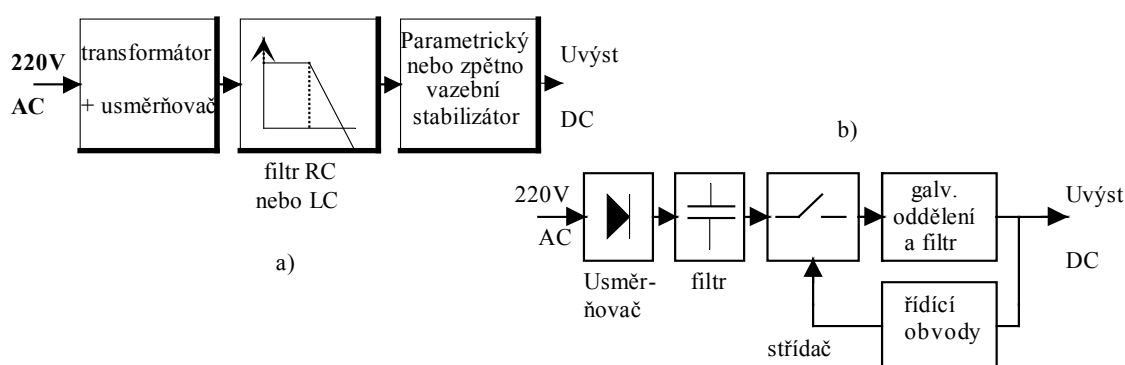


10 Napájecí zdroje

Naprostá většina elektronických systémů vyžaduje pro svou funkci ss napájecí napětí. Základní možnost - použití primárních nebo sekundárních elektrochemických článků je výhodné pouze v omezeném sortimentu aplikací. Naprostá většina aplikací používá napájení ze sítě. Soubor elektronických obvodů, které změni výstupní napětí, usměrní jej, filtruje, stabilisuje a ochrání před přetížením se nazývá napájecí zdroj. Napájecí zdroje se navrhují podle požadavků zadání. Pro malé výkony se používá klasické uspořádání - transformátor, usměrňovač (jednocestný nebo dvoucestný)³⁸, pasivní RC nebo LC filtr a lineární regulátor napětí (stabilizátor). V méně exponovaných zařízeních často postačí pouze parametrický stabilizátor vytvořený Zenerovou nebo lavinovou diodou. Blokové schéma klasického napájecího zdroje je na obr.10-1a.



Obr.: 10-1 **Blokové schéma klasického napájecího zdroje, b) blokové schéma impulzního napájecího zdroje**

Pro vyšší výkony, nebo ve speciálních případech s požadavkem na max. účinnost zdroje, se používá **impulzní napájecí zdroj** podle blokového schématu na obr.10-1b). Zde se síťové napětí bez transformátoru usměrňuje a ss napětí se přivede na střídač, který je řízený metodami PWM a zpětnou vazbou. Pulzní napětí se pomocí pulzního transformátoru (obvykle s ferritovým jádrem) transformuje na požadovanou úroveň, usměrňuje a filtruje na požadované zvlnění. Frekvence střídače bývá v rozsahu $10^3 - 10^6$ Hz. Vzhledem k tomu jsou induktory a transformátory velmi malé objemově i hmotnostně, zařízení vyzařuje minimum tepla a může být proto konstrukčně velmi malé. Na druhé straně je však komplikovanější a zatím i dražší³⁹. Proto musí při každé aplikaci konstruktér rozhodnout o výhodnosti první či druhé varianty řešení. Následující stránky mají pro rozhodování podat základní informace.

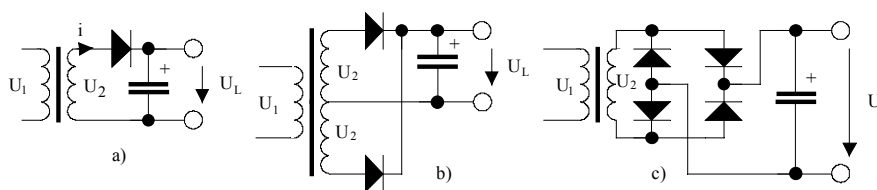
10.1 Klasické napájecí zdroje

Problematika návrhu transformátoru, usměrňovače a filtru je popisována v každé elektronické učebnici po celou dobu existence elektroniky a proto se zde omezíme pouze na krátké shrnutí problematiky. Výstupní napětí na transformátoru usměrňujeme obvykle jedním ze tří základních zapojení na obr.10-2. Jednocestný usměrňovač na obr.10-2a) je nejjednodušší variantou. Na

³⁸ Někdy se hovoří o jednopulzním a dvoupulzním usměrňovači

³⁹ Nová generace integrovaných spínacích regulátorů je již levnější a rozhodování je proto jednodušší

sekundární straně transformátoru je napětí $u_2 = U_{2M} \sin \omega t$.



Obr.: 10-2 Tři základní typy usměrňovačů

Jestliže je kondenzátor na výstupu nezapojen, platí:

r.: 10-1 $i = I_M \sin \alpha$ pro $0 \leq \alpha \leq \pi$

r.: 10-2 $i = 0$ pro $\pi \leq \alpha \leq 2\pi$

kde $\alpha = \omega t$

Max. proud I_M je dán: $I_M = \frac{U_{2M}}{R_{itr} + R_z}$ Kde R_z je zatěžovací rezistor a R_{itr} je odpor

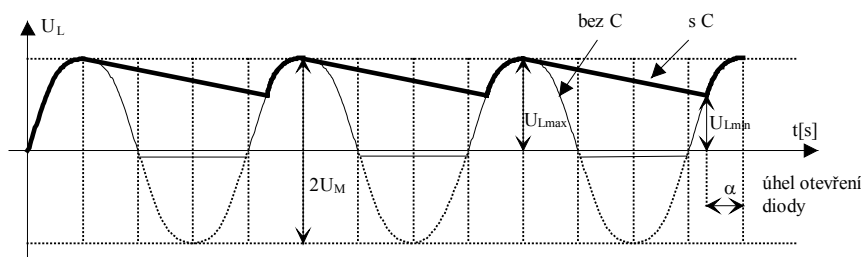
transformátoru. Průměrný proud I_{DC} je dán:

r.: 10-3
$$I_{DC} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i.d\alpha = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_M \sin \alpha.d\alpha = \frac{I_M}{\pi}$$

Výstupní napětí U_L je:

r.: 10-4
$$U_L = I_{DC} \cdot R_z = \frac{I_M \cdot R_z}{\pi}$$

Zapojíme-li výstupní kondenzátor, změní se tvar výstupního napětí U_L podle obr.10-3.



Obr.: 10-3 Průběh napětí na výstupu jednocestného usměrňovače bez výstupního kondenzátoru a s kondenzátorem

Na zátěži bude max. napětí U_{2max} :

r.: 10-5
$$U_{Lmax} = U_{2max} - 0,7 = \sqrt{2} \cdot U_{2ef} - 0,7$$

Zvlnění výstupního napětí je:

$$\Delta u_2 = U_{Lmax} - U_{Lmin}$$

Minimální napětí U_{Lmin} je dáno úhlem otevření diody, t.j. velikostí C a hodnotou R_z . Pro malé zatížení platí:

r.: 10-6
$$U_{Lmin} = U_{Lmax} - \frac{I_{DC}}{f \cdot C} \quad [A, Hz, F]$$

Střední napětí U_{LDC} je:

$$\text{r.: 10-7} \quad U_{LDC} = U_{L\max} - \frac{1}{2} \Delta u_2$$

A konečně napěťové namáhání diody $U_{KA\max}$, které bude při zapojeném C a odpojené zátěži.

$$\text{r.: 10-8} \quad U_{KA\max} \geq 2 \cdot U_{2M} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{2ef}$$

Dvoucestné zapojení podle obr.10-2b vyžaduje symetrické vinutí na sekundární straně transformátoru. Zvlnění je při srovnatelném kondenzátoru podstatně menší, frekvence zvlnění je dvojnásobná (100 Hz). Max. napětí na výstupu bude nižší o dvojnásobný úbytek na diodách v otevřeném stavu. Zvlnění výstupního napětí je dáno:

$$\text{r.: 10-9} \quad \Delta u_2 = U_{2\max} - U_{2\min} = \frac{I_{DC}}{f \cdot C}, \quad \text{kde } f = 100 \text{ Hz}$$

Napěťové namáhání diod je stejné jako u jednocestného zapojení, tedy:

$$\text{r.: 10-10} \quad U_{KA\max} \geq 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{2ef}$$

Můstkové zapojení na obr.10-2c má z hlediska usměrňování stejné vlastnosti, výhodou je nižší napěťové namáhání diod (jsou vždy dvě v sérii):

$$\text{r.: 10-11} \quad U_{KA\max} \geq \sqrt{2} \cdot U_{2ef}$$

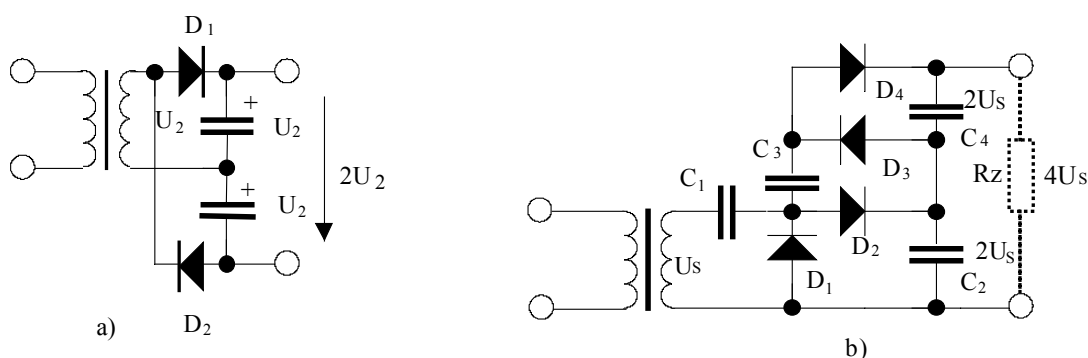
Další výhodou můstkového usměrňovače je potřeba pouze jednoduchého vinutí transformátoru. Větší počet diod již většinou není na závalu, neboť je k dispozici dostatečně pestrý výběr levných integrovaných verzí diodových můstků. Protože běžné planární Si diody mají úbytek u_{AK} propustném stavu cca 0,7 V, vzniká na můstku složeném z těchto diod nezanedbatelný ztrátový výkon a můstek je třeba je přiměřeně chladit. Ztrátový výkon na diodovém můstku P_{AK} je dán:

$$P_{AK} = 2 \cdot u_{AK} \cdot i_{AK} \leq P_{AK\max}$$

Na příklad při proudu $i_{AK} = 10 \text{ A}$ bude: $P_{AK} = 2 \cdot 0,7 \cdot 10 = 14 \text{ W !!!}$

10.1.1 Zdvojovače a násobiče napětí

Pomocí diod a kondenzátorů lze sestavit ss napěťové zdroje s napětím, které je násobkem vstupního střídavého napětí. Greinacherův zdvojovač napětí na obr.10-4a), nebo Delonův násobič napětí na obr.10-4b) jsou základními obvody.



Obr.: 10-4 a) Zdvojovač , b) násobič napětí.

Jestliže je horním konci sekundárního vinutí na obr.10-4a) kladné napětí, nabije se horní kondenzátor C na vrcholové napětí této půlperiody. V následující půlperiodě je kladná polarita na spodní straně vinutí a spodní kondenzátor se nabije na vrcholové napětí záporné půlperiody. Výstupní napětí je na sériové kombinaci obou kondenzátorů. Podobná je i funkce násobiče napětí na obr.10-4b). Jestliže je na spodní straně kladná polarita, nabijí se přes D_1 a kondenzátor C_1 na plné napětí U_S . V následující půlperiodě kladné napětí U_S na horním konci sekundárního další půlperiodě (kladné napětí na spodním vývodu transformátoru) se součtovým napětím $U_S + 2 U_S$ nabijí kondenzátor C_3 atd. Na

výstupu je napětí $4 U_S$ ⁴⁰. To ovšem platí, pokud je odpojen zatěžovací odpor. V opačném případě se tento proces nabíjení snižuje o plynulé vybíjení zatěžovacím proudem. Je otázkou, jak volit hodnotu kondenzátorů tak, měl násobič nejlepší vlastnosti. Protože obvykle známe zatěžovací odpor R_Z , volíme kondenzátory tak, platila podmínka:

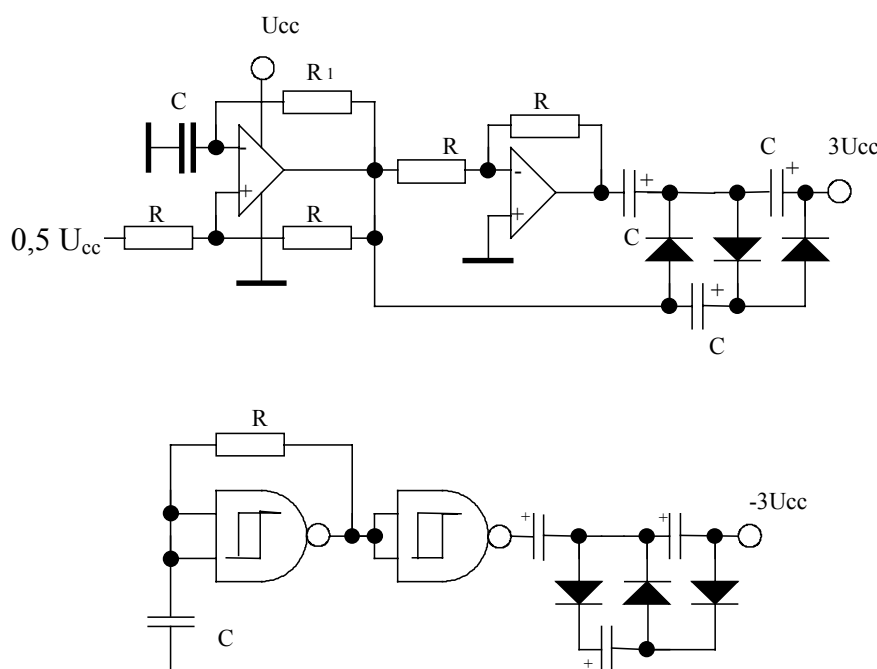
$$\text{r.: 10-12} \quad f.R_Z.C \geq 0,5 \quad [\text{Hz}, \Omega, \text{F}].$$

Z této podmínky určíme optimální kapacitu C_{opt} :

$$\text{r.: 10-13} \quad C_{\text{opt}} \geq \frac{0.5}{f.R_Z},$$

10.1.2 Využití násobičů pro DC/DC měniče bez transformátoru

Násobiče se používají zejména jako zdroj vysokého napětí. Jejich význam je i v oblasti zdrojů nízkého napětí bez transformátoru. Pokud potřebujeme v zapojení logického systému s napětím 5 V jednoduchý zdroj např. -5 V, +10 V, +15 V, můžeme použít násobič v zapojení podle obr.10-5.



Obr.: 10-5 Dvě varianty měniče DC - DC bez transformátoru a s použitím násobiče

Horní varianta na obr.10-5 je vhodná, pokud máme k dispozici alespoň dva operační zesilovače. První zesilovač pracuje jako AKO generující impulzy se střídou 1:1. Druhý zesilovač je invertor. Násobič se připojuje podle obr.a polarita diod určuje polaritu výstupního napětí. Schéma na spodní části obrázku je založeno na použití SKO (Schmittova klopného obvodu), např. obvod ..74132 obsahuje čtyři dvouvstupová hradla s charakteristikou SKO. Výhodou zapojení je možnost volby dostatečně vysoké vlastní frekvence obvodu, aby kondenzátory mohly být miniaturní (platí vztah (10-13)). Prvé hradlo pracuje jako AKO a druhé jako invertor. Podle počtu a polarity diod dostáváme na výstupu n-násobek napájecího napětí s požadovanou polaritou.

10.1.2.1 DC - DC převodníky bez indukčnosti jako IO.⁴¹

Zdroje napětí bez transformátoru podobné ukázkám na obr.10-5 se vyrábějí jako specializované integrované obvody. Nejčastěji se používají pro získání záporného napětí pro symetrické napájení

⁴⁰Obecně platí : $U_{\text{out}} = n \cdot U_S$, kde n je počet diod a kondenzátorů

⁴¹"Inductorless DC/DC Converter"

jednoho nebo několika operačních zesilovačů, nebo naopak pro získání dvojnásobného napětí. Nejčastěji je napájení +5 V a výstup alternativně -5 V, +10 V a pod.

Příkladem této kategorie obvodů jsou typy **ICL 7660 (LTC 1046)**

Je to obvod, který pouze se dvěma vnějšími kondenzátory vytváří záporné napájecí napětí s odběrem do 60 mA. Aplikační zapojení a zatěžovací charakteristika je na obr.10-6. Protože je vstupní napětí pouze v rozsahu 1,5 až 6 V, velké úbytky napětí na diodách v otevřeném stavu by byly příčinou napěťových ztrát. Používá se proto tzv. nábojové pumpy. Pod tímto názvem se skrývá technika spínaného kondenzátoru, která je rovněž základem pro výše popisované SCF filtry. Na obr.10-7 je princip nábojové pumpy, ekvivalentní zapojení a frekvenční charakteristika výsledného zapojení. Jestliže je na vstupu U_1 , nabije se C_1 nábojem Q_1 a naopak, při přepnutí spínače do druhé polohy se C_1 nabije na náboj Q_2 . Během celé periody se přenese náboj:

$$\text{r.: 10-14} \quad \Delta Q = Q_1 - Q_2 = C_1 U_1 - C_1 U_2 = C_1 (U_1 - U_2) = I \cdot T$$

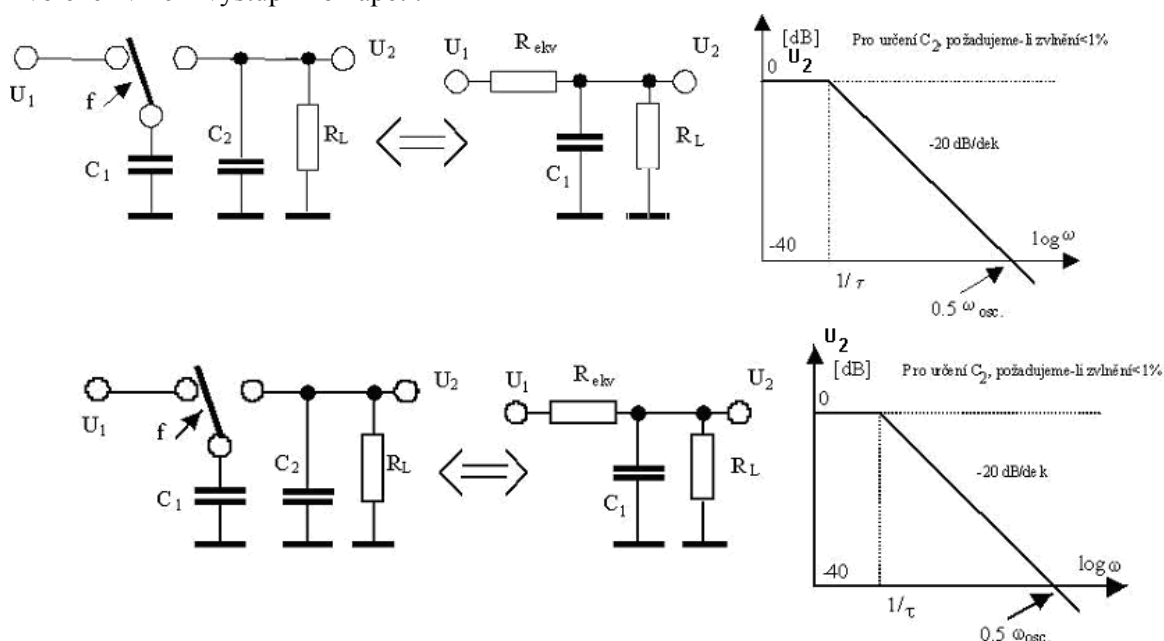
Dosadíme-li místo délky periody $T = 1/f$, bude proud:

$$\text{r.: 10-15} \quad I = f \cdot C_1 \cdot (U_1 - U_2) = \frac{U_1 - U_2}{\frac{1}{f \cdot C_1}} = \frac{U_1 - U_2}{R_{ekv}} \quad \text{kde} \quad R_{ekv} = \frac{1}{f \cdot C_1}$$

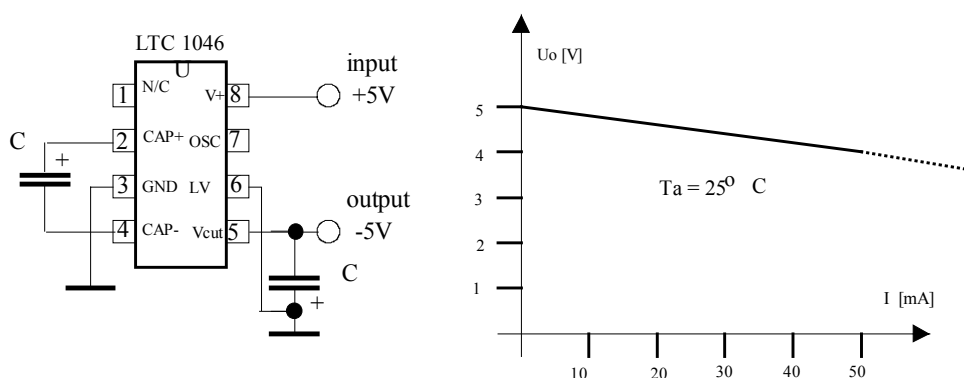
Spínač S spínaný frekvencí oscilátoru spolu s kondenzátorem C_1 představuje z hlediska výstupu zdroj napětí U_1 v sérii s vnitřním odporem R_{ekv} . Připojíme-li na výstup zatěžovací rezistor R_L a paralelně zapojíme filtrační kapacitu C_2 , je výstupní napětí dáno přenosem tohoto děliče. Podle obr.10-7, představuje ekvivalentní zapojení dolnopropustný filtr prvního řádu, jehož časová konstanta je dána:

$$\tau = \frac{R_L \cdot R_{ekv}}{R_L + R_{ekv}} \cdot C_2 \quad . \text{ Pokud známe odpor zátěže a frekvenci oscilátoru, můžeme vypočítat kapacitu } C_2$$

pro zvolené zvlnění výstupního napětí.



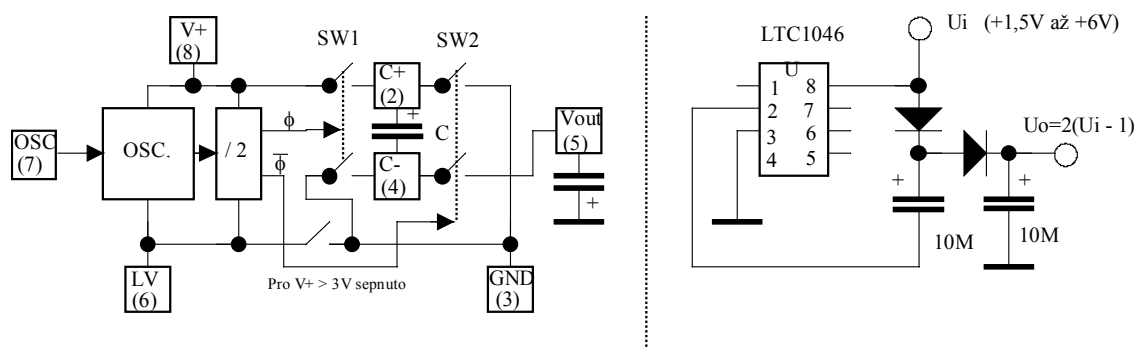
Obr.: 10-6 Princip činnosti nábojové pumpy v obvodu LTC 1046 a frekvenční charakteristika pro určení C_2 , požadujeme-li zvlnění 1%



Obr.: 10-7 Základní aplikace beztransformátorového DC - DC měniče LTC 1046 a jeho zatěžovací charakteristika

Blokové schéma obvodu LTC 1046 je na obr.10-8. Základem obvodu je relaxační oscilátor spolu s bistabilním klopným obvodem pro dělení frekvence dvěma. Na výstupu děliče je normální i negovaný impulzní signál se střídou 1:1 pro řízení spínačů SW1 a SW2. Pokud jsou sepnuty spínače SW1, nabíjí se C_1 na plné napětí zdroje s naznačenou polaritou. V následující půlperiodě se spojí spínače SW2. Tím se kladný pol C_1 spojí se zemí (GND) a náboj na C_1 se s opačnou polaritou dostává na výstupní stranu, kde je paralelní kombinace kapacity C_2 a zatěžovacího rezistoru R_L . Sklon zatěžovací charakteristiky odpovídá R_{ekv} podle obr.10-6. Podle (10-15) má velikost:

$$R_{ekv} = \frac{1}{\frac{f_{osc}}{2} \cdot C_1} = \frac{1}{15 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-6}} = 6,7 \, \Omega \quad (\text{pro } f_{osc} = 30 \text{ kHz a } C_1 = 10 \, \mu\text{F})$$



Obr.: 10-8 Princip zapojení obvodu LTC 1046 a ukázka jedné z dalších aplikací (zdvojnásob napájecího napětí)

Na podobném principu pracuje mnoho dalších IO různých výrobců.

10.2 Stabilizace a regulace napětí

Usměrňovač, zdvojnásob nebo DC/DC měnič lze chápat jako zdroj napětí v sérii s vnitřním, obvykle nezanedbatelným odporem. Většina elektronických systémů však vyžaduje stabilizované napájecí napětí, tedy ideální zdroj napětí s nulovým (nebo velmi malým) vnitřním odporem. Jako samozřejmý požadavek je dále vyžadována elektronická ochrana proti zkratu nebo nadproudu, který by mohl ohrozit provoz zařízení. To vše zaručuje stabilizátor nebo též regulátor napětí.

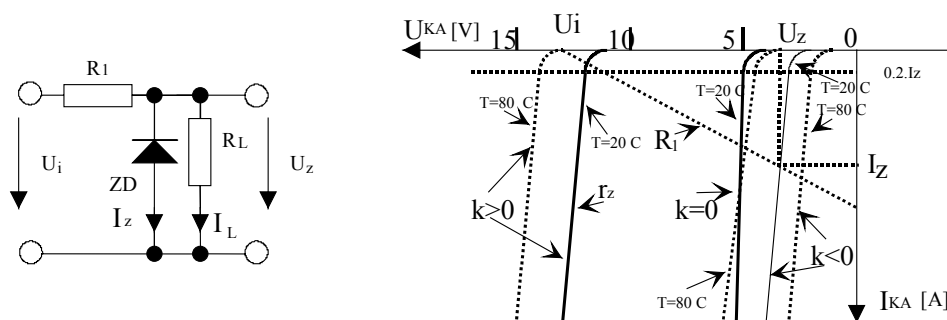
Nejjednodušší řešení představuje parametrický stabilizátor, který používá Zenerovu nebo lavinovou diodu ve známém zapojení podle obr.10-9. Parametrem, určujícím výstupní napětí, je Zenerovo napětí použité diody. Proud diody volíme obvykle vyšší než $0,2 I_{Zmax}$, aby pracovala v lineární části charakteristiky. Rezistor R_1 se volí podle nerovnosti:

$$\text{r.: 10-16} \quad \frac{U_i + \Delta u_i - U_z}{I_{z\max} + I_{L\min}} \leq R_1 \leq \frac{U_i - \Delta u_i - U_z}{0,2 I_{z\max} + I_{\max}}$$

a současně tak, aby se maximalizoval činitel stabilizace p . Ten je definován podle (10-17) a s rezistorem R_1 souvisí podle tohoto vztahu:

$$\text{r.: 10-17} \quad p = \frac{\Delta u_i}{\Delta u_z} \cdot \frac{U_z}{U_i} \quad p \cong \frac{U_z}{U_i} \cdot \frac{R_1}{r_z}$$

kde r_z je diferenciální odpor diody v "Zenerově" oblasti.



Obr.: 10-9 Parametrický stabilizátor se Zenerovou diodou a V - A charakteristika při různých Zenerových napětích a teplotách přechodu

Parametrické stabilizátory se používají dnes jen okrajově, neboť je dostatečný výběr levných regulátorů napětí se zaručenými parametry v integrované podobě. Proto jen připomeňme možnost využití Zenerových diod pro teplotní kompenzaci v různých zapojeních. Na obr.10-9 jsou tři typické V - A charakteristiky s různými teplotními koeficienty. Zenerovy diody s napětím $U_z < 5\text{ V}$ pracují skutečně jako Zenerovy diody a mají záporný teplotní koeficient k . Diody se Zenerovým napětím $U_z = 5\text{ V}$ mají zajímavý průběh teplotní závislosti, který znázorňuje střední charakteristika. Mají při malých proudech záporný teplotní koeficient a existuje proud, při kterém má $k = 0$. Při větších proudech má koeficient kladný. Diody se Zenerovým napětím $U_z > 6\text{ V}$ již nepracují podle Zenerova jevu, ale naopak v lavinovém režimu, který je charakterizován kladným teplotním koeficientem k . Můžeme proto vhodným výběrem Zenerova napětí kompenzovat kladnou nebo zápornou teplotní závislost, eventuálně ji kombinovat se záporným teplotním koeficientem diody v propustném stavu.

Na tomto principu pracují specializované integrované **napěťové reference**, které zaručují vysoce přesné a teplotně kompenzované výstupní referenční napětí. Příkladem je obvod LM 336 v miniaturním pouzdru TO92, který připojením potenciometru může měnit výstupní napětí, nebo ICL 8069 s pevným výstupním napětím $1,2\text{ V}$ a teplotním koeficientem menším než 50 ppm .

10.3 Regulátory ss napětí

Proporcionální regulátor porovnává výstupní napětí s napětím referenčního zdroje. Odchylku zesiluje a pomocí výkonového zesilovače ovládá přívod energie tak, aby se odchylka minimalizovala. Poruchovou veličinou je změna proudového odběru nebo kolísání vstupního napájecího napětí. Rozlišujeme **regulátory spojitě**, kde řízení přívodu energie vykonává lineární tranzistorový zesilovač ve třídě A, nebo AB v různém zapojení. Druhou alternativou jsou **regulátory nespojitě**, kdy přívod energie do systému je řízen pulzním zesilovačem s PWM nebo jinou pulzní modulací.

Výhodou spojitého regulátoru je jednoduchost, minimální zvlnění výstupního napětí a zejména tento regulátor nevyzařuje vř. rušení do jiných obvodů.

Nevýhodou je především nízká energetická účinnost, která omezuje použití při vyšších proudech. S tím souvisí i komplikovanější odvod ztrátového tepla, což objemově a hmotnostně komplikuje návrh.

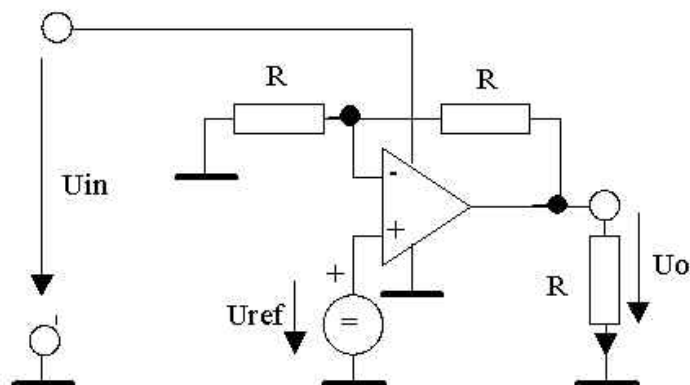
Výhody nespojitých regulátorů napětí se projevují při vyšších výkonech, kdy vysoká účinnost minimalizuje problémy s chlazením. Ve spolupráci měničem DC/DC se významně redukuje hmotnost

napájecího zdroje, neboť je klasický transformátor nahrazen ferritovým transformátorem miniaturních rozměrů.

Nevýhody nespojitých regulátorů souvisí především s větší složitostí, cenou a po technické stránce s většími problémy s vř. rušením a nutnou filtrací výstupního napětí. Vzhledem ke stále se rozšiřující nabídce specializovaných IO pro pulzní zdroje mají uvedené nevýhody stále menší význam.

10.3.1 Spojité regulátory ss napětí

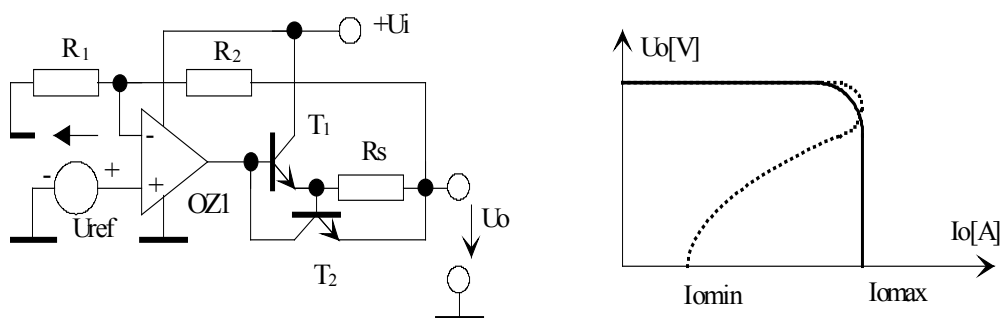
Základní zapojení regulátoru ss napětí ukazuje obr.10-10.



Obr.: 10-10 Základní zapojení spojitého regulátoru ss napětí

Zapojení obsahuje výkonový OZ, referenční zdroj napětí a dva rezistory. Operační zesilovač je obvykle napájen z nesymetrického zdroje (sekundární strana napájecího zdroje). Při pozorné prohlídce zjistíme, že se jedná o klasické zapojení neinvertujícího zesilovače na jehož vstupu je referenční napětí U_{ref} . Při záporné zpětné vazbě bude totéž napětí i na invertujícím vstupu. Referenční napětí je dáno:

r.: 10-18
$$U_{ref} = \frac{U_0 \cdot R_1}{R_1 + R_2} \quad \text{nebo naopak : } U_0 = U_{ref} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$



Obr.: 10-11 Regulátor ss napětí s proudovým zesilovačem a proudovým omezovačem

Rezistory R_1 a R_2 tvoří t zv. měřící člen. Pro správnou funkci je důležité, aby spojení rezistoru R_2 se zátěží bylo vytvořeno skutečně až v místě spotřeby, aby odpor vodivé cesty plošného spoje nebo odpor dlouhého vodiče k připojení R_1 nemohl tvořit napěťový dělič, který by zhoršoval regulační vlastnosti. V roli referenčního zdroje je buď stabilizátor se Zenerovou diodou nebo vhodná, výše uvedená napěťová reference (z referenčního zdroje neteče ideálním OZ žádný proud). Odolnost regulátoru proti zkratu je minimální. Zkratujeme-li výstup, bude na invertujícím vstupu nulové napětí. Operační zesilovač bude v kladné saturaci. To znamená, že horní tranzistor dvojčinného koncového zesilovače bude zcela otevřen a veškerý výkon napájecího zdroje U_{in} se musí proměnit v teplo na

tomto tranzistoru. S největší pravděpodobností dojde k překročení mezních hodnot a tím ke zničení OZ. Proto se často používají nízkovýkonové OZ a doplňují se proudovým zesilovačem s proudovou pojistkou podle obr.10-11. Tranzistor T_1 pracuje jako proudový zesilovač. Často se používá Darlingtonova dvojice, eventuálně výkonový MOSFET. Výstupní proud protéká snímacím rezistorem R_s . Zvýší-li se proud nad mez : $u_{BE(T2)} \geq 0,7V = R_s \cdot I_o$, T_2 se otevírá a tím se snižuje napětí $u_{BE(T1)}$. Napěťová zpětná vazba sice zvyšuje napětí na výstupu OZ2, současně však je se toto napětí snižuje vlivem T_2 . Výsledkem je obdélníková zatěžovací charakteristika na obr.10-11. Max. proud $I_{o\max}$ je určen :

$$\text{r.: 10-19} \quad I_{o\max} = \frac{0.7}{R_s}$$

Výkonové parametry tranzistoru T_1 a chlazení musí být navrženy tak, aby se mohl trvale odvádět ztrátový výkon:

$$\text{r.: 10-20} \quad P_{Z\max(T1)} \geq (U_i - 0,7) \cdot I_{o\max}$$

Tento výkon odpovídá zkratu na výstupu. Snímací rezistor R_s je dimensován na výkon:

$$\text{r.: 10-21} \quad P_{(R_{s\max})} \geq R_s \cdot I_{o\max}^2$$

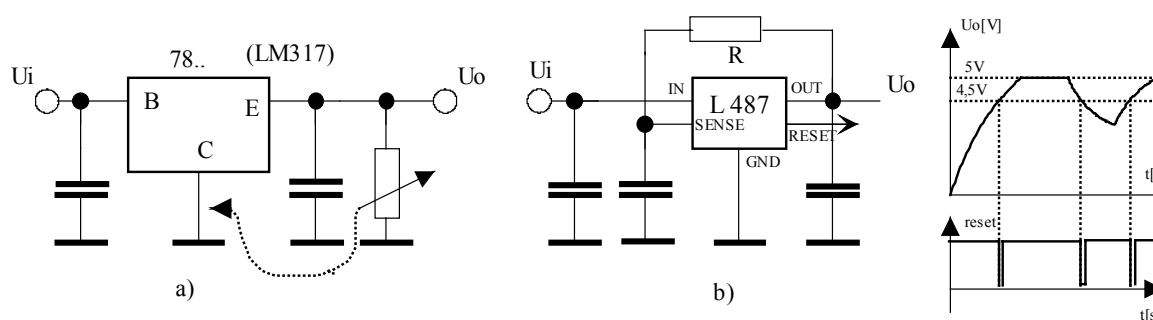
Z těchto poznámek si můžeme vytvořit představu o energetických poměrech v tomto sériovém regulátoru napětí. Zdroj navrhujeme tak, aby byl výkonově maximálně využitelný na výstupní straně. Současně však musíme počítat s tím, že celý tento výkon se musí změnit v teplo na výkonovém tranzistoru v případě poruchy. Proto se někdy navrhují proudové pojistky jako bistabilní klopné obvody s hysterezí (SKO), jejichž funkce vyplývá z čárkované zatěžovací charakteristiky na obr.10-11. Překročí-li výstupní proud maximální proud, koncový tranzistor se téměř uzavře a při zkratu jím protéká proud $I_{o\min} \ll I_{o\max}$. Do stavu regulace napětí se dostane zpět pouze snížením odběru pod pásmo hystereze, tedy $I_{o\min}$. Podle velikosti hystereze se odvozuje ztrátový výkon a chlazení výkonového prvku.

10.3.2 Integrované regulátory ss napětí

Podobně jako každý často opakovaný elektronický obvod se i lineární spojitý regulátor napětí (s vnitřní strukturou vycházející ze zapojení na obr.10-11) vyrábí jako integrovaný obvod. Pro aplikace, kde požadujeme přesně definované pevné napětí, se vyrábějí tzv. **třísvorkové regulátory** podle obr.10-12. Typickým představitelem této třídy obvodů je řada ..7805, 7809, 7812, 7815, 7824. Vyrábějí se pro pevná napětí, která jsou zakódována v posledním dvojčíslí a proudy do 1 A v pouzdru TO220, nebo pro proudové odběry do 0,1 A v miniaturním plastickém pouzdru TO92. Tato řada je označena písmenem L uprostřed (78L15 a pod). Pro záporná napětí existují podobné řady označené 7905, 7912...nebo 79L12 atd.).

Všechny typy obsahují teplotně kompenzovaný referenční zdroj, proudové ochrany a tepelné pojistky, které při překročení dovoleného oteplení odpojují koncový zesilovač. Pokud požadujeme změnu výstupní žádané hodnoty napětí, použijeme čárkovaně kreslený doplňkový obvod na obr.10-12a. Existuje další kategorie třísvorkových nastavitelných regulátorů, které pomocí vnějšího potenciometru mohou měnit žádanou hodnotu napětí ve velmi širokých mezích. Např. typy LM317T, LM337T mohou regulovat napětí v rozsahu 1,2 V až 37 V.

Všechny tyto regulátory se obvykle zapojují podle obr.10-12ča). Podmínkou správné funkce je dodržení rozdílu mezi vstupem a výstupem alespoň 2,5 V, tedy: $(U_i - U_o) \geq 2,5V$.



Obr.: 10-12 Základní zapojení jednoduchých třívorkových stabilizátorů, b) specializované integrované regulátory s automatickým resetem

Na obr.10-12b) je představitel novější generace "třívorkových" regulátorů, které však mají pět svorek v pouzdru Pentawat. Obvod L 487 Thompson - SGF mimo stabilisaci napětí současně hlídá i výstupní napětí. Přesáhne-li nebo poklesne-li výstupní napětí na hodnotu $0,9 U_o$, generuje se na výstupu "Reset" krátký impulz podle obr.10-12b), který může být použit pro resetování mikropočítače při každé naznačené příhodě. Další pozitivní vlastností tohoto regulátoru je radikálně snížený minimální rozdíl mezi vstupním a výstupním napětím: $(U_i - U_o) \geq 0,6V$. Někdy se v katalozích vyskytuje termín "druhá generace IO regulatorů" a tento malý úbytek na regulátoru (drop-out voltage) při bateriovém napájení umožňuje efektivněji využít kapacitu baterie.

Zmíněná tendence se dále rozvíjí a např. firma Texas Ins. přichází s třetí generací třívorkových regulátorů s CMOS technologií pro bateriové aplikace, které mají napěťový úbytek $(U_i - U_o) \geq 0,22V$

Jedná se o řadu TL75LP (48, 50, 80, 100, 120) na napětí (4,8 V, 5 V, 8 V, 10 V, 12 V) s odběrem 300 mA, s proudovou a teplotní ochranou.

Mimo tyto IO regulátory lze problém regulace řešit pomocí univerzálního IO regulátoru MAA 723, který se vyrábí již více než 20 let a i dnes má své přednosti.