

Obsah

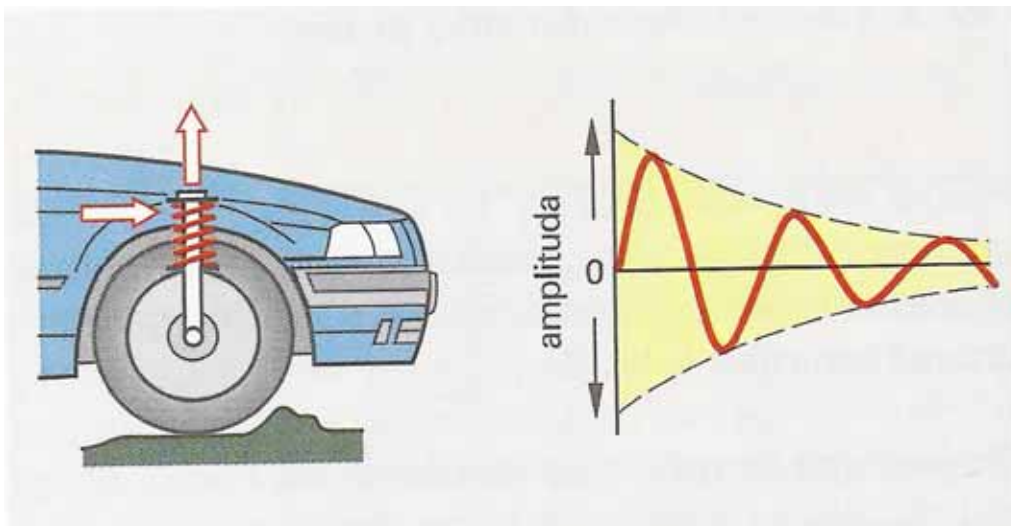
Obsah	1
1. Úvod	2
2. Rekuperace energie	3
2.1 Způsoby distribuce energie	5
3. Lineární motor	9
3.1 Konstrukční uspořádání lineárního motoru	9
3.2 Model lineárního motoru	12
3.3 identifikace motoru	16
4. Řídicí jednotka	18
4.1 Popis výkonové části jednotky	19
4.2 Popis řídicí části jednotky	24
5. Závěr	30
6. Seznam použité literatury	31

1.Úvod

Úkoly pérování vozidla

Vlivem nerovností vozovky musí kola automobilu, kromě otáčivého pohybu, konat také pohyby nahoru a dolů. Při rychlé jízdě probíhají tyto pohyby ve velmi krátké době a na vozidlo působí veliké rázové síly. Ty jsou tím větší, čím větší je pohybující se hmota.

Základním úkolem pérování, společně s tlumením, je zachytit rázové síly od vozovky a přeměnit je na vibrace. Příklad přejetí překážky a ztlumení rázu ukazuje obr. 1.1.



Obr. 1.1 Ztlumení rázu při přejetí překážky

Obrázek popisuje tlumení lineárním tlumičem. V praxi se používají tlumiče s variabilním tlumením.

Pružení a tlumení jsou určujícím faktorem pro:

Komfort jízdy. Vibracemi se zmírňují nepříjemné, zdraví škodlivé rázy působící na cestující, chrání se citlivý naklad.

Bezpečnost jízdy. Na velkých nerovnostech se může ztratit kontakt kola s vozovkou – kola nepřenášejí žádné síly, např. hnací, brzdné, vodící síly.

Chování v zatáčkách. Při rychlém projíždění zatáček způsobuje nízká přilnavost k vozovce u vnitřních kol snížení bočních vodících sil. Aby vozidlo bezpečně

projelo zatáčkou, musí pérování s tlumiči a stabilizátor zaručovat stálou přilnavost k vozovce.

Opotřebení vozovky. Zpětným působením kol na vozovku dochází k poškození vozovky. Tento jev je patrný především u nákladních automobilů.

Systémy tlumení obsahují pasivní (většinou nelineární) tlumicí členy, nebo pasivní řízené tlumiče a nebo akční členy, které jsou zdrojem proměnné síly. Lze je tak rozdělit do tří kategorií, z nichž každá má své výhody, ale i nedostatky.

- Pasivní tlumicí systém obsahuje pasivní tlumič. Výhodou je levná výroba díky jednoduché konstrukci, dlouhá životnost, bezúdržbovost. Ale jeho parametry jsou neměnné a jsou nastaveny tak, aby vyhovovaly rozsáhlým změnám provozních podmínek. Musí tak být zvoleno kompromisní řešení mezi požadavkem na komfort jízdy a na ovladatelnost vozidla.
- Poloaktivní systém tlumení využívá řízené tlumiče. Lze tak za jízdy měnit jejich parametry a volit mezi komfortem a jízdními vlastnostmi vozu.
- Aktivní systém tlumení ještě dále zvyšuje komfort jízdy a ovladatelnost vozidla. Jeho hlavní výhodou je možnost aktivně ovlivňovat sílu působící mezi neodpérovanou částí (kolo, zavěšení kola) a odpérovanou částí vozidla (podvozek). Směr síly je na rozdíl od výše uvedených systémů nezávislý na směru vzájemného pohybu kola a podvozku. V praxi tak lze lépe izolovat odpérovanou část auta od nerovností vozovky. Nejčastěji bývá použit hydraulický nebo pneumatický akční člen. V současnosti používané hydraulické systémy aktivního pérování pro osobní automobily potřebují pro pohon energii v řádu několika kW, což je jejich hlavní nevýhodou.

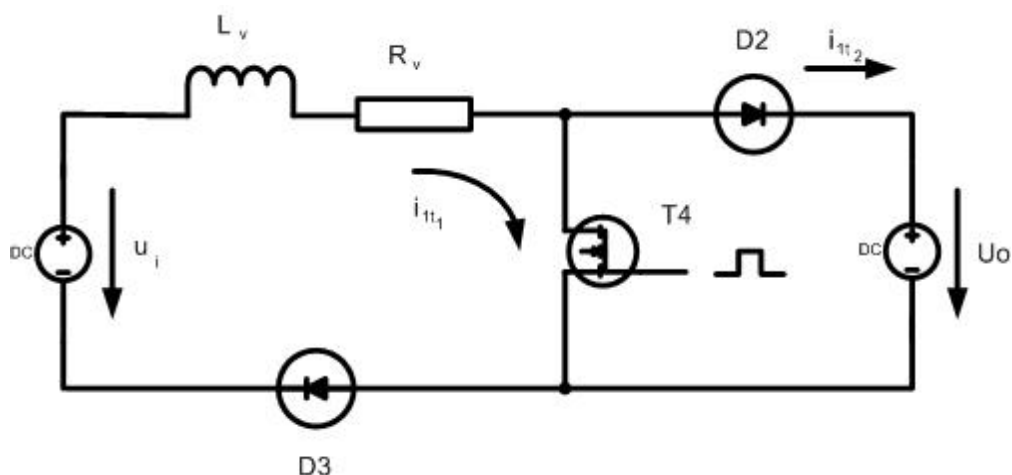
2. Rekuperace energie

Základní předpoklad pro přenos energie z generátoru do zdroje, je vyšší napětí na generátoru. Toho lze dosáhnout několika způsoby, pro jednoduchost točivého stroje:

- změnou buzení rotoru generátoru

- zvýšením otáček
- step-up měničem

V našem případě není možné měnit buzení rotoru, jelikož motor má na rotoru permanentní magnety a tedy buzení je konstantní. Zvyšování rychlosti rotoru je nemožné, jelikož je závislá na rychlosti a profilu terénu přes který vozidlo jede. Jediná možnost řízení rekuperace je připojením step-up měniče.

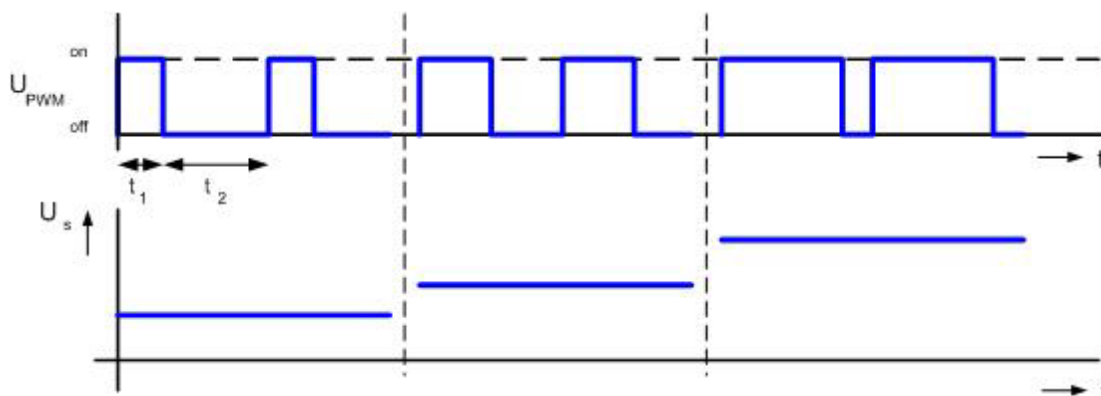


Obr. 2.1 Zjednodušené schéma motorgenerátoru zapojeném jako step-up konvertor

Na obrázku 2.1 je zjednodušené zapojení H-můstku, pracující jako step-up konvertor. Schéma vzniklo překreslením obrázku 3.9 , platné pro naznačenou polaritu indukovaného napětí u_i . Při naznačené situaci se neuplatní tranzistory T1(cíleně rozepnut), T2 a T3 (v daném případě polarizovány v závěrném směru) a diody D1 a D4. dioda D3 je v tomto režimu trvale otevřena. Tranzistor T4 a dioda D2 jsou aktivní prvky step-up konvertoru. V případě označené polarity indukovaného napětí u_i je využití spínacích prvků stranově převráceno proti zmíněnému.

Princip činnosti takto získaného step-up konvertoru je následovný: během časového úseku t_1 , kdy je tranzistor T4 otevřen, prochází smyčkou tvořenou L, R, T4, D3 a zdrojem indukovaného napětí proud (i_{t1}), vyvolaný účinkem indukovaného napětí u_i . Tento proud s časem narůstá. Zároveň se během této doby v indukčnosti L akumuluje energie. Po uplynutí časového úseku t_1 se tranzistor T4 zavírá. Vzhledem k tomu, že proud indukčností L nemůže zaniknout

skokově, dochází k indukovaní napětí v opačném směru procházejícího proudu, následkem čehož dojde k otevření diody D2 a proud začne procházet v naznačeném smyslu (i_{12}) do zdroje U_0 . Zdroj napětí U_0 je napájecí napětí spínaného mostu (viz. např. obr. 2.2). Spínání tranzistoru T4 lze řídit pomocí PWM.

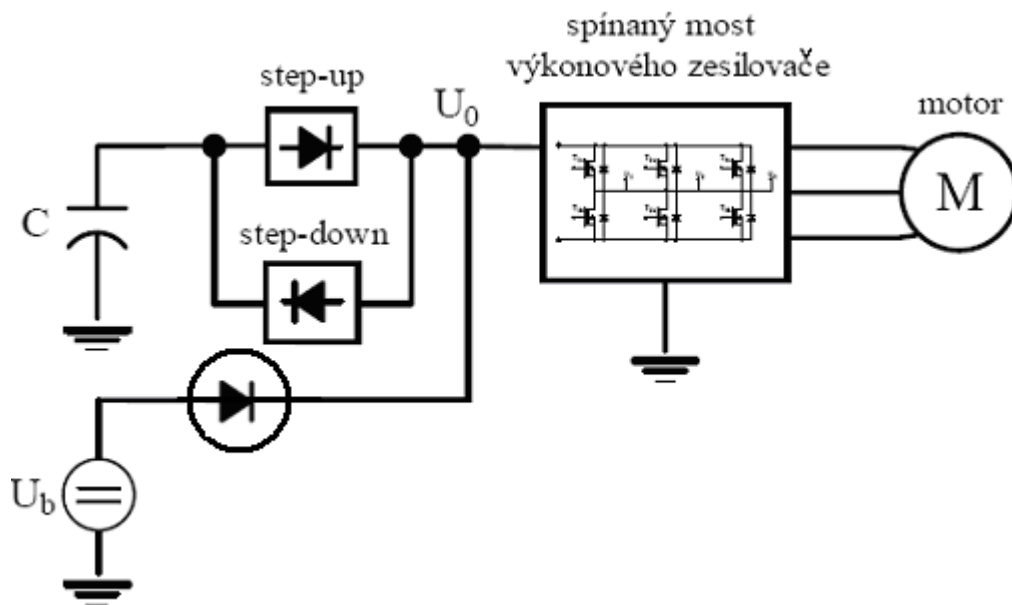


Obr.2.2 Ukázka PWM

Je tedy možné motorem brzdít definovaným momentem a rekuperovat energii. Brzdná síla (u točivých strojů moment) je úměrná hodnotě proudu i_{11} na obrázku 2.1. Hodnota proudu je regulována spínáním tranzistoru (v tomto případě T4) a je úměrná střední hodnotě napětí U_s PWM signálu. Ukázka PWM signálu je zachycena na obrázku 2.2. Zde jsou zachyceny tři různé průběhy a jim odpovídající hodnoty napětí U_s .

2.1 Způsoby distribuce energie

Jednu z možností ukazuje obrázek 2.3. Napětí U_0 je udržováno na konstantní hodnotě U_{max} . Z kapacitoru C je pomocí DC/DC step-up měniče dodávána energie na svorky U_0 . Pomocný zdroj napětí U_b , který je dimenzován na špičkový výkon motoru a napětí U_{max} , je aktivní pouze v případě, že energie z kapacitoru C byla všechna vyčerpána. V době zpětného získávání energie je ze svorek U_0 pomocí DC/DC step-down měniče nabíjen kapacitor C, zdroj U_b je neaktivní. Napětí kapacitoru C tak bude udržováno v rozmezí 0V až U_{max} .



Obr. 2.3 První způsob uchování energie

Vzhledem k pracovnímu režimu motoru, při kterém se předpokládá krátkodobý (stovky milisekund) okamžitý výkon v řádu kW, však oba měniče musí být dimenzovány na vysoké špičkové výkony. Předpokládejme průměrnou účinnost každého měniče $\eta=0,85$, které se běžně dosahuje pomocí moderních spínaných zdrojů. Rekuperovanou energii tak lze znovu použít s účinností $\eta^2=0,72$. To je nevýhodné při častém přesunu energie z vnější mechanické soustavy připojené k motoru do kapacitoru C a naopak. Výhodou tohoto přístupu je možnost využít akumulární schopnost kapacitoru C v oblasti 0V až U_{max} a uschovat energii

$$E_{C_i} = \frac{1}{2} C \cdot U^2$$

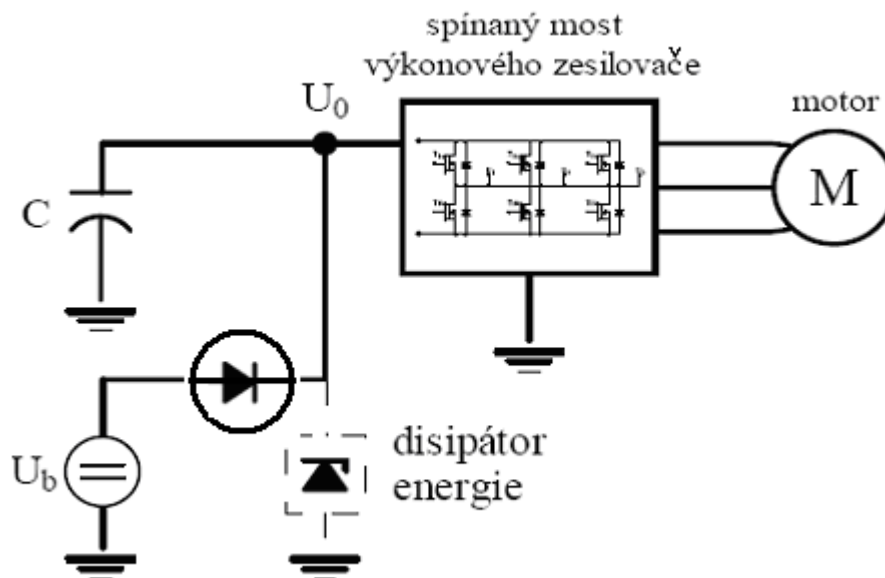
Nevýhodou je nutnost použít výkonné DC/DC měniče, čímž během jednoho cyklu úschovy a zpětného použití ztratíme 28 procent rekuperované energie. Toto řešení je výhodné v případě, kdy je cena kapacitoru C značně vyšší než cena měničů.

Druhý způsob akumulace energie, podle obrázku 2.4, předpokládá, že napětí U_0 nemusí být konstantní v čase a smí se pohybovat v rozmezí $\langle U_{min}, U_{max} \rangle$. Kapacitor C je v tomto případě připojen přímo na svorky U_0 . Pomocný zdroj je dimenzován na špičkový výkon motoru a napětí U_{min} . Při napětí $U_0 > U_{min}$ není aktivní. Výhodou tohoto řešení je jeho jednoduchost, energie odebraná ze svorek U_0 je uložena se stoprocentní účinností (při zanedbání ztrátového odporu kapacitoru C) a odpadají problémy spojené s DC/DC měniči (účinnost, rušení, odvod tepla, dimenzování na vysoké špičkové výkony). Nevýhodou je, že lze uložit jen energii, jejíž velikost se rovná rozdílu energetických hladin kapacitoru při $U_0 = U_{min}$ a $U_0 = U_{max}$.

$$E_{C_2} = \frac{1}{2} C \cdot (U_{Max} - U_{Min})^2$$

Pro uložení stejného množství energie jako v prvním případě, je nutné použít

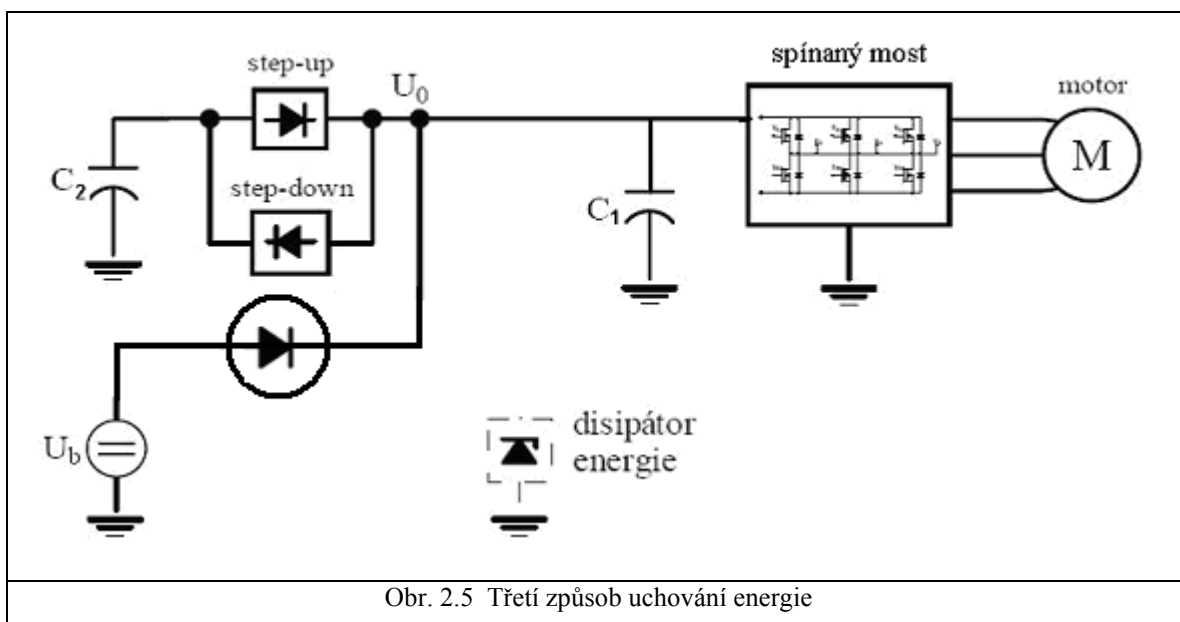
$\frac{E_{C_1}}{E_{C_2}}$ krát větší kapacitor.



Obr. 2.4 Druhý způsob uchování energie

Není však vyloučeno, že motor bude stále rekuperovat energii z kmitání. To způsobí růst napětí na kapacitoru C a mohlo by dojít k jeho poškození. Proto je vhodné do obvodu umístit disipátor energie, který včas promění přebytečnou energii na joulovo teplo. Nabízí se také možnost přepnout motor do režimu trvalého brždění. To se provede sepnutím dolní trojice tranzistorů ve výkonovém členu. Při tomto režimu motor v režimu generátoru nedodává žádnou energii, ale přeměňuje ji na joulovo teplo ve vinutí statoru. Snadno tak může dojít k poškození motoru. Další nepříjemností je nemožnost řízení konstanty tlumení.

Nejvhodnější způsob je kompromis mezi oběma řešeními. Kapacitor C_1 zachycuje a akumuluje energii z motoru. Pomocí step-up a step-down měničů se udržuje hladina U_0 na rozumné úrovni tak, aby v případě potřeby mohl část energie zachytit a zároveň byl motor operativní. Díky tomu nemusí být DC/DC měniče ani pomocný zdroj U_b dimenzovány na špičkový výkon motoru. Tomu odpovídá schéma na obrázku 2.5. V tomto zapojení je zdroj napětí U_b spíše pomocným zdrojem, používaným pro start, nebo jako záložní zdroj. Jeho funkci startovacího zdroje lze odejít pomocí step-up měniče a vhodnou startovací sekvencí. Kapacitor C_2 zde představuje palubní síť vozu.



3. Lineární motor

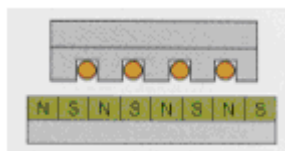
Lineární motor je stroj schopný přeměnit elektrickou energii na mechanickou práci a naopak. Konstrukčně se liší od klasického rotačního elektromotoru tím, že jeho stator i rotor nemají tvar kruhu, nýbrž tvar přímky. Lze si ho představit i jako motor s rotorem o nekonečném průměru. Pohyblivá část (též nazývaná *primární díl*) lineárního motoru tak provádí vůči statoru (*sekundární díl*) posuvný pohyb na rozdíl od rotačního pohybu běžného elektromotoru.

Lineární motory jsou schopny vyvinout rychlosti až $200\text{m}\cdot\text{min}^{-1}$ při zrychleních v násobcích g a silách v řádu kN. Vyrábějí se v asynchronním a synchronním provedení. Stejnoseměrné lineární motory se nepoužívají. Hlavní uplatnění nacházejí v aplikacích, kdy je kladen důraz na zrychlení posuvného pohybu a přesnost polohování. Oproti rotačním motorům nepotřebují pro převod na posuvný pohyb žádné mechanické převody, čímž se zvyšuje tuhost celého systému, jeho spolehlivost a životnost.

3.1 Konstrukční uspořádání lineárního motoru

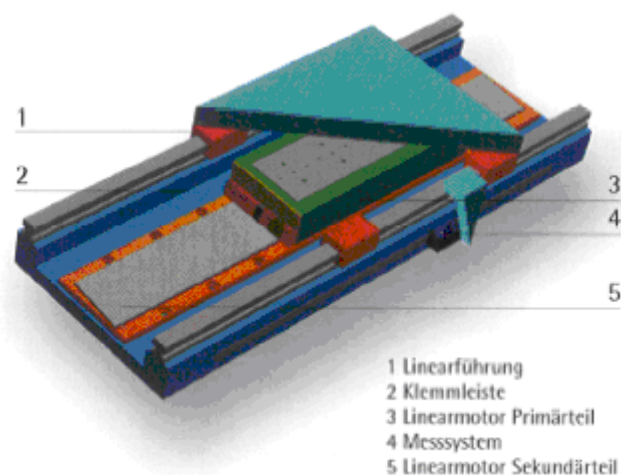
Vesměs jde o motory synchronní s třífázovým vinutím. Nejčastější možnosti uspořádání magnetického obvodu:

- motor má pohyblivé vinutí se železem (dále jen "*primární část*"), celá nepohyblivá dráha pojezdu ("*sekundární část*") je vyložena permanentními magnety nebo je ve tvaru klecové kotvy nakrátko



Obr. 3.1

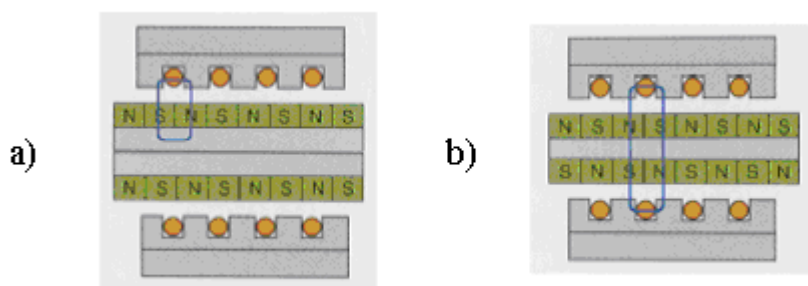
Tato koncepce je nejrozšířenější kvůli možnosti modulárního nastavování sekundární části u dlouhých zdvihů. Pro zachycení přitažlivých sil mezi oběma částmi je nutné valivé vedení.



Obr. 3.2

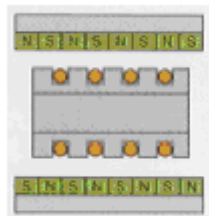
komplikací je rovněž pohyblivý přívod proudu a chladicí kapaliny. Přitažlivá síla obou částí motoru je několikanásobně větší než jmenovitá posuvová, Vzduchová mezera bývá okolo 1mm s dovolenou tolerancí v desetínách mm. Z konstrukčních důvodů (hlavně v případě krátkých zdvihů) je výhodnější obrácené uspořádání s pohyblivou sekundární částí; odpadá pohyblivý přívod proudu.

- silově vyvážené provedení s pohyblivou sekundární částí s magnety mezi oboustranně umístěnými cívkami – obrázek 3.3 a, b. Při vhodné polarizaci magnetů lze ušetřit na železe magnetického obvodu a snížit tak pohyblivé hmoty (obr.2.1d)



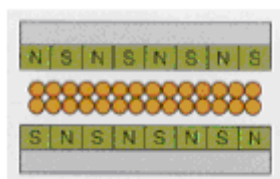
Obr. 3.3

- silově vyvážená varianta s pohyblivou cívku se železem, pohybující se mezi oboustranně umístěnými magnety - viz obrázek 3.4.



Obr. 3.4

- silově vyvážená varianta s pohyblivou plochou cívku bez železa, pohybující se mezi oboustranně umístěnými magnety - viz obrázek 3.5.

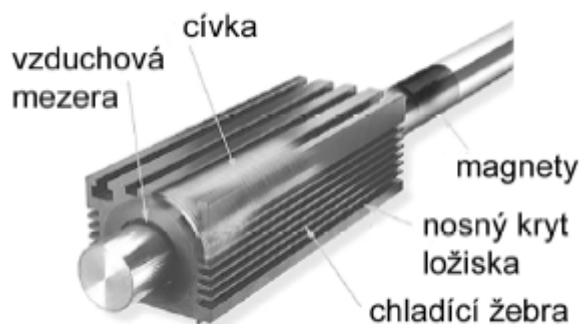


Obr. 3.5

Tato varianta je nenáročná na symetrii vzduchových mezer, má nejlepší dynamické předpoklady ale krátkou tepelnou časovou konstantu (schopnost akumulace tepla u cívky bez přítomnosti železa je malá). Motory s cívku bez železa se všeobecně vyznačují malou indukčností, takže kvůli nežádoucímu zvlnění proudu je nutný u napájecích zdrojů vyšší kmitočet šířkové modulace proudu (až 50kHz).

- silově vyvážená varianta ve tvaru tzv. "elektroválce" - viz obrázek 3.6. Primární díl má tvar jako u klasického rotačního motoru včetně chladicích žebér a T-drážek pro upínání. Jeho vinutí s aktivním železem obkličuje průvlekovou pístnici, ve které jsou umístěny magnety. Jde tedy o reciproké uspořádání k variantě na obr.e. Kromě kompenzace přitažlivých sil umožňuje toto uspořádání i lepší ochranu proti vnikajícím nečistotám

pomocí stěračů na pístnici. Udává se též lepší využití pole permanentních magnetů bez rozptylových toků.



Obr. 3.6

3.2 Model lineárního motoru

Model lineárního motoru poskytuje zjednodušený popis systému, který je vhodný použít při návrhu regulátoru a také pro simulaci celého systému.

Lineární motorgenerátor zajišťuje obousměrný přenos energie mezi mechanickým systémem a akumulátory energie. Při odvozování modelu lineárního motorgenerátoru se vychází z předpokladu, že se jedná o jednofázový generátor.

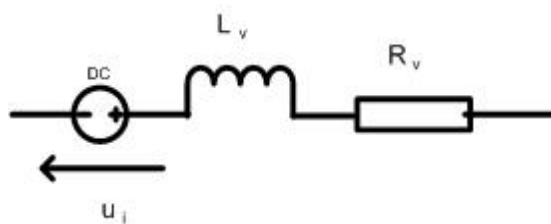
Vstupy modelu:

- $F_{bw}(t)$ žádaná brzdná síla (výstup z generátoru)
- $v(t)$ rychlost primární části motoru
- U_0 napětí napájecího zdroje motorgenerátoru

výstup z modelu:

- $F_b(t)$ skutečná brzdná síla
- $P(t)$ okamžitý výkon dodávaný mechanickou soustavou
- $i(t)$ okamžitá hodnota proudu vinutí motorgenerátoru

Náhradní elektrické schéma lineárního motorgenerátoru budeme uvažovat podle obrázku 3.7.

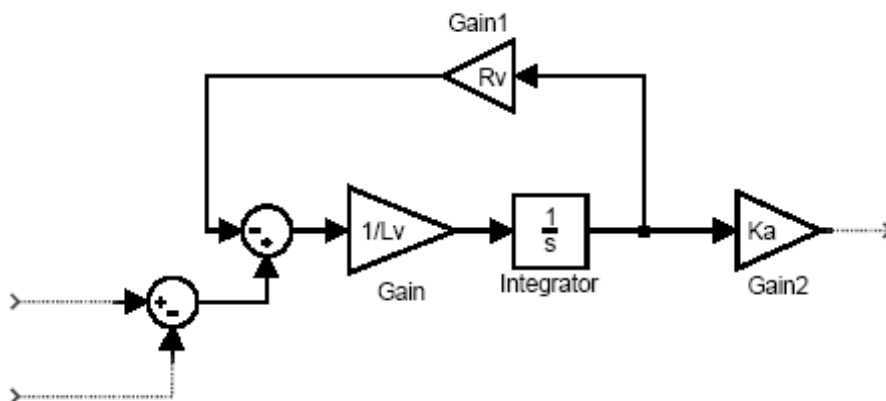


Obr.3.7 Náhradní elektrické schéma

Kde L_v je indukčnost vinutí, R_v stejnosměrný odpor a u_i je indukované napětí generované pohybem primární části podle vztahu $u_i = k_v v$, kde k_v je elektrická konstanta motoru a v je rychlost pohybu. Jedná se o elementární systém prvního řádu popsaný rovnicí:

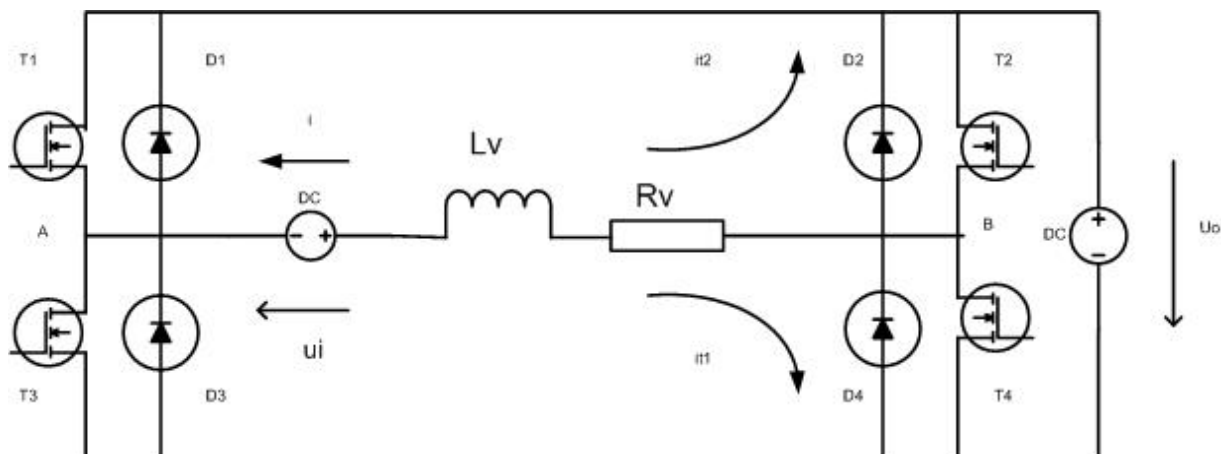
$$u_{RL} = u_m - u_i = i \cdot R_v + L_v \frac{di}{dt} \quad \text{a po úpravě} \quad \frac{di}{dt} = \frac{1}{L_v} (u_{RL} - i \cdot R_v)$$

Z upravené rovnice lze přímo nakreslit simulační model náhradního obvodu pro SIMULINK, obrázek 4.8. V simulačním schématu je též zahrnut převod proudu na sílu F_b přes konstantu k_A , která je jedním z daných parametrů motorgenerátoru.



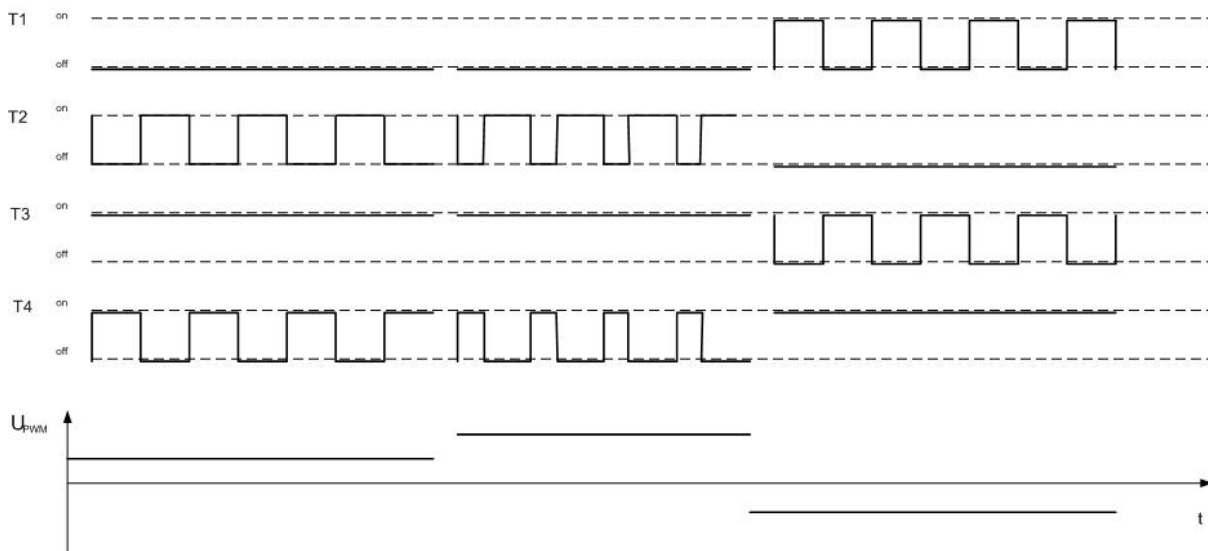
Obr. 3.8 Simulační model

Dále je uvažováno, že lineární motor je zapojen do H-můstku podle obrázku 3.9. Jako spínací prvky jsou použity tranzistory IGBT. Pro účely tvorby tohoto modelu lze tyto tranzistory považovat za ideální spínací prvky. Takto postavený H-můstek může řídit jak motorický, tak i generátorický režim.



Obr. 3.9 Zapojení lineárního motorgenerátoru do H-můstku

Napětí u_i žádané velikosti je na lineárním motorgenerátoru vytvářeno za pomoci pulsní šířkové modulace (PWM) jako střední hodnota pravoúhlého průběhu. V H můstku existuje několik způsobů spínání tranzistorů. Zde zvolený způsob spínání tranzistorů je, pro různé hodnoty u_{PWM} , zachycen na obrázku 3.10. V případě, že je žádáno kladné u_i v orientaci naznačené na obrázku 3.9, je tranzistor T_3 trvale sepnut a tranzistory T_2 a T_4 se střídavě spínají. Pro opačnou orientaci u_i je trvale sepnut tranzistor T_4 a střídavě se spínají tranzistory T_1 a T_3 .

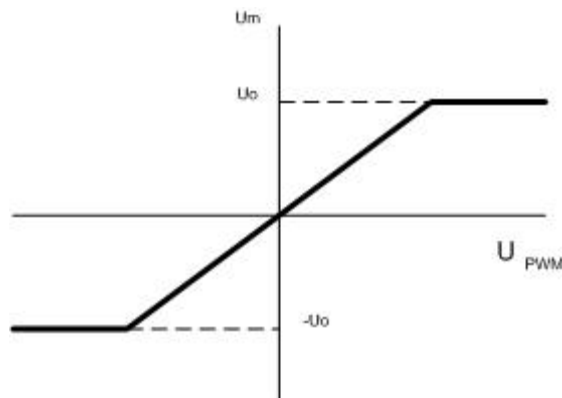


Obr. 3.10 Způsob spínání tranzistorů H-můstku v závislosti na různém u_{PWM}

Výslednou střední hodnotu u_i lze vyjádřit jednoduchým vztahem:

$$u_i = \frac{t_2}{t_1 + t_2} \cdot U_0 \cdot \text{sign}(u_{PWM})$$

napětí u_i může nabývat hodnot z intervalu $(-U_0 \div U_0)$. Převodní charakteristika PWM modulátoru je tedy lineární se saturací hodnotami $-U_0$ a U_0 a je naznačena na obrázku 3.11.

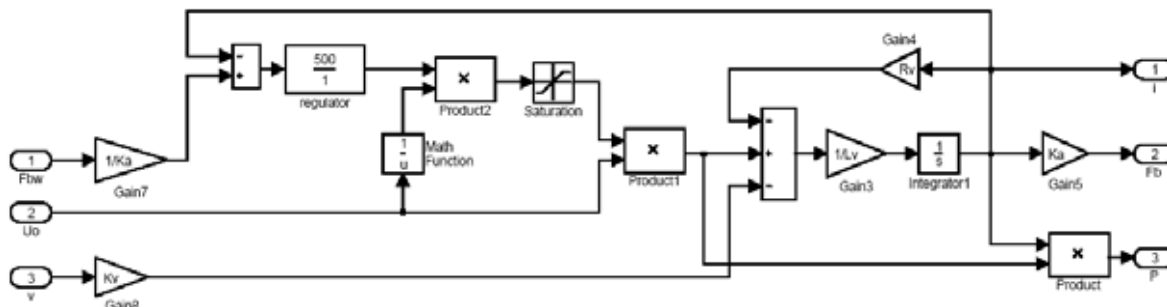


Obr. 3.11 Převodní charakteristika PWM modulátoru

Při využití generátorického režimu je třeba zajistit přenos energie ze zdroje indukovaného napětí u_i do zdroje napětí U_0 . Napětí U_0 je však vyšší než hodnoty napětí, kterých nabývá indukované napětí u_i . Proto je třeba zajistit jeho transformaci směrem k vyšším hodnotám. K tomu lze s výhodou využít vlastní indukčnosti vinutí lineárního motoru a vhodným řízením spínacích prvků můstku dosáhnout režimu jeho funkce ekvivalentnímu takzvanému step-up konvertoru. Princip byl popsán v oddíle rekuperace energie.

Vstupem do systému motorgenerátoru je žádaná síla F_{bw} . Síla je však veličina přímo úměrná proudu procházejícímu vinutím a nikoliv napětí na svorkách motorgenerátoru. Bylo by proto žádoucí napájet motorgenerátor řízeným zdrojem proudu. Ten lze s jistými omezeními vytvořit ze zdroje napětí U_0 vhodným řízením veličiny u_{PWM} v závislosti na skutečné hodnotě proudu tekoucí vinutím. Toho lze docílit použitím jednoduché zpětnovazební regulační smyčky, která je zachycena na celkovém simulačním modelu na obrázku 3.12. Vstupující žádaná síla F_{bw} je převedena na odpovídající hodnotu žádaného proudu, ten je srovnán se skutečným proudem vinutí motorgenerátoru. Na základě této regulační odchylky nastavuje regulátor (v tomto případě typu P) akční veličinu, kterou je u_{PWM} . Tato akční veličina je omezena na hodnotu napětí zdroje U_0 . Saturace představuje zanesení převodní charakteristiky PWM modulátoru do řetězce. Po odečtení indukovaného napětí u_i a úbytku napětí na odporu je výsledný rozdíl napětí na

indukčnosti. Toto napětí je úsilím, které vyvolává stejně orientovaný tok (proud i), který je pak porovnáván s proudem odpovídající žádané síle.



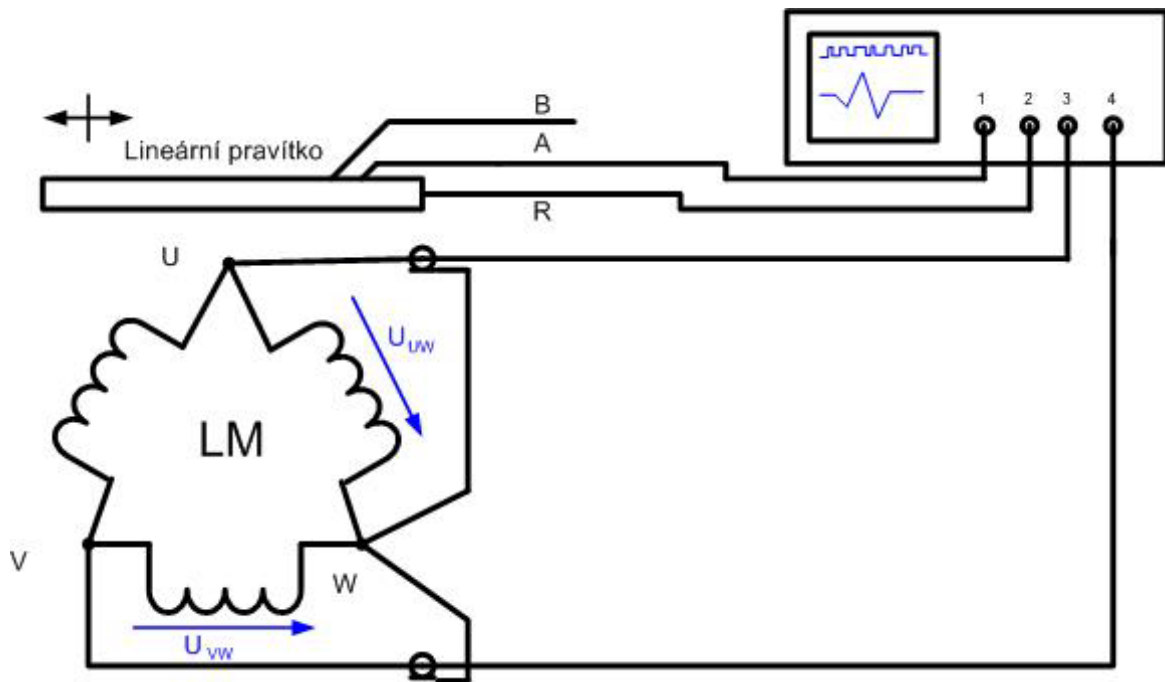
Obr. 3.12 Simulační schéma motoru

Celkové simulační schéma lineárního motorgenerátoru, platné ovšem pro jakýkoli stejnosměrný motor s permanentními magnety, je zobrazeno na obrázku 3.12. Okamžitý výkon P je získán jako součin napětí na motorgenerátoru u_m a proudem i jím procházejícím. Jeho kladná hodnota odpovídá dodávce energie ze zdroje U_0 do motorgenerátoru. Vzhledem k tomu, že SIMULINK nezná lineární charakteristiku s proměnnou hodnotou saturace, je toto vyřešeno pomocí dělení a opětovného násobení. Konstanty K_a a K_v jsou dány výrobcem motorgenerátoru, stejně jako prvky náhradního schématu L_v a R_v .

3.3 Identifikace motoru

Identifikovaný motor je tubulární lineární motor řady LTSK062G-2410-5-EL firmy VEUS BRNO. Jedná se o synchronní třífázový motor s permanentním buzením. Více informací je uvedeno v příloze A. Motor byl identifikován pomocí paměťového osciloskopu dle zapojení na obrázku 3.13.

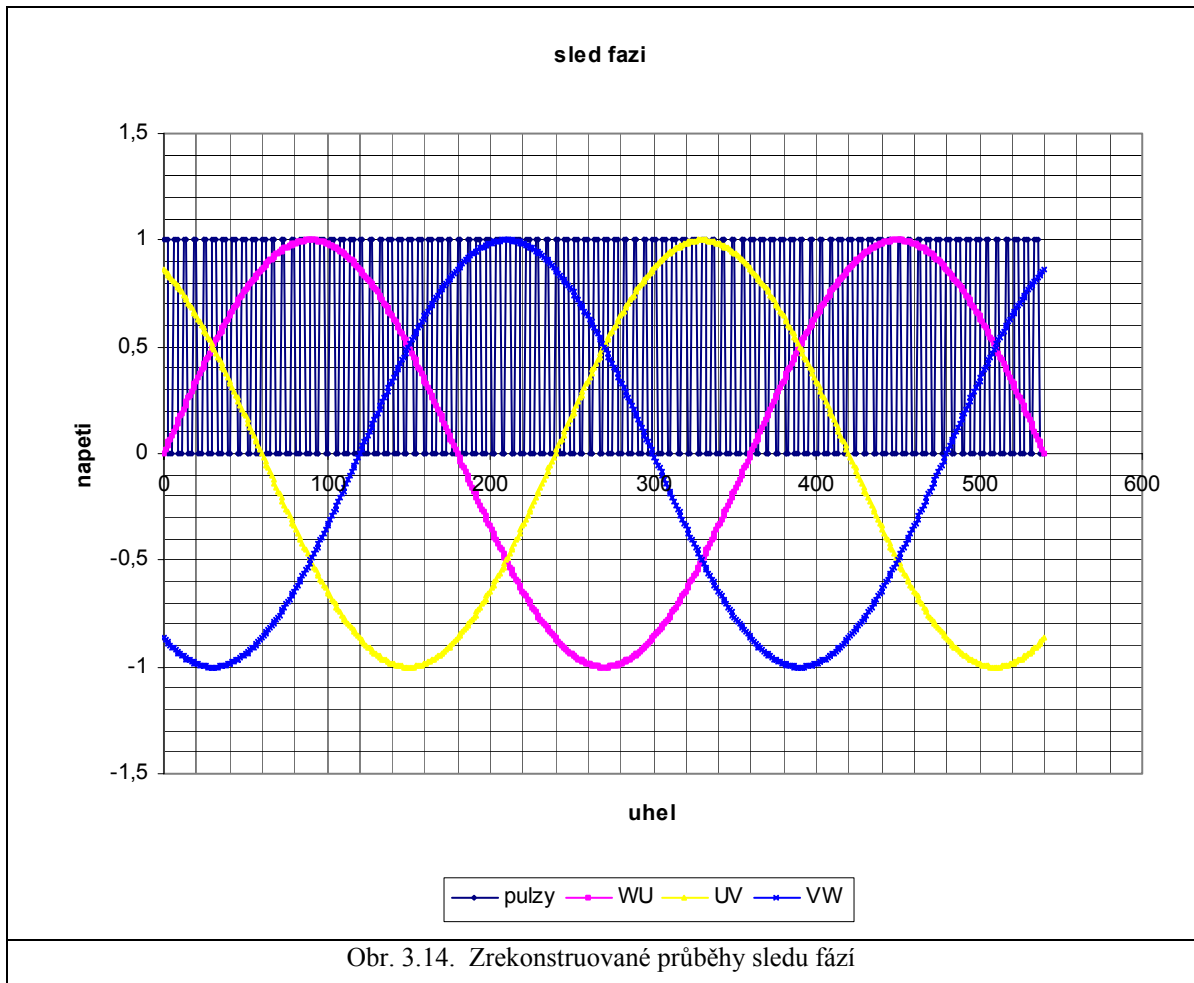
Lineární motor s permanentními magnety pracuje při dodání mechanické energie jako generátor, to bylo již objasněno dříve. Připojením osciloskopu k cívkám primární části a zaznamenáním naindukovaných napětí, lze zjistit, jaký má motor sled fází. Pro nedostatek měřicích kanálů bylo nutné měření opakovat třikrát.



Obr. 3.13 Schéma zapojení při identifikaci motoru

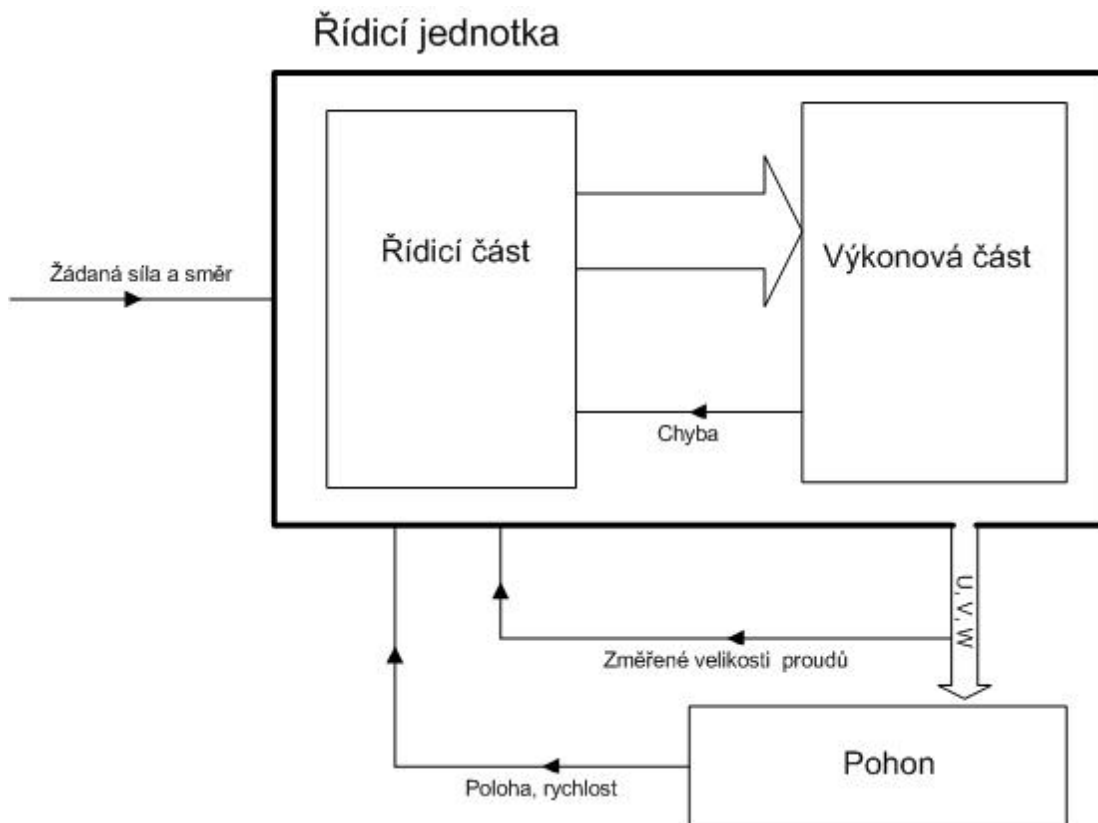
V ideálním případě by naindukovaný průběh měl stejnou amplitudu a kmitočet. Bohužel zařízení, které by motorem pohybovalo definovanou rychlostí, nebylo dostupné. Tomuto pokusu odpovídají naměřené průběhy (příloha B). Motor je od výrobce dovybaven lineárním odměřovacím pravítkem (příloha H). Zároveň je dodána i jednotka dekoderu. Původní signály jsou diferenciální a mají sinusový průběh, proto bylo nutné je upravit na úroveň TTL. Signál A má rozlišovací schopnost 1perioda/mm. Signál B je o 90° zpožděn. Je tedy možné interpolací dosáhnout rozlišení 0,25mm, to je pro plánovanou aplikaci postačující. Pravítko bylo použito pro určování polohy, tuto úlohu bude hrát i v konečné aplikaci. Z naměřených průběhů byl zjištěn následující parametr počet period signálu lineárního pravítka: 80 pulsů na zdvih motoru.

Pro řídicí jednotku je zároveň důležité rozložení magnetického pole sekundární části. Ta bude namapována do paměťového prostoru čipu generující PWM pro jednotlivé tranzistory výkonového mostu. Zrekonstruované průběhy indukovaných napětí jsou uvedena na obr 3.14. indukovaná napětí jsou sdružená a je tedy nutné přepočítat tato napětí na fázová. Jednotky v ose „x“ už přepočtena na hodnotu čísla adresy „adr“ (bude vysvětleno později v oddílu popisu řídicí části jednotky).



4. Řídicí jednotka lineárního motoru

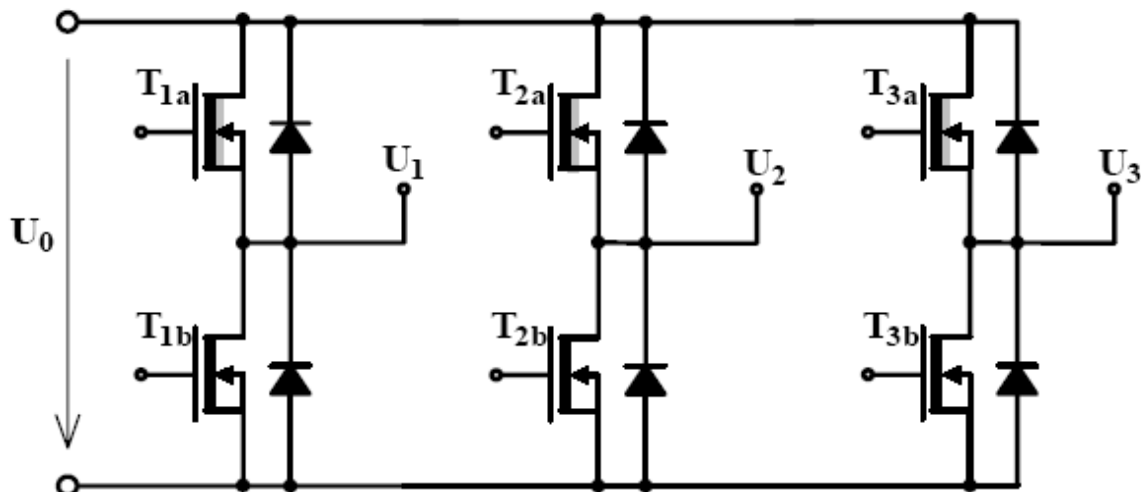
Řídicí jednotka je rozdělena do dvou částí: Výkonová část a řídicí část.(viz obr.4.1). Řídicí část zajišťuje ovládání výkonového bloku na základě žádané hodnoty síly a směru jejího působení. Podrobný popis bude následovat později. Dělicí rozhraní mezi řídicí a výkonovou částí byla zvolena tak, aby bylo možno výkonovou část provozovat samostatně.



Obr. 4.1 Funkční schéma řídicí jednotky

4.1 Popis výkonové části jednotky

Srdcem výkonové části jednotky je spínaný most tvořený šesticí tranzistorů IGBT (viz obrázek) doplněný o drivery a ochrany proti přehřátí a proti prohoření můstku. Tato situace by nastala při přepínání tranzistorů v jedné větvi. Tím nastane zkrat a protékající proud zničí tranzistory. Tomu je zabráněno nastavením doby (deadtime) po kterou musí být oba tranzistory v jedné větvi zavřeny a tím jsou tranzistory chráněny.

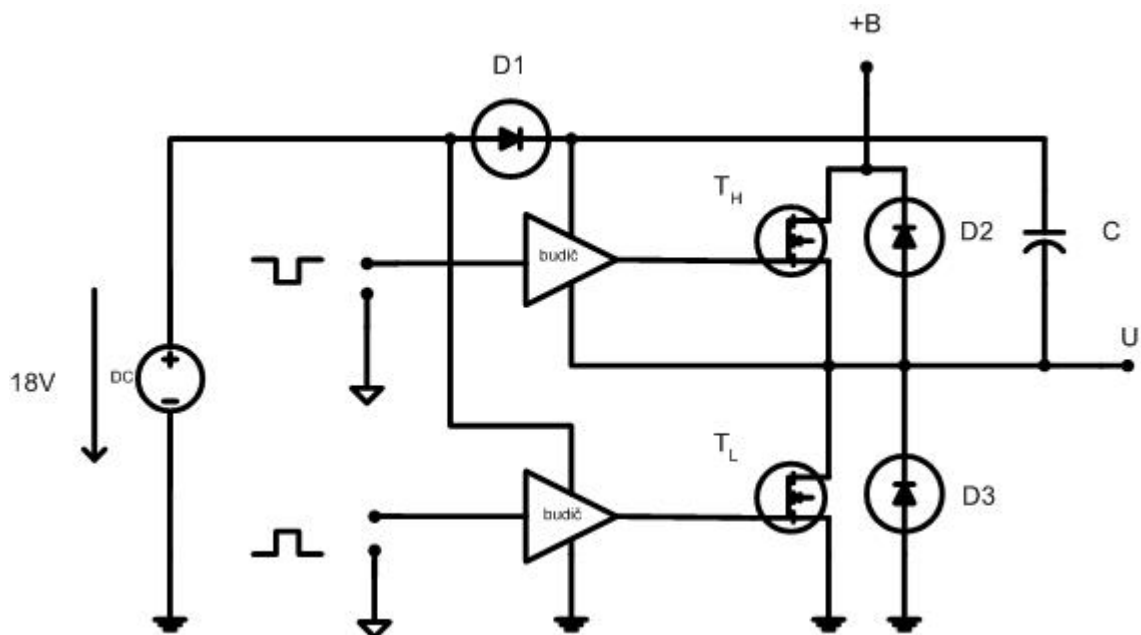


Obr. 4.2 Výkonový most

V dnešní době se používají tzv. inteligentní moduly. Jsou to výkonové spínané mosty včetně budičů jednotlivých tranzistorů, doplněné o ochrany proti přetížení a proti přehřátí. Příklad použitého mostu PM50RLB120 je uveden v příloze C. Každý tranzistor z horní skupiny musí mít vlastní zdroj napětí. To je nutné proto, že když se rozepte spodní tranzistor, napětí na výstupním vodiči vzroste a nebylo by možné tranzistor otevřít. Nárůst napětí je z toho důvodu, že v ten okamžik není výstup nikam připojen a „plave“. Napětí se na tento nepřipojený výstup dostane přes spotřebič (v našem případě přes cívky motoru). V praxi se používají zapojení bootstrap uvedené na obrázku 4.3. Pro jednoduchost bude funkce popsána pro jeden polomůstek a funguje následujícím způsobem. Během doby sepnutí tranzistoru T_L se nabije kapacitor C . Obvod je uzavřen přes diodu D_1 , kapacitor C a otevřený tranzistor T_L . V okamžiku zavření tranzistoru T_L vzroste napětí na středním vodiči, jak už bylo zmíněno výše, a uzavře se dioda D_1 . Budič pro tranzistor T_H je napájen z kapacitoru C . D_2 a D_3 jsou ochranné diody.

V případě naší aplikace není možné toto zapojení použít, protože tranzistory mostu budou řízeny pulsně šířkovou modulací (PWM) a častým spínáním by během několika cyklů nebylo dostatek energie v kapacitoru C a nebylo by možné ovládat horní skupinu tranzistorů. Proto byl použit čtyřnásobný izolovaný zdroj napětí, který zajistí bezproblémové napájení všech tranzistorů

horní skupiny. Jelikož je spodní skupina připojena do společného uzlu, postačí pro tuto skupinu pouze jeden společný zdroj.



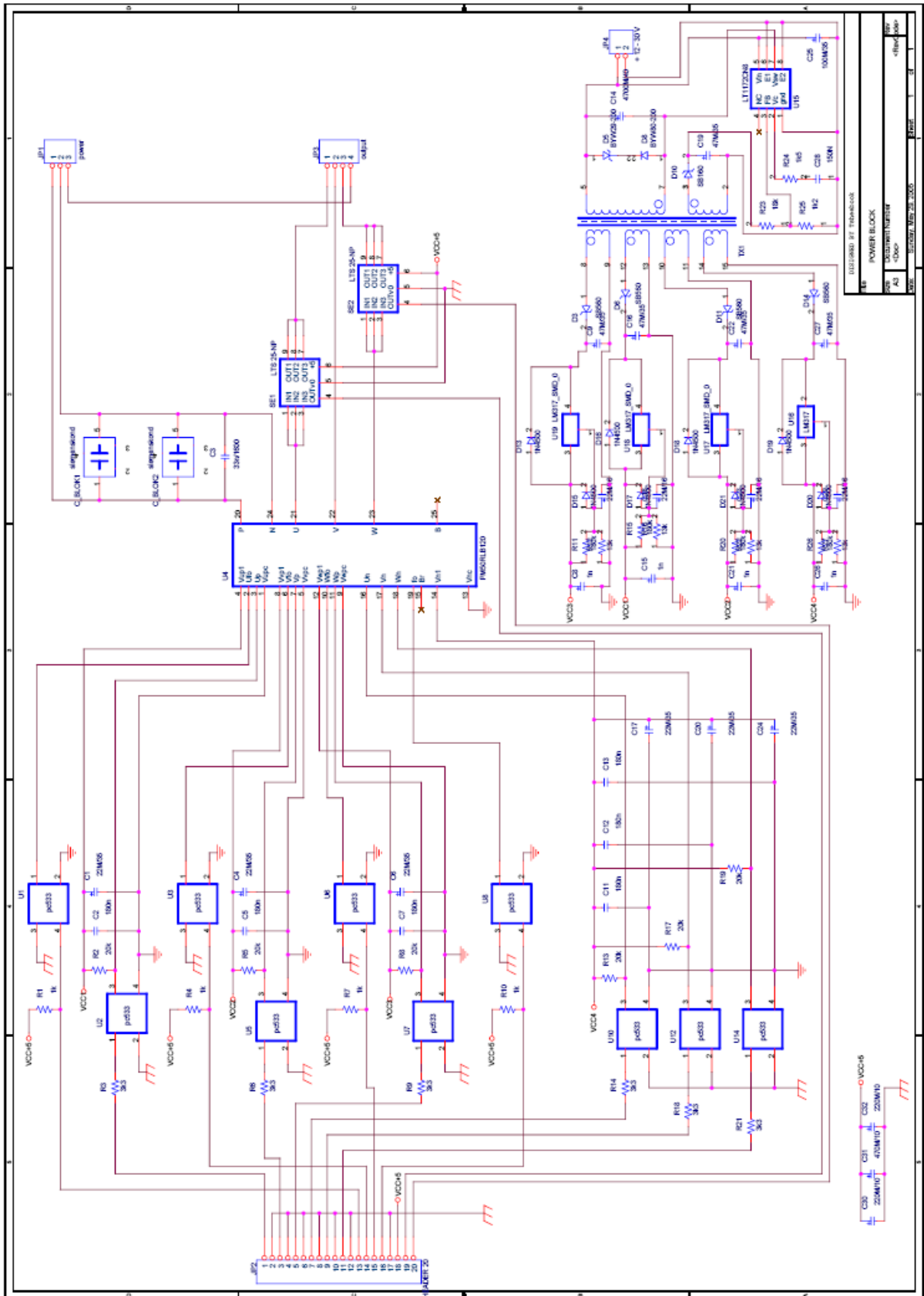
Obr. 4.3 Zapojení bootstrap

Schéma zapojení je uvedeno na obrázku 4.4. jako výkonový člen byl použit inteligentní modul PM50RLB120 od firmy MITSUBISHI (datasheet je uveden v příloze C). Jelikož jednotlivé větve driverů mají mezi sebou rozdílné napětí, je nutné použít optoizolátory k oddělení od řídicí části. Bylo použito deset vysokorychlostních optoizolátorů PC355NT od firmy SHARP (datasheet je uveden v příloze D). Na straně řídicí části jsou úrovně napětí TTL a není problém je připojit přímo k řídicí logice. Zároveň tím byl vyřešen problém s posouváním řídicího napětí, které se během doby kdy je uzavřen spodní tranzistor zavřen, posouvá o hodnotu napájecího napětí modulu. Pro snímání proudu byly použity snímače LTS25-NP od firmy LEM (datasheet je uveden v příloze E) pracující na principu hallova jevu. V případě použití snímacího rezistoru, by bylo nutné výstupy galvanicky oddělit. Výstupní napětí je v rozmezí 0 ÷ 5V. Převodní konstanta pro zvolený rozsah 25V je

$$K_I = 2.5 \pm (0.025 \cdot I) \text{ [V/A]}$$

kde K_I je převodní konstanta, I je okamžitý procházející proud. Při proudu 0A je výstupní napětí 2,5V, lze tedy rozlišit i směr procházejícího proudu. Všechny řídicí

vývody spolu s chybovými a vývody od snímačů proudu jsou vyvedeny na 20-ti pinový konektor. Tím je možné propojit řídicí a výkonovou část jednotky. Deska dále obsahuje čtyřnásobný navzájem izolovaný zdroj napětí. Jedná se o zvyšující, blokující měnič typu flyback s transformátorem. Pro tuto aplikaci bylo nutné použít transformátor, abychom dosáhli požadovaného oddělení napájecích větví. Transformátor se skládá z primárního vinutí a pěti sekundárních vinutí (jedno vinutí je použito pro stabilizační zpětnou vazbu). Každá napájecí větev je doplněna o vlastní stabilizátor napětí. Použit byl stabilizátor s nastavitelným výstupním napětím LM317 (datasheet viz příloha F). K řízení zdroje byl použit monolitický PWM controler LT1172 (datasheet viz. Příloha G). Pro blokování napájecího napětí výkonového modulu byly použity dva kondenzátory firmy SIEMENS o celkové kapacitě $2000\mu\text{F}$ a maximálním napětí 380V. Tyto kondenzátory jsou schopny pojmout špičkovou energii při rekuperaci a zároveň pokrýt energetickou špičku při náhlém akčním zásahu. Jelikož bude výkonový most řízen PWM se spínací frekvencí 10kHz, je nutné vznikající rušení potlačit bezindukčním kapacitorem. Pro tento účel byl použit foliový kondenzátor 33nF/1200V.

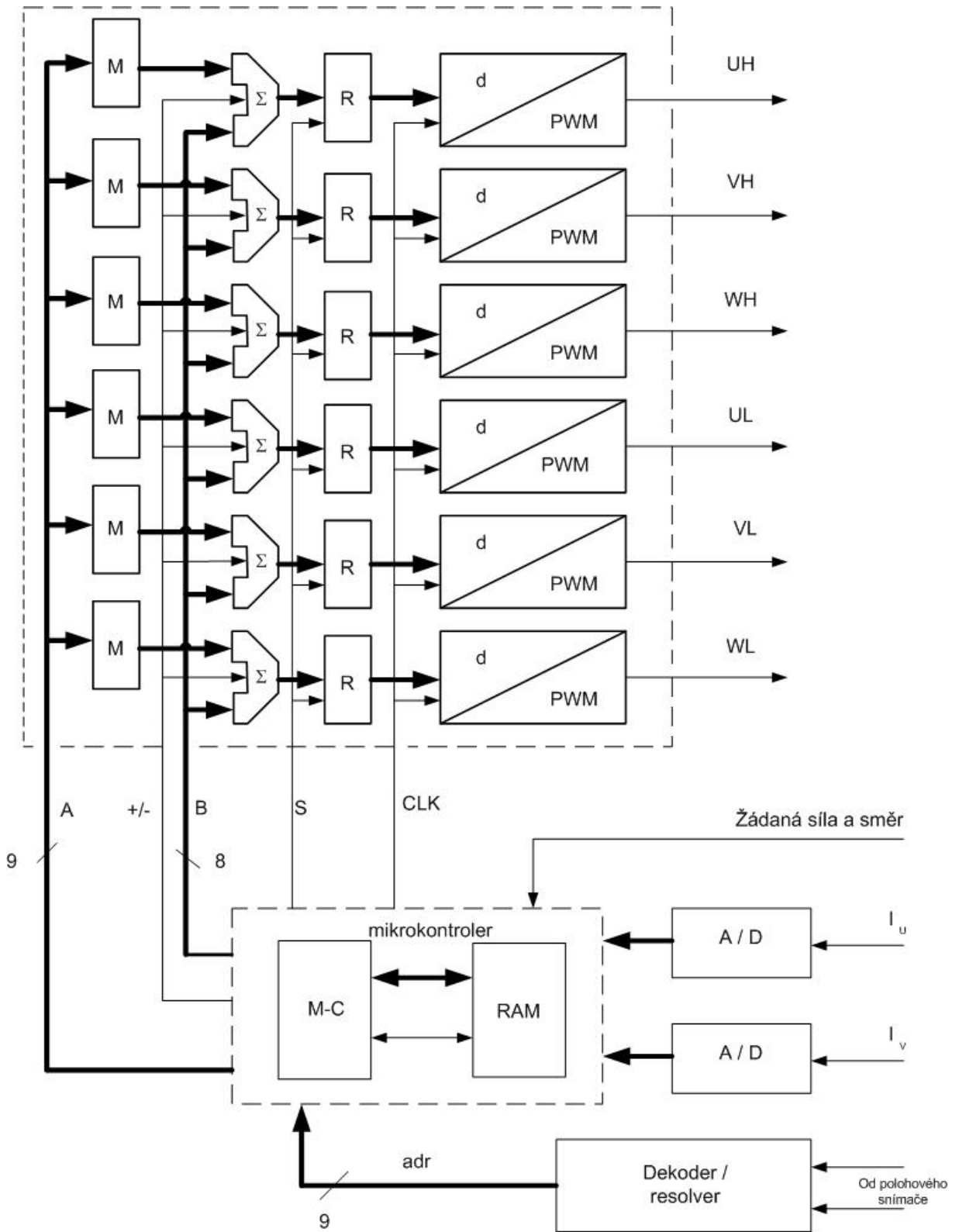


Obr. 4.4 Schéma zapojení

4.2 Popis řídicí části jendotky

Blokové schéma vystihující funkci je na obrázku 4.4. Hlavní částí je blok, který vytváří ovládací signály pro jednotlivé tranzistory spínaného mostu. Jsou to signály UH, VH, WH, UL, VL, WL. Blok označený d/PWM zajistí převod čísla d na pulsně šířkovou modulaci. Blok R je registr který udržuje číslo d, zároveň však je opatřen signálem S (silent – mlčící), který převede všechny výstupy do stavu „H“ a všechny tranzistory mostu se uvedou do zavřeného stavu. To má za následek snížení výkonu ovládaného stroje na minimum (téměř jako vypnutí). Blok označený symbolem Σ je 8-bitová sčítačka, která zajišťuje, přičtení či odečtení hodnoty „B“ od přečtené hodnoty uložené v paměti, regulování proudů do statoru stroje a tím je řízen výkon. Blok M je paměť, ve které je namapován průběh napětí na jednotlivých fázích U, V, W v závislosti na poloze primární části. Namapovaná data musí odpovídat sinusovým průběhům navzájem posunutým o 120° a rozdělených pro jednotlivé tranzistory výkonového mostu. Celý návrh této části je možné implementovat v obvodu FPGA. To značně zjednoduší celý návrh.

Část označená jako mikrokontroler obsahuje procesorovou jednotku, paměti a periferní zařízení. Periferními zařízeními se rozumí A/D převodníky, které převádějí analogovou hodnotu nesoucí informace o velikostech fázových proudů. Mikrokontrolér dále obsahuje záchytné registry a budiče sběrnic pro komunikaci s okolím. Výkon procesoru musí být dostatečný pro implementaci výpočetního algoritmu a komunikaci s nadřazeným systémem. Pro komunikaci je nejvhodnější použít protokol CAN, jelikož je v automobilovém průmyslu hojně používán.

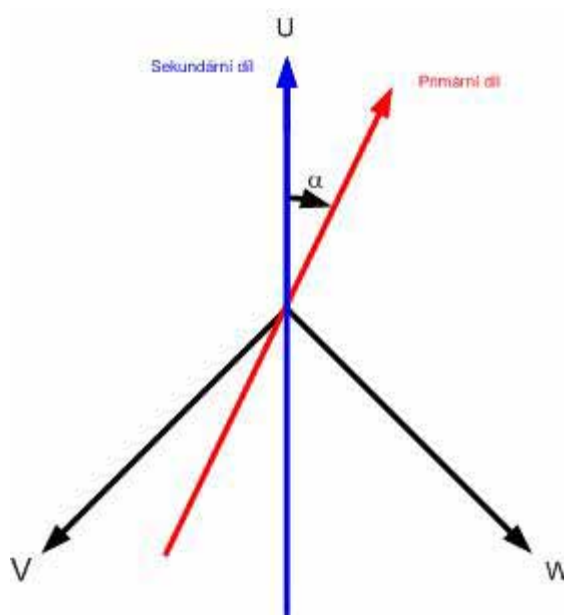


Obr. 4.4 Blokové schéma řídicí jednotky

Popis činnosti jednotky

Pomiňme inicializaci a startovací sekvence jednotky, to je záležitost použitého firmwaru.

Mikrokontroler dostane informaci o požadované síle a směru jejího působení. Blok označený jako dekoder/resolver udává na datovou sběrnici údaj o aktuální poloze primárního dílu. Aby motor působil definovanou silou, musí mít poloha primárního dílu (na obrázku červeně) a pole kterou vytvoří sekundární díl zobrazeno v jedné ose (na obrázku modře) vzájemný úhel α . Černě je zobrazeno pole, které vytvoří cívky sekundárního dílu. Příslušný vektorový diagram je zobrazen na obrázku 4.5.



Obr. 4.5 Vektorový diagram

Největšího záběru dosáhneme pro úhel 90° , to je mezní úhel a při jeho překročení motor vypadává ze synchronismu. Proto se používá uhel menší. Jelikož číslo „A“ je pozice pole, které vytvoří sekundární část motoru a číslo „adr“ je pozice primární části, příslušný úhel se vytvoří přičtením nebo odečtením konstanty K k číslu „adr“. Znaménko operace udává směr pohybu.

$$'A' = 'adr' \pm K.$$

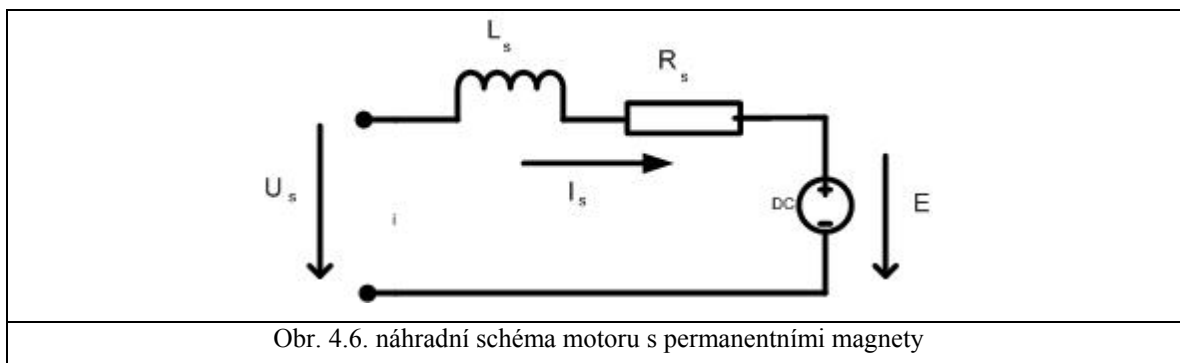
Číslo „K“ je přepočtená hodnota spočteného úhlu na polohu primárního dílu motoru.

Číslem „B“ se řídí proudy do statoru. Velikost proudu a úhel natočení udává sílu primární části. Velikost proudu je snímána sondami pracujícím na principu Hallova jevu. Měří se pouze dva proudy, protože z rovnice smyčkových proudů vyplývá i velikost třetího proudu.

$$I_U + I_V + I_W = 0$$

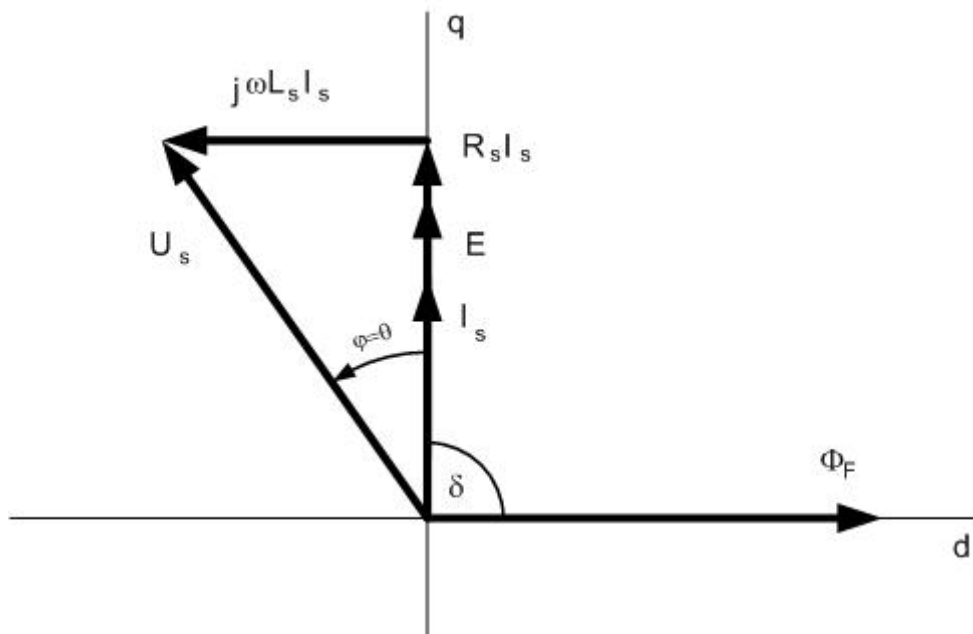
Řízení synchronního motoru s permanentními magnety

Je podobné jako vektorové řízení asynchronního motoru, ale u synchronního motoru s permanentními magnety slouží poloha rotoru (v našem případě primární části) jako vztažný úhel. Na obrázku 4.6 je náhradní schéma motoru pro tento případ. R_s je odpor jedné fáze statorového vinutí, L_s je náhradní indukčnost reakce kotvy, E je napětí indukované magnetickým tokem Φ_F permanentních magnetů a U_s je fázové napájecí napětí.



Na obrázku 4.7 je typický fázorový diagram pro provozní stav s nízkými otáčkami. Velikost fázoru indukovaného napětí E je úměrná úhlové rychlosti rotoru (primární části) ω , protože magnetický tok Φ_F permanentních magnetů lze považovat za konstantní. Aby motor vyvinul maximální možný moment (maximální sílu) musejí být fázory toku Φ_F a statorového proudu I_s na sebe kolmé. Ve zvolené soustavě os d, q leží fázor Φ_F v ose d a proud I_s v ose q . Fázový posun fázoru

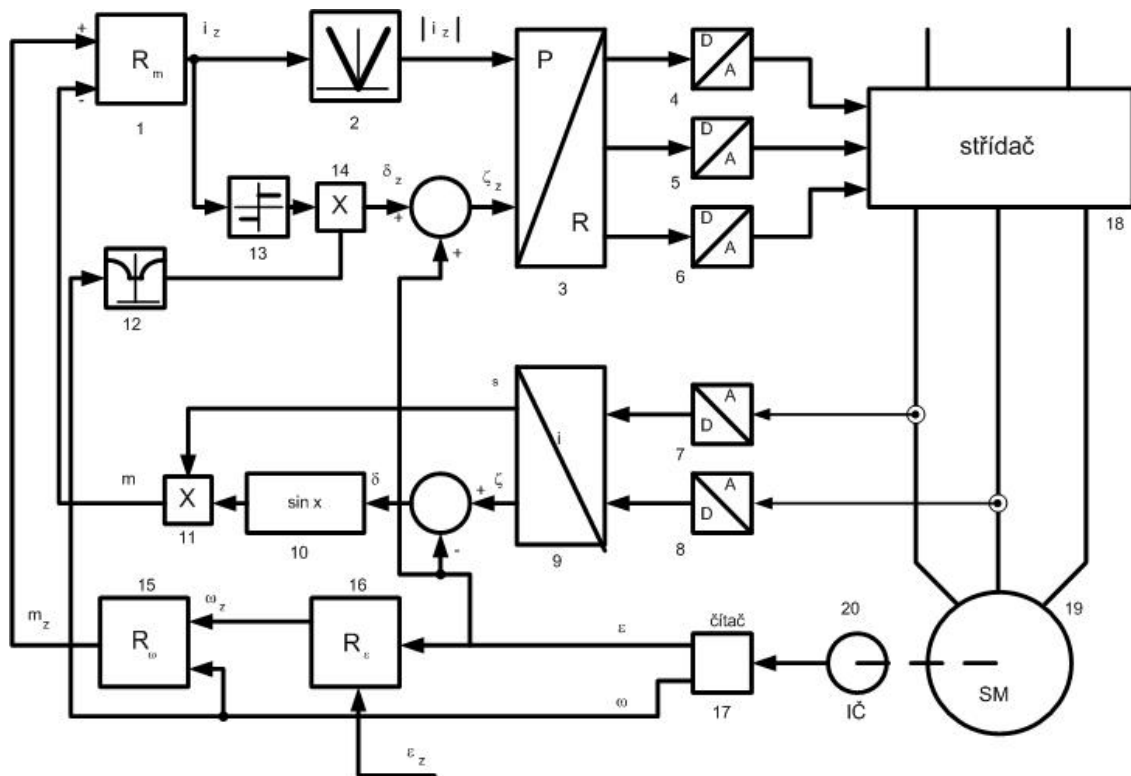
napájecího napětí U_s vzhledem k fázoru E je dán parametry R_s , L_s a velikostí E a I_s . Velikost U_s určíme rovněž z fázorového diagramu. V případě, kdy úhlová rychlost rotoru ω dosáhla takové velikosti, že by bylo potřeba vyššího napájecího napětí U_s než je schopen dodat napájecí zdroj a požaduje se ještě větší rychlost, musí se použít metoda odbuzování.



Obr. 4.7 Fázorový diagram

Na obrázku 4.8 je typické schéma řízení servomotoru s mikroprocesorovým regulátorem. Řízení je prováděno v polárních souřadnicích. Skutečné hodnoty dvou fázových proudů motoru jsou v A/D převodnicích 7 a 8 převedeny na čísla a v bloku 9 je z nich vyvozen modul I_s a úhel σ vektoru statorového proudu vůči statoru. V čítači 17 je ze signálu inkrementálního čidla 20 vyhodnocen skutečný úhel natočení rotoru vůči statoru ε a skutečná úhlová rychlost motoru ω . Blok 16 je regulátor polohy motoru, který na základě regulační odchylky $\Delta\varepsilon = \varepsilon_z - \varepsilon$ vytváří na svém výstupu signál žádané hodnoty rychlosti ω_z s omezením na ω_{zmax} . Tento signál je v bloku 15 porovnán se skutečnou rychlostí ω a jejich rozdíl je zpracován v regulátoru rychlosti v bloku 15. Výstupem bloku 15 je žádaná velikost momentu m_z s omezením na m_{zmax} . V bloku 10 je z rozdílu úhlů $\zeta - \varepsilon = \delta$ určen $\sin\delta$. V násobičce 11 je potom vypočtena velikost skutečného momentu $m = \Phi_\phi \cdot I_s \cdot \sin\delta$. Rozdíl žádané hodnoty momentu m_z a skutečné hodnoty m je zpracován v regulátoru momentu v bloku 1. Výstupem je žádaná hodnota statorového proudu

i_z . Její absolutní hodnota, získaná v bloku 2, je jedním ze vstupních signálů bloku 3, druhým signálem je žádaná hodnota úhlu natočení vektoru proudu ξ_z . Ta je vypočtena ze skutečného úhlu natočení ε , zvětšeného nebo zmenšeného (podle polaroty žádané hodnoty momentu m_z , vyhodnocené v bloku 13) o úhel, určený nelinearitou bloku 12 dle skutečné rychlosti ω .



Obr. 4.8. Blokové schéma řízení motoru s permanentními magnety

Blok 3 transformuje vektor statorového proudu i_z z polárních souřadnic na žádané hodnoty proudů jednotlivých fází i_{AZ} , i_{BZ} , i_{CZ} . Tyto číslicové signály jsou v D/A převodnicích převedeny na analogové signály pro střídač 18. Inkrementální čidlo polohy 20 zaručuje, že pohon nemůže vypadnout ze synchronismu.

5. Závěr

Pasivní systém tlumení energii pouze spotřebovává a není schopen přeměnit energii z vibrací na jiný druh energie než na teplo. Nabízí se tedy možnost použití lineárního motoru, který může působit jako tlumič, řízený zdroj síly s možností přeměny energie na elektrickou energii. Tu je možno skladovat a případně účelně využít.

Aktivní stabilizace podvozku přináší mnoho výhod. Počínaje zlepšením jízdních vlastností, zlepšením komfortu posádky až po zvýšení životnosti některých součástí vozu a menší poškození vozovky. Avšak nasazení takového systému představuje značné pořizovací náklady, které by v mnohých případech mohly být limitujícím faktorem.

Použití lineárního motoru pro tlumení vibrací vozidla je možné, ale je nutné vyvinout vhodné konstrukční řešení. Zároveň je nutné se zamyslet nad výše popsanými způsoby uskladnění rekuperované energie a zvolit vhodný, finančně přijatelný způsob.

Z řídicí jednotky byla navržena a sestrojena pouze výkonová část. Tu lze připojit k jinému řídicímu systému, např. vývojové desce DSP s příslušným vývojovým prostředím.

Dále byl nastíněn návrh a popsána funkce řídicí části jednotky lineárního motoru. Zatím není ještě pevně stanoven způsob řízení a tak byl popsán pouze obecný způsob řízení synchronních motorů s permanentními magnety. Z důvodu nefunkčnosti laboratorního napájecího zdroje, nebylo možno jednotku oživit a otestovat její funkci.

6. Seznam použité literatury

- [1] **Rudolf Gescheidle a kolektiv** *Příručka pro automechanika*. vyd. SOBOTÁLES ISBN 80-85920-76-X
- [2] **Pavelka J., Čeřovský Z., Javůrek J** *Elektrické pohony*. vyd. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2001
- [3] **Znamenáček K.** *Lineární motor jako akční člen aktivního tlumiče*. Diplomová práce, Praha: České vysoké učení technické, fakulta elektrotechnická, katedra řídicí techniky, 2004
- [4] **Šindelka M.** *Model lineárního motorgenerátoru*. kandidátská disertační práce, Praha, 2001