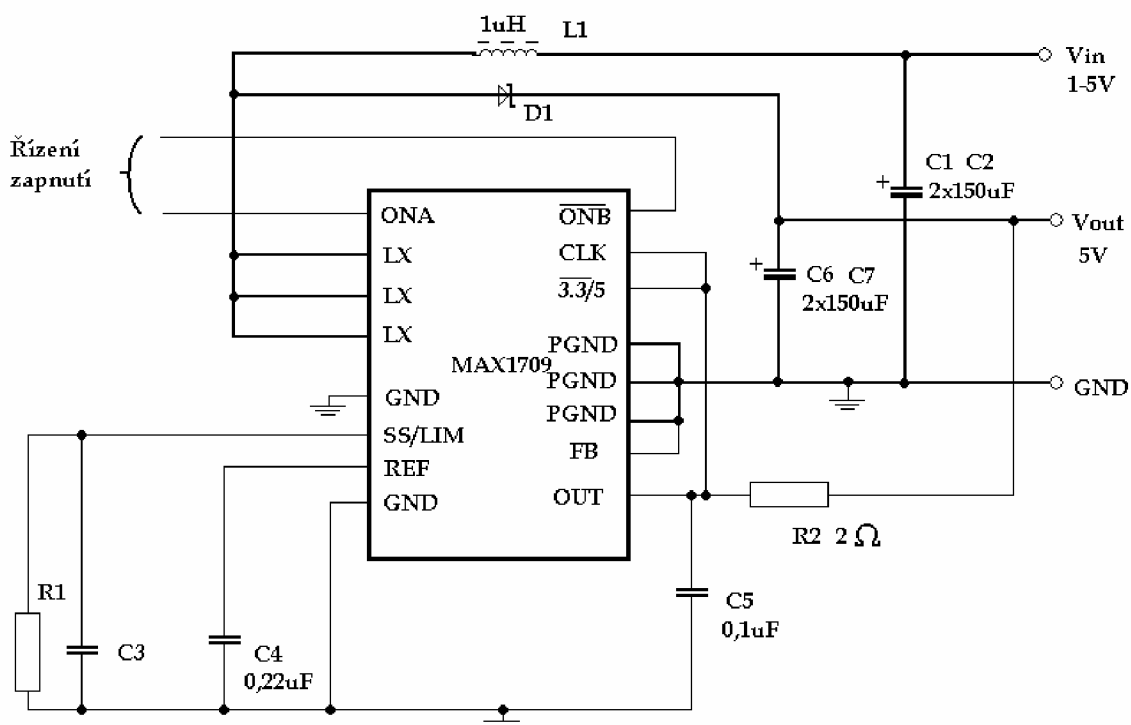


Obr. 1.11: Blokové schéma řídicího obvodu[8]

2 NÁVRH ZDROJE

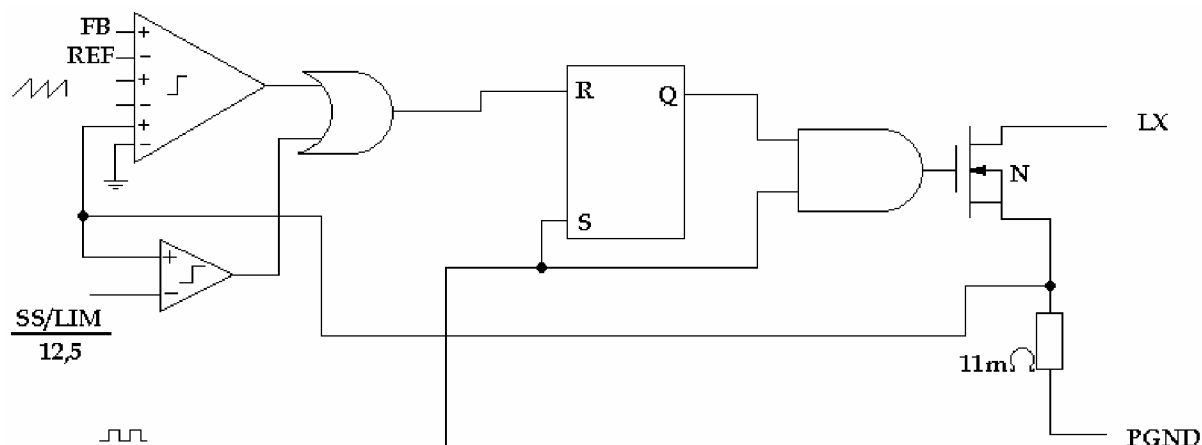
Pro realizaci spínaného zdroje s výstupním napětím 5 V a proudem 1 A, který bude napájen ze zdroje nižšího napětí, je možné využít velké množství integrovaných obvodů. Pro návrh zdroje dle požadavků zadání byly zvoleny dva. První od firmy Maxim, protože jeho výstupní proud může dosahovat až hodnoty 4 A. Bohužel je ale dražší a u nás ne zrovna snadno dostupný. Proto je výhodnější k realizaci zvolit druhý od firmy Linear technology, který je dostupný, levný a jeho výrobcem udávaný výstupní proud je právě požadovaný 1 A.

2.1.1 Zdroj s obvodem MAXIM 1709



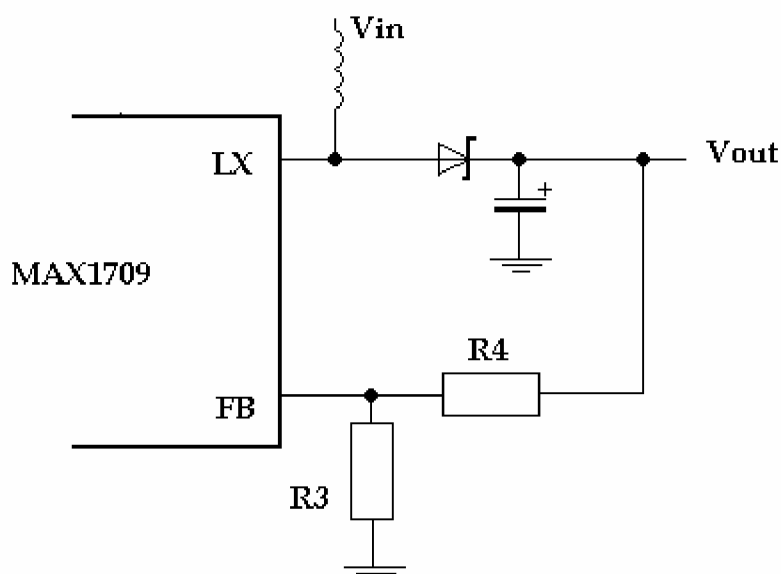
Obr. 2.1: Schéma zapojení s obvodem MAX1709[4]

Na obrázku je uvedeno schéma zapojení integrovaného obvodu MAX1709, který funguje jako zdroj s výstupním napětím 5 V a proudem až 4 A. Je schopen pracovat od poměrně velmi malého vstupního napětí, dle výrobce 0,7 V. Obsahuje vnitřní oscilátor s frekvencí 600 kHz, díky čemuž může být tlumivka velmi malá. Spínací frekvence nemusí být dána přímo vnitřním oscilátorem, ale je možné ji v podobě hodinových pulsů přivádět na vstup CLK. Takto přiváděné impulsy by měly být z rozmezí 350 kHz až 1 MHz. Pokud je vstup CLK připojen na zem (GND), pracuje obvod s frekvencí vlastního oscilátoru (600 kHz). Logické vstupy ONA a ONB slouží k zapínání a vypínání obvodu. Pokud je na vstup ONA přivedeno napětí odpovídající logické 1 nebo na vstup ONB logické 0, obvod je zapnut. V opačném případě je obvod vypnut. Blokové schéma PWM je uvedeno na Obr.2.2.



Obr. 2.2: Schéma PWM obvodu MAX1709[4]

Pro nastavení výstupního napětí slouží výstup FB (feedback – zpětná vazba). Pokud je výstup připojen na zem, pak je na výstupu napětí buď 3,3 V nebo 5 V v závislosti na napětí přiváděném na vstup 3,3/5. Pokud je přivedena logická nula, výstupní napětí se automaticky nastaví na hodnotu 3,3 V, naopak pokud je přivedeno napětí odpovídající logické 1, pak bude výstupní napětí 5 V. Výstupní napětí lze nastavovat i externě pomocí odporů, jak je ukázáno na Obr.2.3.

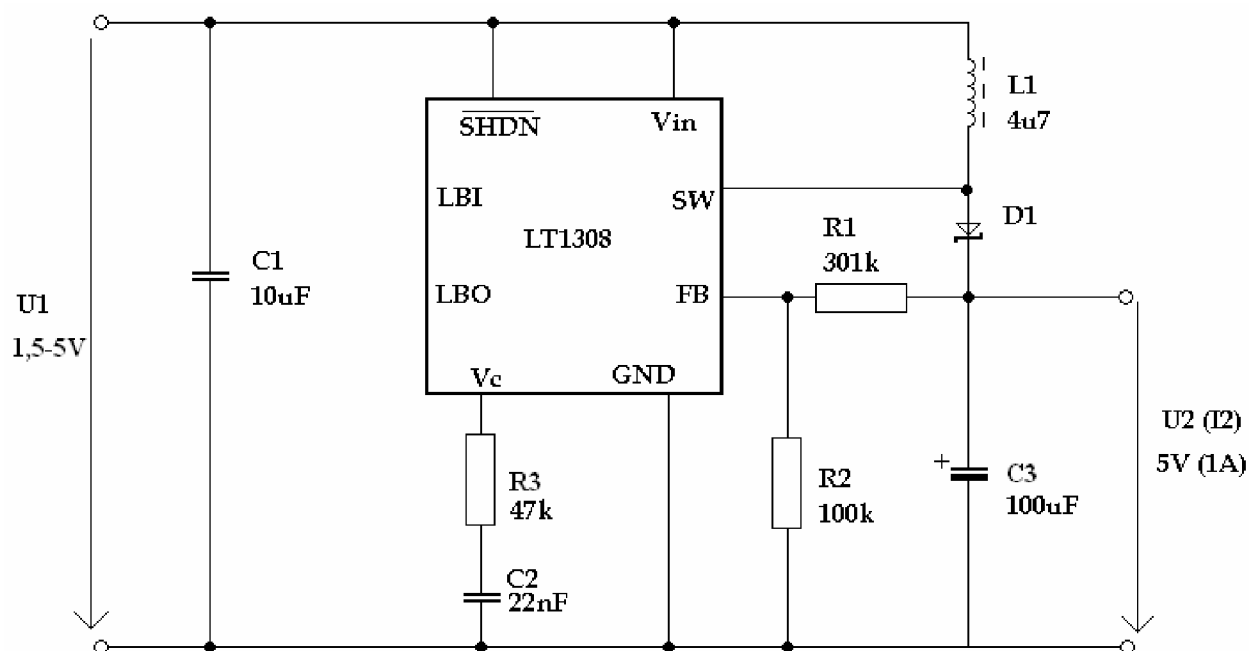


Obr. 2.3: Nastavení výstupního napětí

Odpor R_3 volíme $\leq 50 \text{ k}\Omega$ a odpor R_4 podle vztahu
$$R_4 = R_3 \left(\frac{V_{out}}{V_{FB}} - 1 \right)$$
, kde $V_{FB} = 1,24 \text{ V}$. Výstup SS/Lim slouží k potlačení proudového nárazu při spuštění. Pokud je na něj připojen kondenzátor vhodné velikosti, lze dobu než proud naroste 100% své hodnoty libovolně upravovat. Pro kapacitu tohoto kondenzátoru platí $C_3 = 3,2 \cdot t_{ss}$, kde C_3 je kapacita v μF a doba t_{ss} je čas v sekundách za který má proud narůst na plnou hodnotu.

2.1.2 Zdroj s obvodem LT1308

Tento obvod od firmy Linear technology pracuje v podstatě naprosto stejně jako obvod MAX1709. Frekvence vnitřního generátoru je rovněž 600 kHz, proto i použitá tlumivka je podobná. Rozdílný je hlavně v tom, že je schopen do výstupu dodávat proud o maximální velikosti 1 A. Na Obr.2.4. je na první pohled je zřejmé, že obvod nemá tolik vstupů a výstupů, neobsahuje například vstup pro přivedení hodinových pulsů z vnějšího generátoru. K pozdější realizaci je výhodnější zvolit právě tento obvod, protože je celkově dostupnější než obvod od firmy Maxim. Obvod MAX1709 obsahuje spoustu obvodů pro návrh zbytečných, výsledný výkon je sice o poznání vyšší, ale obvod LT1308 pro realizaci zdroje plně vyhovuje. Z obrázku je patrné, že nejsou využívány vstupy LBI a LBO (indikace vybíjející se baterie), protože toto zapojení umožňuje využít napájecí napětí různé velikosti, proto by realizace opravdu funkční indikace vybité baterie byla složitější než celé zapojení.



Obr. 2.4: Schéma zapojení s obvodem LT1308

3 DIMENZOVÁNÍ VÝKONOVÝCH SOUČÁSTÍ

Pro dimenzování součástí měniče bude uvažováno zapojení dle Obr.1.6. Jedná se o blokuující měnič a právě tento měnič je použit u zapojení, které bylo zvoleno k realizaci. Všechny návrhy budou prováděny pro součástky nejméně příznivou situací, aby byla zaručena správná a bezporuchová funkčnost.

Nejprve je třeba proudově nadimenzovat tlumivku. Ze zadání jsou známy hodnoty: $U_0 = 5 \text{ V}$ a $I_0 = 1 \text{ A}$. Pro výkon na výstupu tedy nepochybně musí platit, že $P_2 = U_0 \cdot I_0 = 5 \cdot 1 = 5 \text{ W}$.

V případě, že bude uvažována účinnost $\eta = 100 \%$, musí platit, že $P_1 = P_2$. další výpočet bude proveden pro napájení ze zdroje $1,5 \text{ V}$.

Ve chvíli, kdy tranzistor sepne, objevuje se na tlumivce plné napětí zdroje a platí:

$$u_L(t) = U_Z = 1,5 \text{ V}$$

V okamžiku vypnutí tranzistoru platí:

$$u_L(t) = U_Z - U_0 = 1,5 - 5 = -3,5 \text{ V}$$

Pro střední hodnotu napětí na tlumivce platí:

$$U_{Lstř} = \frac{1}{T} \int_0^T u_L(t) dt = \frac{1}{T} [U_Z t_a - (U_Z - U_0)(T - t_a)] = 0$$

Pro vztah mezi vstupním a výstupním napětím lze odvodit rovnici [7]:

$$U_0 = U_Z \frac{1}{1-s} \tag{3.1}$$

$$\text{kde } s = \frac{t_a}{T} \quad s \in \langle 0;1 \rangle$$

Nyní lze bez problémů určit střední hodnotu proudu tlumivkou:

$$I_L = \frac{P_1}{U_Z} = 3,3 \text{ A}$$

Je třeba vzít v úvahu i zvlnění proudu, které se počítá při výrobce doporučené (zvolené) indukčnosti $L = 4,7 \mu H$:

$$\Delta I_L = \frac{U_z}{L} t_a \quad \text{kde} \quad t_a = \left(1 - \frac{U_z}{U_0}\right) T = \left(1 - \frac{1,5}{5}\right) \frac{1}{6 \cdot 10^5} = 1,166 \mu s$$

$$\Delta I_L = \frac{1,5}{4,7 \cdot 10^{-6}} \cdot 1,166 \cdot 10^{-6} = 0,372 A$$

Tím vzroste proud namáhající tlumivku oproti původní hodnotě 3,3A až na 3,672A.

Dále pro výkony na vstupu a výstupu musí platit:

$$P_1 = U_z \cdot I_L \quad a \quad P_2 = U_0 \cdot I_{D0stř} \quad [7]$$

Nyní dosazením do vztahu 3.1 získáme vztahy pro proudové dimenzování tranzistoru:

$$I_{Cmax} = I_L \quad I_{Cstř} = I_L \cdot s \quad I_{Cef} = I_L \cdot \sqrt{s} \quad [7]$$

Stejně tak pro dimenzování diody:

$$I_{D0MAX} = I_L \quad I_{D0stř} = I_L \cdot (1-s) \quad I_{D0ef} = I_L \cdot \sqrt{1-s} \quad [7]$$

Ve schématu dle Obr.2.4 lze vidět, že se jedná o Schottkyho diodu, na které vzniká oproti obyčejné diodě menší úbytek napětí. Proto je užití Schottkyho diody výhodnější z hlediska ztrát.

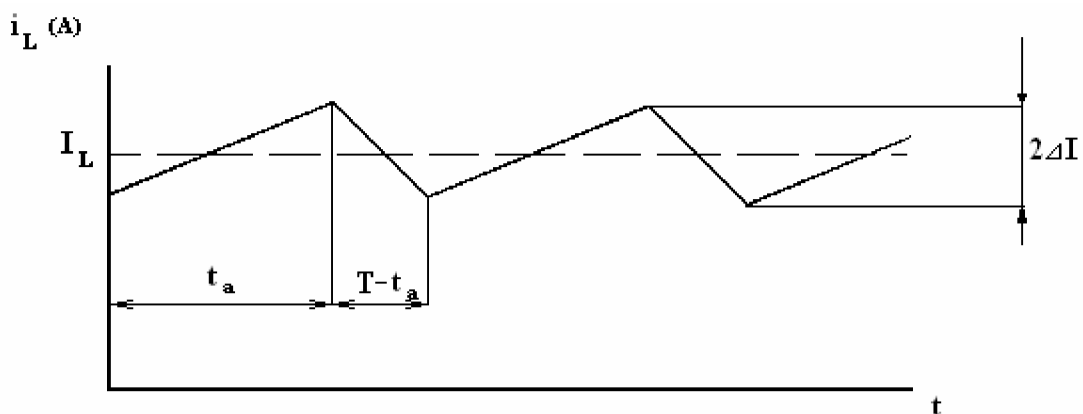
Je třeba si uvědomit, že v praxi bývá postup opačný, nevychází se ze známé indukčnosti, ale naopak se volí zvlnění a poté se počítá indukčnost. Tlumivka je již pro tuto aplikaci sice výrobce navržena, ale při návrhu její indukčnosti by platilo:

$$L = \frac{U_z \cdot s}{2 \cdot f \cdot \Delta I}$$

Kde ΔI je navrhovatelem zvolené zvlnění proudu tlumivkou, obvykle se volí 10% z I_L . Při střídě $s \rightarrow 1$ by platilo:

$$L = \frac{1,5}{2 \cdot 0,1 \cdot 3,3 \cdot 600\,000} = 3,78 \cdot 10^{-6} H = 3,78 \mu H$$

Je zřejmé, že tato hodnota se blíží hodnotě udávané výrobcem. Právě volba jiného zvlnění, než se kterým počítal výrobce, může za rozdílnou hodnotu. Je třeba si uvědomit, že návrh je prováděn pro nejméně příznivou situaci, což znamená nízké vstupní napětí. V případě napájení ze dvou článků bude vstupní napětí zhruba 3 V. Pokud se budou články vybíjet, nemělo by napětí poklesnout pod 2 V, proto by výše uvedená situace teoreticky neměla nastat. Ovšem i při připojení jen jednoho článku, kdy vstupní napětí bude zhruba 1,5 V, bude zařízení fungovat.

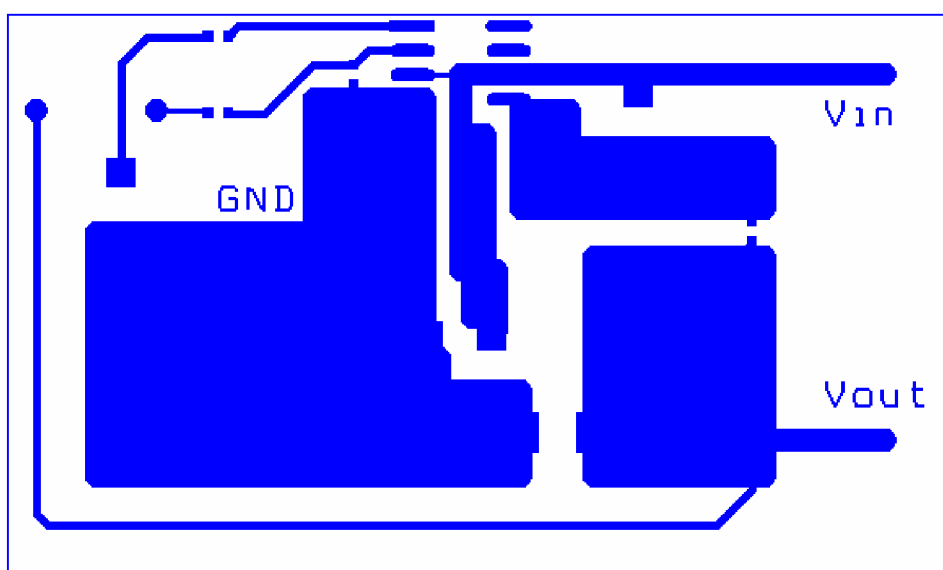


Obr. 3.1: Průběh proudu tlumivkou

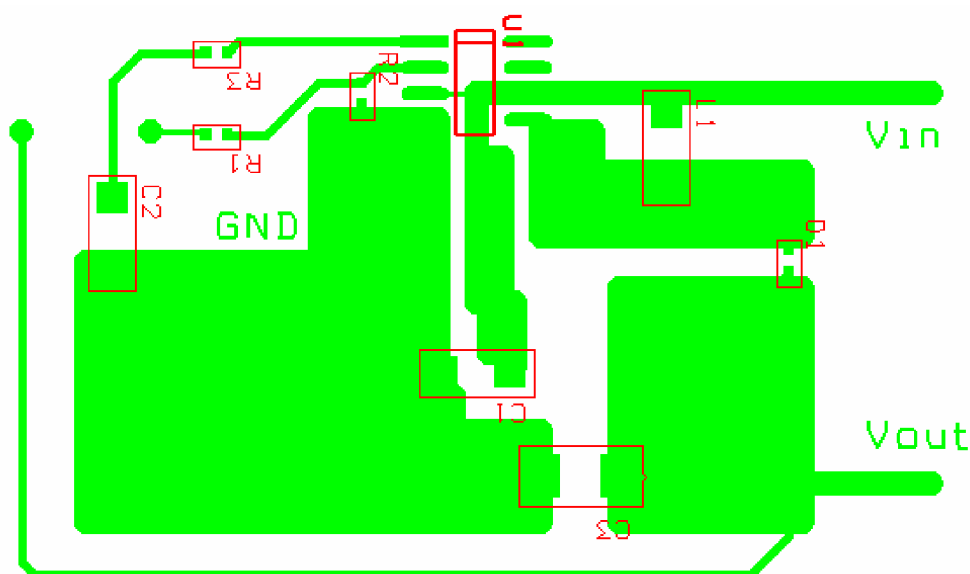
4 REALIZACE ZDROJE S OBVODEM LM1308

4.1 Návrh DPS

Pro návrh byl použit program ORCAD. Uvedený obrázek nelze použít jako předlohu pro tvorbu desky plošných spojů, slouží jen pro ilustraci. Návrh DPS je obsažen na CD jako příloha této práce. Jedná se o pohled shora ze strany součástek, cesty i součástky budou na desce umístěny na stejné straně, protože všechny součástky jsou typu SMD.



Obr. 4.1: Návrh DPS

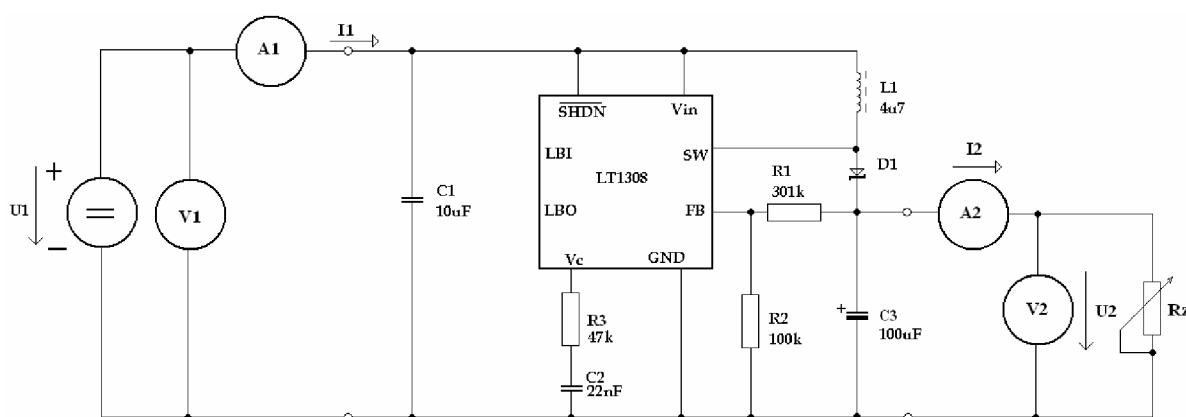


Obr. 4.2: Rozložení součástek

4.2 Měření parametrů zdroje

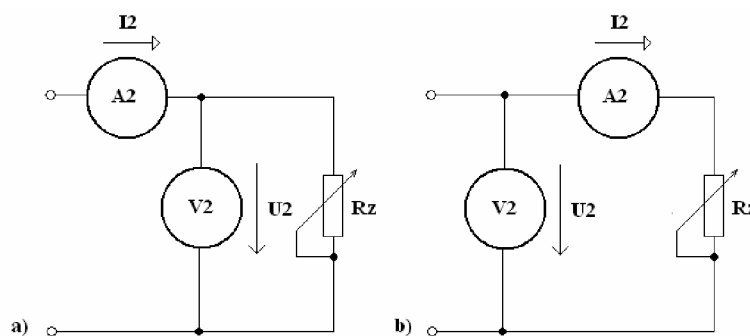
Cílem měření bylo ověřit si parametry konstruovaného zdroje s parametry udávanými výrobcem. Dle datasheetu by měl být obvod Lt1308 schopen do zátěže dodávat výstupní proud 1 A a napětí 5 V (tj. zátěž 5Ω) při napájecím napětí 3,3 V (odpovídá například napětí jedné lithium-ionové baterie). Kromě závislosti maximálního výstupního proudu na velikosti vstupního napětí bude podstatný hlavně průběh účinnosti.

Při měření je tedy nutné zapisovat hodnoty vstupního a výstupního napětí a proudu. Schéma zapojení při měření je uvedeno na Obr.4.3.



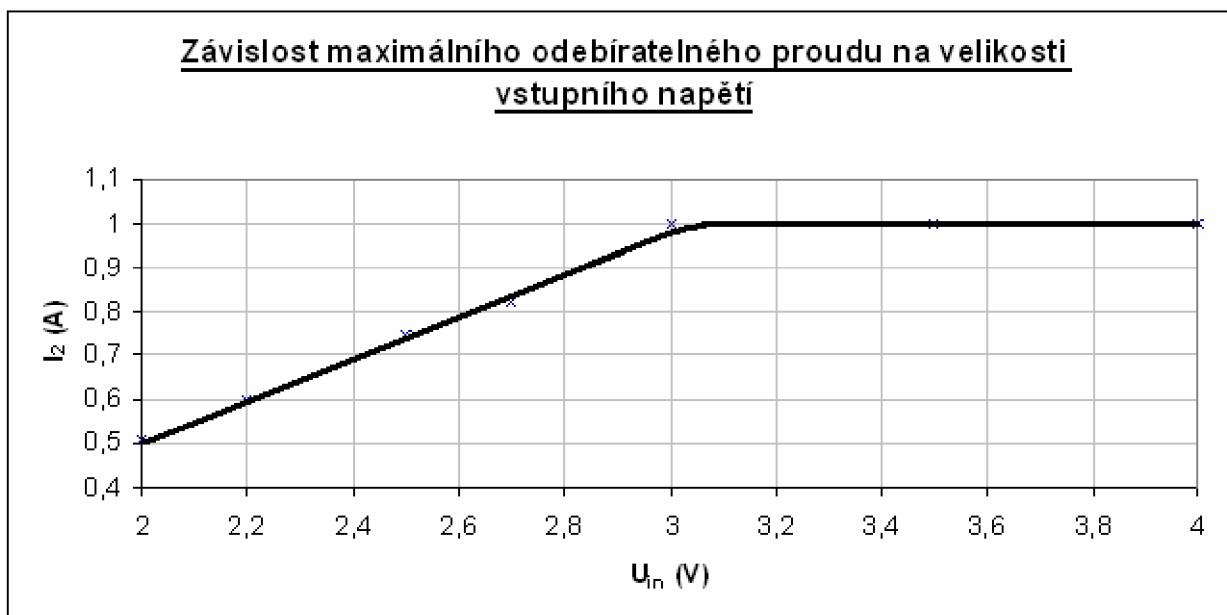
Obr. 4.3: Schéma zapojení při měření parametrů zdroje

Hodnoty napájecího napětí je vhodné volit v rozsahu od 2 V zhruba do 3 V s krokem po 0,2 V. Protože od obvodu je požadován výstupní proud právě 1 A, lze dle datasheetu předpokládat, že ho obvod při napájecím napětí kolem 3 V již bude schopen dodat. Pro vyšší hodnoty napájecího napětí tedy není důležité měřit s tak malým krokem, proto je volen krok nižší a to 0,5 V. Důležité je si uvědomit, že se jedná o snižující měnič, proto se vstupní napětí nesmí zvýšit až na hodnotu výstupního napětí. Přesnost měření ovlivňuje i vhodné umístění voltmetru a ampérmetru. Pokud při výstupním napětí 5 V bude požadován výstupní proud 1 A, bude na výstupu zdroje připojen odpor právě 5Ω . Pokud by byl při měření tento odpor umístěn do série s ampérmetrem, vznikla by při měření napětí poměrně velká chyba způsobená vnitřním odporem ampérmetru. Na Obr.4.4 a) vidíme vhodné zapojení měřicích přístrojů pro měření malých a na Obr.4.4 b) velkých odporů. Je zřejmé, že je žádoucí použít zapojení dle Obr.4.4 a).



Obr. 4.4: Zapojení měřicích přístrojů

Při měření bylo potvrzeno, že obvod dodával požadovaný proud již při napájecím napětí kolem 3 V. Pro hodnoty vyššího napájecího napětí by byl možný dodávaný proud ještě vyšší, v měření však nebylo třeba nadále pokračovat, protože cílem bylo vytvořit zdroj, který bude schopen dodávat právě 1 A při 5 V výstupního napětí, což se podařilo. Závislost maximálního výstupního proudu na napájecím napětí je uvedena na Obr.4.5.

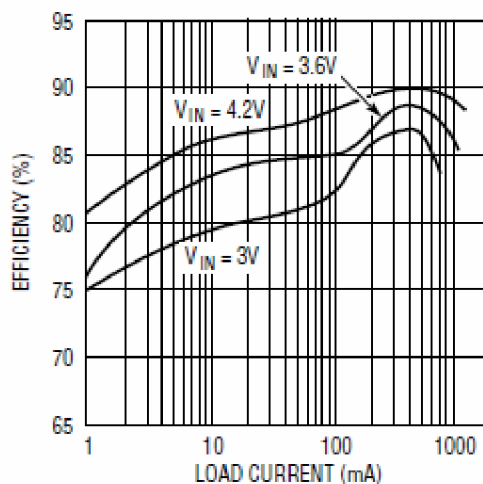


Obr. 4.5: Závislost maximálního odebíraného proudu na velikosti vstupního napětí

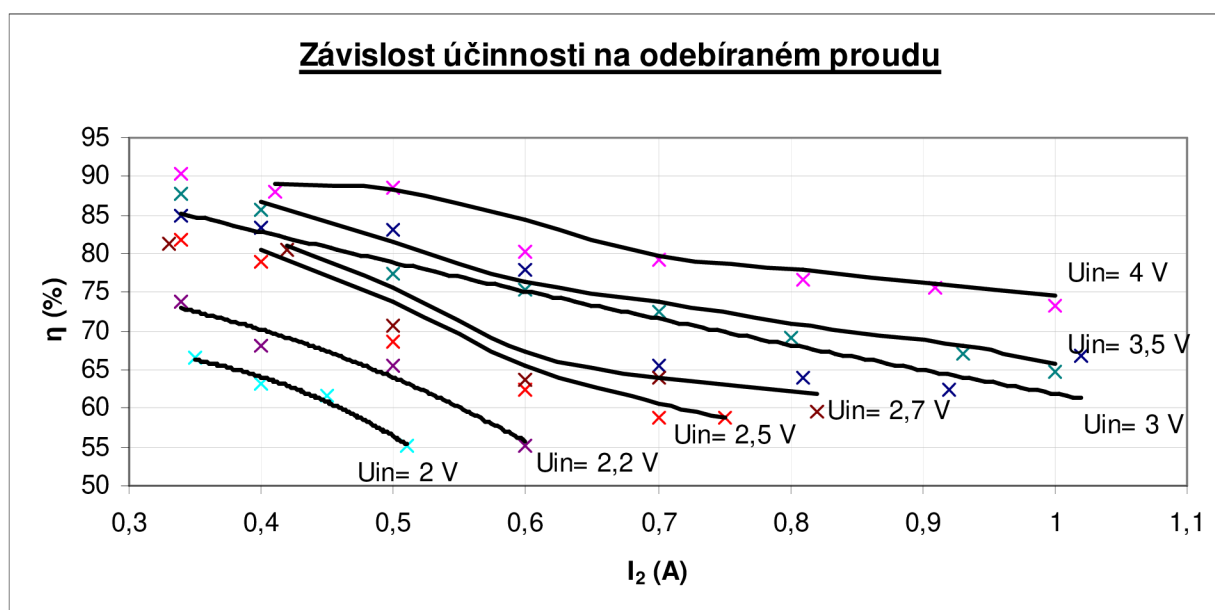
Další závislostí, kterou lze porovnat s parametry udávanými výrobcem je závislost účinnosti na výstupním proudu. Při výpočtech příkonu, výkonu a účinnosti lze vycházet ze vztahů:

$$P_1 = U_1 \cdot I_1 \qquad P_2 = U_2 \cdot I_2 \qquad \eta = \frac{P_1}{P_2} \cdot 100$$

Pro srovnání je možné na Obr.4.6. vidět závislost účinnosti na výstupním proudu tak, jak ji udává výrobce. Závislost $\eta = (f) I_2$ byla vynesena do grafu a výsledkem je naměřená závislost účinnosti na výstupním proudu uvedená na Obr.4.7.

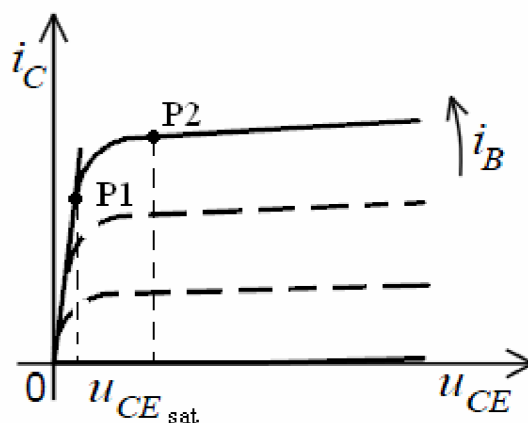


Obr. 4.6 Výrobcem udávaná závislost účinnosti na výstupním proudu



Obr. 4.7: Závislost účinnosti na výstupním proudu

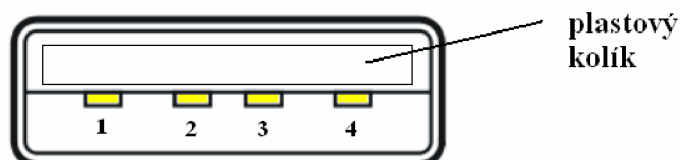
V případě porovnání naměřené závislosti se závislostí udávanou výrobcem (její část nad 0,3 A odebíraného proudu), lze vidět, že obě závislosti mají právě kolem 300 mA své maximum a se zvyšujícím se proudem postupně klesají. Nízká účinnost při nižších odebíraných proudech je dána rostoucím vlivem vnitřní spotřeby zdroje vůči odebíranému výkonu, který je v této chvíli poměrně malý. Oproti tomu pokles účinnosti u vyšších odebíraných proudů je dán rostoucími Jouleovými ztrátami vlivem průchodu proudu tlumivkou. Ztráty na tlumivce však nejsou hlavním činitelem ovlivňujícím účinnost. Z výstupních charakteristik tranzistoru uvedených na Obr.4.8 lze vypočítat, že pro určitý proud bázi tranzistoru se pracovní bod pohybuje po mezní křivce. Pokud budeme výstupní proud zvyšovat, zvyšujeme i proud I_c tranzistorem. Pokud tento proud překročí určitou mez, dostává se pracovní bod „za koleno“ křivky pro konkrétní I_b . Je zřejmé, že saturační napětí tranzistoru v pracovním bodě P_1 je nižší než v bodě P_2 . Úbytek na tranzistoru roste nyní prudce i s poměrně malou změnou proudu I_c . Proto účinnost klesá poměrně rychle a při vyšších odebíraných proudech se aktivuje proudová ochrana obvodu Lt1308, aby nedošlo ke zničení tranzistoru.



Obr. 4.8: Výstupní charakteristiky tranzistoru

4.3 Konstrukční provedení

Celá DPS byla vložena do plastové krabičky o rozměrech 90x65x35mm. Vzhledem k tomu, že zdroj je určen k napájení mobilních zařízení, která jsou dnes z velké části vybavena konektorem USB, byl čelní panel vybaven USB výstupem, zapojeným dle Obr.4.9.



1. Uout +5 V
2. Nepřipojen
3. Nepřipojen
4. GND

Obr. 4.9: Zapojení USB konektoru v panelu krabičky (samice)

Zadní kryt byl vybaven konektory pro připojení napájecího napětí. Pro napájení zdroje byla zvolena dvojice baterií typu R20 (velký monočlánek), umístěná v držáku baterií. Pro ilustraci je krabička s držákem baterií vyobrazena na Obr.4.10.



Obr. 4.10: Držák baterií R20 s použitou krabičkou

V tabulce Tab.4.1. je uvedena soupiska součástek použitých k realizaci zdroje. Značení součástek odpovídá značení dle Obr.2.4.

Zkratka	Velikost	Typ
D1	40V/5A	SK54C SMD - Schottkyho
R1	301k	SMD 0805
R2	100k	SMD 0603
R3	47k	SMD 0603
C1	10uF / 25 V	SMD 1210
C2	22 nF/50 V	SMD 0603
C3	100 uF/ 16 V	elektrolytický SMD standardní
L1	4,7 uH	TL.SCB8D 43 4u7
Lt1308	-	TL1308CS8

Tab. 4.1: Soupiska použitých součástek

ZÁVĚR

Cílem semestrálního projektu bylo seznámit se s různými typy tranzistorových měničů, čemuž byla věnována celá první kapitola. Byly zde popsány měniče určené pro různé výkony, vhodné pro různá využití. Další kapitola byla již orientována na dvě konkrétní řešení spínaného zdroje pro účely zadání, obě uvedená zapojení jsou plnohodnotná a plně vyhovující.

V návaznosti na semestrální projekt byla vytvořena bakalářská práce, zabývající se měřením konkrétních parametrů zdroje na již zrealizovaném výrobku. Všechna tato měření byla porovnávána s hodnotami udávanými výrobcem. Z hlediska hodnoty vstupního napětí, při které byl obvod dle výrobce schopen dodávat výstupní proud 1 A, bylo dosaženo ještě lepších výsledků než udával výrobce v dokumentaci integrovaného obvodu. Navržený zdroj je například možné využít pro nabíjení zařízení, jež se nabíjejí prostřednictvím USB konektoru, například MP3 přehrávače s akumulátorem, popřípadě jím lze nahradit zdroj pro nabíječku mobilního telefonu. K nabíjení mobilního telefonu obvykle postačuje proud kolem 500 mA. Tento proud je zdroj dle charakteristiky na Obr.4.5 schopen dodávat již od vstupního napětí 2 V. Integrovaný obvod obsahuje ochrany proti přetížení, což znamená, že při požadavku příliš velkého výstupního proudu začne klesat výstupní napětí (vlivem aktivované proudové ochrany tranzistoru, který je součástí blokujícího měniče v obvodu Lt1308). Zdroj není vhodné napájet z tužkových baterií v případě, že požadavek výstupního proudu je vyšší než zhruba 300 mA. Tužková baterie totiž není dostatečně tvrdým zdrojem. Vzhledem k možnosti napájet zdroj různým napětím zhruba od 2 V do 4,5 V, je možné volit z celé řady dnes vyráběných baterií nebo akumulátorů.

LITERATURA

- [1] Humlhans, Jan. *Nábojové pumpy : funkce, přehled*. Praha : BEN - technická literatura, 2002. 192 s.
- [2] Krejčířík, Alexandr. *DC/DC měniče : Jak pracují*. Praha : BEN - technická literatura, 2001. 111 s.
- [3] Krejčířík, Alexandr. *Spínané zdroje, Amatérské RADIO*, březen 2000, 38s.
- [4] *4A, Low-Noise, High-Frequency, Step-Up DC-DC Converter/ MAX1709*, [online datasheet], citováno 2010-11-18.
Dostupné z URL
<<http://www.maxim-ic.com/datasheet/index.mvp/id/2307>>
- [5] *Single Cell High Current Micropower 600kHz Boost DC/DC Converter/ LT1308*, [online datasheet], citováno 2010-11-08.
Dostupné z URL
<<http://www.linear.com/pc/productDetail.jsp?navId=H0,C1,C1003,C1042,C1035,P1627>>
- [6] Novotný, V., Vorel, P., Patočka, M. *Napájení elektronických zařízení*, Skriptum VUT v Brně, Brno, 2004, Elektronický učební text, 129 s, www.feec.vutbr.cz
- [7] Patočka, M. *Vybrané statě z výkonové elektroniky, sv. 2*, skriptum VUT v Brně, Brno, 2005, Elektronický učební text, 109 s, www.feec.vutbr.cz.
- [8] Nobilis, J. *Teorie elektronických obvodů VIII, Napájecí zdroje*, skriptum SPSE Pardubice, Pardubice, 2000, Elektronický učební text, 131 s.

PŘÍLOHY

PŘÍLOHA A DATASHEET OBVODU LT 1308.....	36
---	----

Příloha A Datasheet obvodu Lt 1308



INITIAL RELEASE
Final Electrical Specifications
LT1308

Single Cell High Current Micropower 600kHz Boost DC/DC Converter

January 1998

FEATURES

- 5V at 1A from a Single Li-Ion Cell
- 3.3V at 300mA from a Single NiCd Cell
- Low Quiescent Current: 100 μ A
- Operates with V_{IN} as Low as 1V
- Fixed Frequency Operation: 600kHz
- Current Mode PWM Delivers Low Output Ripple
- Guaranteed Start-Up into Full Load
- Low Shutdown Current: 3 μ A
- Low-Battery Comparator
- Automatic Burst Mode™ Operation at Light Load
- Low V_{CESAT} Switch: 300mV at 2A

APPLICATIONS

- GSM Terminals
- Digital Cameras
- Answer-Back Pagers
- Cordless Telephones
- DECT Phones
- GPS Receivers
- Battery Backup Supplies

DESCRIPTION

The LT[®]1308 is a micropower, fixed frequency boost DC/DC converter that operates from an input voltage as low as 1V. Capable of delivering 5V at load current of 1A from a single Li-Ion cell, the LT1308 also features power saving Burst Mode operation at light loads. High efficiency is maintained over a broad 1mA to 1A load range.

The device contains a low-battery detector with a 200mV reference and shuts down to less than 5 μ A quiescent current. No-load quiescent current is 100 μ A and the internal NPN power switch handles a 2A current with a voltage drop of just 300mV.

High frequency 600kHz switching allows the use of small, surface mount components. The LT1308's current mode architecture provides fast response to load and line variations. The device is available in an 8-lead SO package.

LT, LTC and LT are registered trademarks of Linear Technology Corporation. Burst Mode is a trademark of Linear Technology Corporation.

TYPICAL APPLICATION

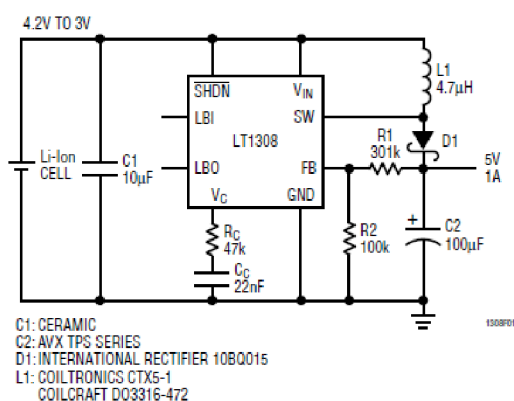
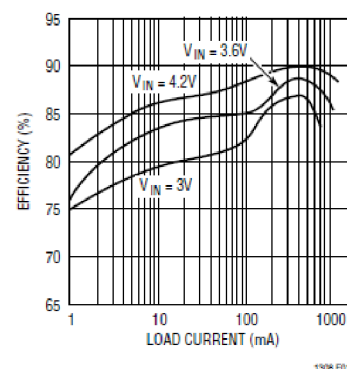


Figure 1. Single Li-Ion Cell to 5V/1A DC/DC Converter

Converter Efficiency



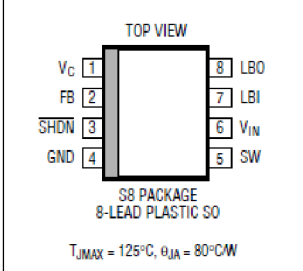
Information furnished by Linear Technology Corporation is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed for its use. Linear Technology Corporation makes no representation that the interconnection of its circuits as described herein will not infringe on existing patent rights.

LT1308

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

V_{IN} , \overline{SHDN} , LBO Voltage	10V
SW Voltage	30V
FB Voltage	$V_{IN} + 1V$
V_C Voltage	2V
LBI Voltage	$0V \leq V_{LBI} \leq 1V$
Current into FB Pin	$\pm 1mA$
Junction Temperature	125°C
Operating Temperature Range	
Commercial (Note 1)	-20°C to 70°C
Industrial	-40°C to 85°C
Storage Temperature Range	-65°C to 150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	300°C

PACKAGE/ORDER INFORMATION

	ORDER PART NUMBER
	LT1308CS8 LT1308IS8
	S8 PART MARKING
	1308 1308I

Consult factory for Military grade parts.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Commercial Grade 0°C to 70°C. $V_{IN} = 1.1V$, $V_{\overline{SHDN}} = V_{IN}$, $T_A = 25^\circ C$, unless otherwise noted.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
I_Q	Quiescent Current	Not Switching $V_{\overline{SHDN}} = 0V$	●	80	160	μA	
			●	1	3	μA	
V_{FB}	Feedback Voltage		●	1.20	1.22	1.24	V
I_B	FB Pin Bias Current (Note 2)	$V_{FB} = V_{REF}$	●	27	80	nA	
	Reference Line Regulation	$1.1V \leq V_{IN} \leq 2V$ (25°C, 0°C) $1.1V \leq V_{IN} \leq 2V$ (70°C) $2V \leq V_{IN} \leq 6V$	●	0.6	1.1	%/V	
				0.3	0.8	%/V	
	Minimum Input Voltage			0.92	1	V	
	Input Voltage Range		●	1	6	V	
g_m	Error Amp Transconductance	$\Delta I = 5\mu A$		40		$\mu mhos$	
A_V	Error Amp Voltage Gain	25°C, 0°C 70°C		100		V/V	
				80		V/V	
f_{OSC}	Switching Frequency		●	500	600	700	kHz
	Maximum Duty Cycle		●	80	88	95	%
	Switch Current Limit (Note 3)	DC = 40% DC = 80%	●	2.0	2.5		A
				1.6	2		A
	Switch V_{CESAT}	$I_{SW} = 2A$ (25°C, 0°C) $I_{SW} = 2A$ (70°C)		300	350		mV
				330	400		mV
	Burst Mode Operation Switch Current Limit	$L = 3.3\mu H$, $V_{OUT} = 3.3V$, $V_{IN} = 1.2V$		200			mA
	Shutdown Pin Current	$V_{\overline{SHDN}} = 1.1V$ $V_{\overline{SHDN}} = 6V$ $V_{\overline{SHDN}} = 0V$	●	2.5	4.0		μA
			●	13	26		μA
			●	-1.5	-2.5		μA
	LBI Threshold Voltage		●	180	200	220	mV
	LBO Output Low	$I_{SINK} = 10\mu A$	●	0.1	0.25		V
	LBO Leakage Current	$V_{LBI} = 250mV$, $V_{LBO} = 5V$	●	0.01	0.1		μA
	LBI Input Bias Current (Note 4)	$V_{LBI} = 150mV$	●	5	30		nA

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Commercial Grade 0°C to 70°C. $V_{IN} = 1.1V$, $V_{SHDN} = V_{IN}$, $T_A = 25^\circ C$ unless otherwise noted.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
	Low-Battery Detector Gain	1M Ω Load (25°C, 0°C) 1M Ω Load (70°C)	1000 500	3000		V/V V/V
	Switch Leakage Current	$V_{SW} = 5V$	●	0.01	10	μA
	Reverse Battery Current	(Note 5)		750		mA

Commercial Grade $T_A = -20^\circ C$, $V_{IN} = 1.1V$, $V_{SHDN} = V_{IN}$, unless otherwise noted (Note 1).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
I_Q	Quiescent Current	$V_{FB} = 1.3V$, Not Switching $V_{SHDN} = 0V$		80 1	160 3	μA μA
V_{FB}	Feedback Voltage		1.195	1.22	1.245	V
g_m	Error Amp Transconductance	$\Delta I = 5\mu A$		35		$\mu mhos$
A_V	Error Amp Voltage Gain			100		V/V
f_{OSC}	Switching Frequency		500	600	750	kHz
	Maximum Duty Cycle			88		%
	Switch V_{CESAT}	$I_{SW} = 2A$, $V_{IN} = 1.2V$		300	350	mV
	Shutdown Pin Current	$V_{SHDN} = V_{IN}$ $V_{SHDN} = 0V$		2.5 -1.5	4.0 -2.5	μA μA
	LBI Threshold Voltage		180	200	220	mV

Industrial Grade $-40^\circ C$ to $85^\circ C$. $V_{IN} = 1.2V$, $V_{SHDN} = V_{IN}$, $T_A = 25^\circ C$, unless otherwise noted.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
I_Q	Quiescent Current	Not Switching $V_{SHDN} = 0V$	● ●	80 1	160 3	μA μA	
V_{FB}	Feedback Voltage		●	1.195	1.22	1.245	V
I_B	FB Pin Bias Current (Note 2)	$V_{FB} = V_{REF}$	●	27	80	nA	
	Reference Line Regulation	$1.1V \leq V_{IN} \leq 2V$ ($-40^\circ C$) $1.1V \leq V_{IN} \leq 2V$ ($85^\circ C$) $2V \leq V_{IN} \leq 6V$	●		0.6 1.1 1.5 0.8	%/V %/V %/V	
	Minimum Input Voltage ($-40^\circ C$)				1.2	V	
	Input Voltage Range		●	1.2		6	V
g_m	Error Amp Transconductance	$\Delta I = 5\mu A$		40		$\mu mhos$	
A_V	Error Amp Voltage Gain	$-40^\circ C$ $85^\circ C$		100 80		V/V V/V	
f_{OSC}	Switching Frequency	$V_{IN} = 1.3V$ ($-40^\circ C$) $V_{IN} = 1.3V$ ($85^\circ C$)		500 500	600 600	750 750	kHz kHz
	Maximum Duty Cycle	$-40^\circ C$ $85^\circ C$		80 75	88 95	% %	
	Switch Current Limit (Note 3)	DC = 40% DC = 80%	●	2.0 1.6	2.5 2	A A	
	Switch V_{CESAT}	$I_{SW} = 2A$ ($-40^\circ C$) $I_{SW} = 2A$ ($85^\circ C$)		300 330	350 400	mV mV	
	Burst Mode Operation Switch Current Limit	$L = 3.3\mu H$, $V_{OUT} = 3.3V$		200		mA	

LT1308

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Industrial Grade -40°C to 85°C . $V_{\text{IN}} = 1.2\text{V}$, $V_{\text{SHDN}} = V_{\text{IN}}$, $T_{\text{A}} = 25^{\circ}\text{C}$, unless otherwise noted.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
	Shutdown Pin Current	$V_{\text{SHDN}} = 1.2\text{V}$	●	2.5	4.0	μA	
		$V_{\text{SHDN}} = 6\text{V}$	●	13	26	μA	
		$V_{\text{SHDN}} = 0\text{V}$	●	-1.5	-2.5	μA	
	LBI Threshold Voltage		●	180	200	220	mV
	LBO Output Low	$I_{\text{SINK}} = 10\mu\text{A}$	●	0.1	0.25	V	
	LBO Leakage Current	$V_{\text{LBI}} = 250\text{mV}$, $V_{\text{LBO}} = 5\text{V}$	●	0.01	0.1	μA	
	LBI Input Bias Current (Note 4)	$V_{\text{LBI}} = 150\text{mV}$	●	5	30	nA	
	Low-Battery Detector Gain	$1\text{M}\Omega$ Load (-40°C)		1000	3000	V/V	
		$1\text{M}\Omega$ Load (85°C)		300		V/V	
	Switch Leakage Current	$V_{\text{SW}} = 5\text{V}$	●	0.01	10	μA	

The ● denotes specifications which apply over the full operating temperature range.

Note 1: C grade device specifications are guaranteed over the 0°C to 70°C temperature range. In addition, C grade device specifications are assured over the -40°C to 85°C temperature range by design or correlation, but are not production tested.

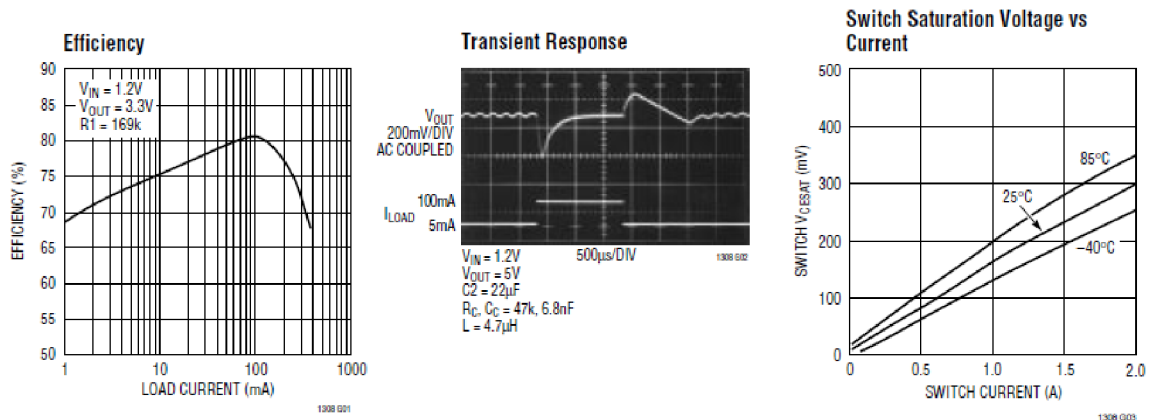
Note 2: Bias current flows into FB pin.

Note 3: Switch current limit guaranteed by design and/or correlation to static tests. Duty cycle affects current limit due to ramp generator (see Block Diagram).

Note 4: Bias current flows out of LBI pin.

Note 5: The LT1308 will withstand continuous application of 1.6V applied to GND pin while V_{IN} and SW are grounded.

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS



PIN FUNCTIONS

V_{C} (Pin 1): Compensation Pin for Error Amplifier. Connect a series RC from this pin to ground. Typical values are $47\text{k}\Omega$ and 22nF . Minimize trace area at V_{C} .

FB (Pin 2): Feedback Pin. Reference voltage is 1.22V. Connect resistive divider tap here. Minimize trace area at FB. Set V_{OUT} according to: $V_{\text{OUT}} = 1.22\text{V}(1 + R_1/R_2)$.

SHDN (Pin 3): Shutdown. Ground this pin to turn off switcher. Must be tied to V_{IN} (or higher voltage) to enable switcher. Do not float the SHDN pin.

GND (Pin 4): Ground. Connect directly to local ground plane. Ground plane should enclose all components associated with the LT1308.

LT1308

PIN FUNCTIONS

SW (Pin 5): Switch Pin. Connect inductor/diode here. Minimize trace area at this pin to keep EMI down.

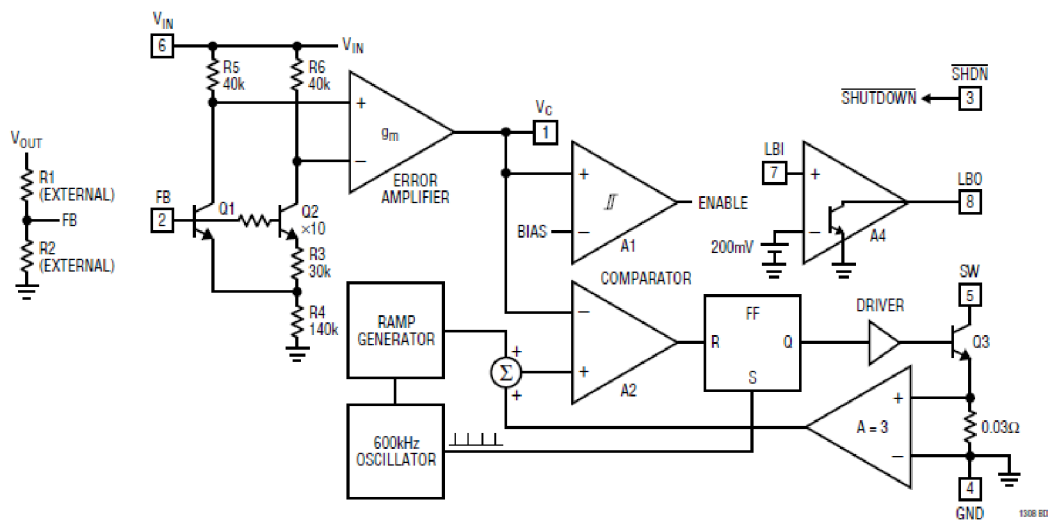
V_{IN} (Pin 6): Supply Pin. Must have local bypass capacitor right at the pin, connected directly to ground.

LBI (Pin 7): Low-Battery Detector Input. 200mV reference. Voltage on LBI must stay between ground and

700mV. Low-battery detector does not function with SHDN pin grounded. If not used, float LBI pin.

LBO (Pin 8): Low-Battery Detector Output. Open collector, can sink 10 μ A. A 1M Ω pullup is recommended. LBO is high impedance when SHDN is grounded.

BLOCK DIAGRAM



APPLICATIONS INFORMATION

LAYOUT HINTS

The LT1308 switches current at high speed, mandating careful attention to layout for proper performance. *You will not get advertised performance with careless layouts.* Figure 2 shows recommended component placement. Follow this closely in your PCB layout. Note the direct path of the switching loops. Input capacitor C_{IN} *must* be placed close (<5mm) to the IC package. As little as 10mm of wire or PCB trace from C_{IN} to V_{IN} will cause problems such as inability to regulate or oscillation. A 10 μ F ceramic bypass capacitor is the only input capacitance required *provided the battery has a low inductance path to the circuit.* The battery itself provides the bulk capacitance the device requires for proper operation. If the battery is located some

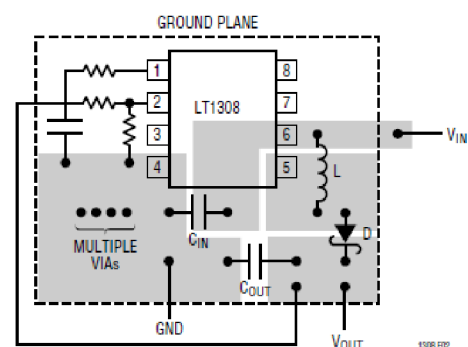


Figure 2. Recommended Component Placement. Traces Carrying High Current Are Direct. Trace Area at FB Pin and V_C Pin is Kept Low. Lead Length to Battery Should Be Kept Short. Ground Plane Should Be Placed Under All Components

LT1308

APPLICATIONS INFORMATION

distance from the circuit, an additional input capacitor may be required. A 220 μ F aluminum electrolytic unit works well in these cases. This capacitor need not have low ESR.

OPERATION FROM A LABORATORY POWER SUPPLY

If a lab supply is used, the leads used to connect the circuit to the supply can have significant inductance at the LT1308's switching frequency. As in the previous situation, an electrolytic capacitor may be required at the circuit in order to reduce the AC impedance of the input sufficiently. An alternative solution is to attach the circuit directly to the power supply at the supply terminals, without the use of leads. The power supply's output capacitance will then provide the bulk capacitance the LT1308 circuit requires.

SHUTDOWN PIN

The LT1308 has a shutdown pin ($\overline{\text{SHDN}}$) that must be grounded to shut the device down or tied to a voltage equal or greater than V_{IN} to operate. The shutdown circuit is shown in Figure 3.

Note that allowing $\overline{\text{SHDN}}$ to float turns on both the start-up current (Q2) and the shutdown current (Q3) for $V_{\text{IN}} > 2V_{\text{BE}}$. The LT1308 doesn't know what to do in this situation and behaves erratically. $\overline{\text{SHDN}}$ voltage above V_{IN} is allowed. This merely reverse-biases Q3's base emitter junction, a benign condition.

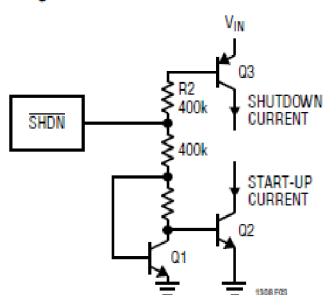


Figure 3. Shutdown Circuit

LOW-BATTERY DETECTOR

The LT1308's low-battery detector is a simple PNP input gain stage with an open collector NPN output. The nega-

tive input of the gain stage is tied internally to a 200mV reference. The positive input is the LBI pin. Arrangement as a low-battery detector is straightforward. Figure 4 details hookup. R1 and R2 need only be low enough in value so that the bias current of the LBI pin doesn't cause large errors. For R2, 100k is adequate. The 200mV reference can also be accessed as shown in Figure 5.

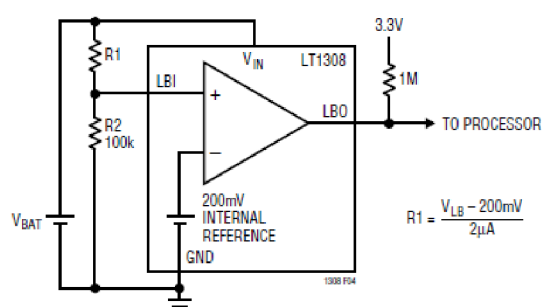


Figure 4. Setting Low-Battery Detector Trip Point

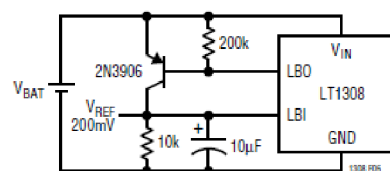


Figure 5. Accessing 200mV Reference

GSM PHONES

The LT1308 is suitable for converting a single Li-Ion cell to 5V for powering GSM RF power stages. Figure 6 details a Li-Ion to 5V converter circuit using frequency compensation optimized for a typical GSM pulsed load. Figure 7 details transient response of Figure 6's circuit with a 100mA to 1A pulsed load. A slower time sweep is used to show several transmit pulses in Figure 8. At a V_{IN} of 2.7V, additional output capacitance is recommended to help minimize V_{OUT} droop. Figure 9 shows V_{OUT} with an input voltage of 2.7V. Figure 10 expands the horizontal sweep speed to 500 μ s/division to show detail of one transmit pulse.

APPLICATIONS INFORMATION

DECT PHONES

The DECT standard specifies a transmit pulse 416 μ s in duration. The LT1308 is capable of delivering a 400mA pulse load from a 1.2V input with output capacitance of 100 μ F. Figure 11 depicts V_{OUT} transient response of Figure 6's circuit, configured for a 3.3V output by changing resistor R1 to 169k. Figure 12 shows detail of one transmit pulse at a higher sweep speed.

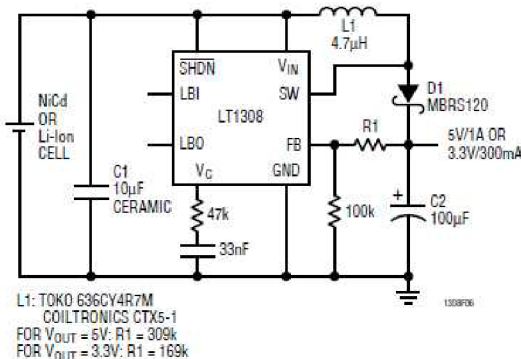


Figure 6. DC/DC Converter for GSM/DECT Application

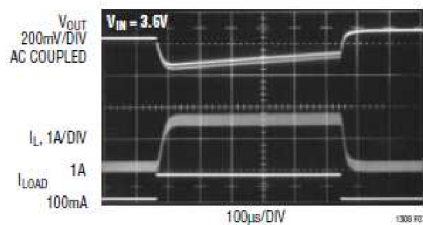


Figure 7. GSM Load Transient Response. 100mA to 1A Transient Response for Figure 6's Circuit. Pulse Width = 577 μ s

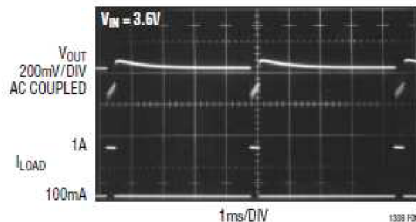


Figure 8. GSM Load Transient Response. Slower Sweep Speed (1ms/DIV) Shows V_{OUT} over Several Transmit Pulses

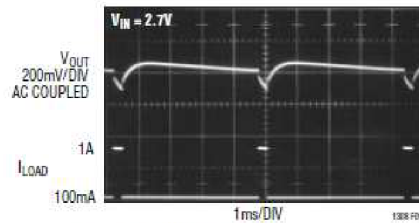


Figure 9. GSM Load Transient Response. At Low V_{IN} , Large Output Capacitor (2200 μ F) Serves to Hold up V_{OUT}

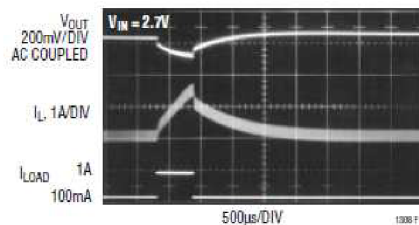


Figure 10. GSM Load Transient Response. Faster Sweep Speed (500 μ s/DIV) Details V_{OUT} and Inductor Current of One Transmit Pulse

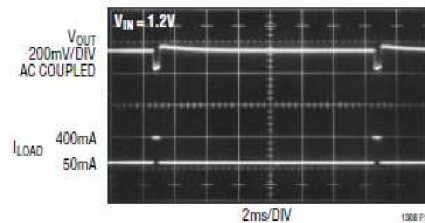


Figure 11. DECT Load Transient Response. With a Single NiCd Cell the LT1308 Provides 3.3V with 400mA Pulsed Load. Pulse Width = 416 μ s

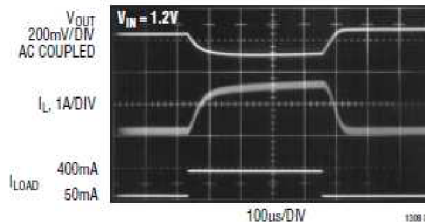
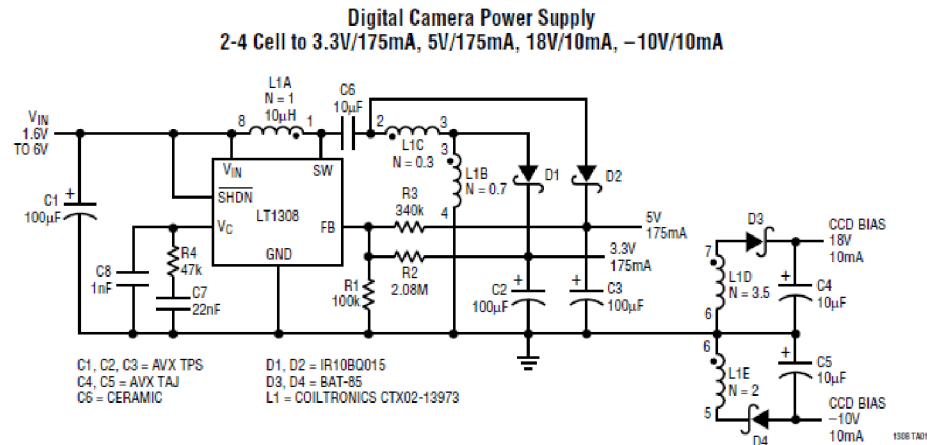


Figure 12. DECT Load Transient Response. Faster Sweep Speed (100 μ s/DIV) Details V_{OUT} and Inductor Current of Single DECT Transmit Pulse

LT1308

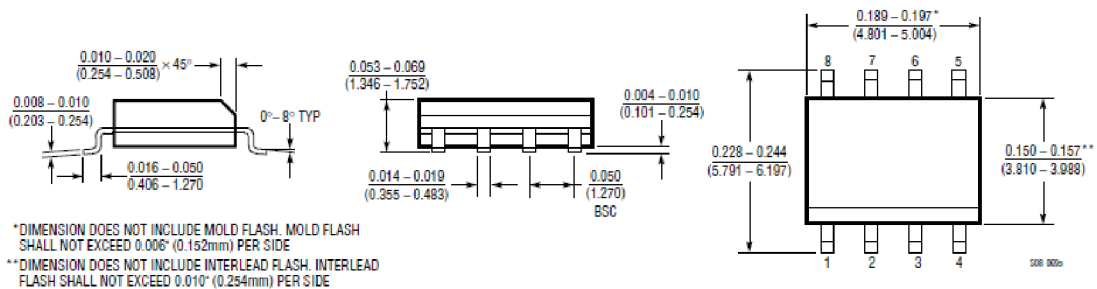
TYPICAL APPLICATION



PACKAGE DESCRIPTION

Dimensions in inches (millimeters) unless otherwise noted.

S8 Package 8-Lead Plastic Small Outline (Narrow 0.150) (LTC DWG # 05-08-1610)



RELATED PARTS

PART NUMBER	DESCRIPTION	COMMENTS
LTC [®] 1163	Triple High Side Driver for 2-Cell Inputs	1.8V Minimum Input, Drives N-Channel MOSFETs
LTC1174	Micropower Step-Down DC/DC Converter	94% Efficiency, 130µA I _Q , 9V to 5V at 300mA
LT1302	High Output Current Micropower DC/DC Converter	5V/600mA from 2V, 2A Internal Switch, 200µA I _Q
LT1304	2-Cell Micropower DC/DC Converter	Low-Battery Detector Active in Shutdown, 5V at 200mA for 2 Cells
LT1307	Single Cell Micropower 600kHz PWM DC/DC Converter	3.3V at 75mA from 1 Cell, MSOP Package
LT1316	Micropower DC/DC Converter with Programmable Peak Current Limit	Works with High Source Impedance, 1.5V Minimum Input, Low-Battery Detector Active in Shutdown, 33µA I _Q , MSOP Package
LTC1440/1/2	Ultralow Power Single/Dual Comparators with Reference	2.8µA I _Q , Adjustable Hysteresis
LTC1516	2-Cell to 5V Regulated Charge Pump	12µA I _Q , No Inductors, 5V at 50mA from 3V Input
LT1521	Micropower Low Dropout Linear Regulator	500mV Dropout, 300mA Current, 12µA I _Q

8

Linear Technology Corporation
1630 McCarthy Blvd., Milpitas, CA 95035-7417 • (408) 432-1900
FAX: (408) 434-0507 • TELEX: 499-3977 • www.linear-tech.com

1308; LT/TP 0198 4K • PRINTED IN USA

LINEAR
TECHNOLOGY
© LINEAR TECHNOLOGY CORPORATION 1998