



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

SPÍNANÉ ZDROJE

SWITCHED MODE POWER SUPPLIES

TEZE DIZERTAČNÍ PRÁCE

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Ing. Petr Španěl

ŠKOLITEL

SUPERVISOR

Ing. Petr Procházka, Ph.D.

BRNO 2019

Abstrakt

Tato práce se zabývá problematikou spínaných zdrojů na rezonančním principu spolu s dosažením vysoké účinnosti. V rámci práce je popsáno několik způsobů optimalizace spínaného zdroje pro dosažení vysoké účinnosti. Především to jsou spínací prvky nové generace založené na materiálu SiC a rezonanční topologie k dosažení významné minimalizace spínacích ztrát. Vybraná topologie sériového rezonančního měniče je dále detailně simulována a poté i prakticky realizována se zaměřením na vysokou účinnost. Hlavní náplň práce spočívá v návrhu a realizaci zdroje spolu s vybranými řídicími algoritmy a jejich srovnáním.

Při návrhu a realizaci zdroje jsou řešeny problémy spojené s použitím nové generace SiC MOSFET tranzistorů v TO-247-4L pouzdře. Pro vyřešení této problematiky byl vyvinut budič speciálně pro SiC MOSFET 3. generace od firmy Cree, který je schopen pracovat se spínací frekvencí v řádech stovek kHz a odolávat přitom velmi vysokým strmostem napětí na ovládaných tranzistorech. Další důležitou součástí vyvinutého budiče je nastavitelná velmi rychlá nadproudová ochrana. Tato ochrana reaguje velmi rychle ve stovkách nanosekund a je schopná ochránit spínaný zdroj i v případě tvrdého zkratu ve větvi.

V rámci práce byl postaven a oživen funkční vzorek sériového rezonančního měniče. Tento spínaný zdroj je založen na třetí generaci SiC MOSFET tranzistorů od Cree v moderním pouzdře TO-247-4L, které výrazně překonává klasické pouzdro TO-247-3. Pro tento měnič bylo nutné vyvinout jak regulační schéma, tak sledování rezonanční frekvence pro využití rezonančního principu měniče na maximální možnou míru. Výsledkem práce je 3 kW měnič s regulovatelným výstupním napětím při zachování vysoké účinnosti 96%.

Klíčová slova

Rezonance, rezonanční měnič, sériová rezonance, spínaný zdroj, vysoká účinnost, SiC MOSFET, TO-247-4L, sériový rezonanční měnič, spínání v nule proudu, 3. generace SiC

1 Úvod

Spínané zdroje dnes najdeme téměř ve všech elektrických zařízeních. Od miniaturních napájecích obvodů senzorů v jednotkách mW, po průmyslové aplikace v jednotkách MW. Většina těchto zdrojů používá *tvrdé spínání*. Tyto měniče jsou jednoduše říditelné. K jejich řízení se většinou používá PWM (pulzně šířková modulace), takže jsme schopni jednoduše řídit výstupní napětí změnou šířky pulzů. Toto řízení umožňuje řídit výstupní napětí v rozsahu 0% až 100% plynule, což umožňuje napájení různých typů zátěží. Hlavní nevýhodou těchto měničů jsou velké přepínací ztráty a problémy s elektromagnetickou kompatibilitou. Problémy s elektromagnetickou kompatibilitou vyplívají především z velkých strmostí změn napětí a proudů v měniči. S novými tranzistory založenými na SiC běžně tyto strmosti dosahují až 100 V / ns. U druhého nadějného prvku GaN je to až 200 V / ns. Tyto velmi rychlé přechodové děje sice omezí spínací ztráty, ale zároveň rostou nároky na kvalitní elektromagnetické odstínění a filtraci. Pro snížení ztrát můžeme použít odlehčovací obvody umožňující odlehčování zapínacího nebo vypínacího děje v tranzistorech, případně obou dějů. Tyto odlehčovací obvody lze rozdělit na ztrátové a bezztrátové (rozumějme obvody bez cíleného maření energie v tlumícím odporu), přičemž bezztrátové obvody jsou výrazně komplikovanější. Tyto obvody sice existují, ale byly využívány hlavně v dobách, kdy přepínací děje na tranzistorech trvaly řádově jednotky μ s. Při použití s moderními tranzistory, jsou tyto obvody, založené především na různých kombinacích přesytky a diody, nepoužitelné. Zotavovací čas nejrychlejších dnešních výkonových diod je většinou výrazně větší, než zavírací a otevírací čas odlehčovaného tranzistoru, proto tyto obvody nemohou dostatečně fungovat. Dnes už se ustupuje i od dříve klasických tzv. RCD ztrátových odlehčovacích obvodů, zotavovací doba diody je většinou delší, než přechodový děj tranzistoru.

Druhým hlavním typem měničů jsou měniče s *měkkým spínáním*. Jejich hlavní výhodou je omezení spínacích ztrát a elektromagnetického rušení z principu funkce. Mohou pracovat v režimu ZCS (zero current switching, spínání v nule proudu), viz. [1], [2] nebo v režimu ZVS (zero voltage switching, spínání v nule napětí), viz. [3], [4] nebo v kombinaci obou režimů, viz [5], [6]. Velkou nevýhodou těchto měničů je, že jsou vždy obtížně říditelné. Pokud pracují ve jmenovitém bodě, tj. při plném otevření s maximálním výstupním napětím a jmenovitou zátěží, pak jsou přepínací ztráty nulové. Pokud ale potřebujeme výstupní napětí řídit, tranzistory musíme spínat a vypínat i v okamžiku, kdy napětí na nich není nulové nebo tranzistory vypínat, když jimi prochází nenulový proud.

Velký důraz je u dnešních měničů kladen především na jejich účinnost (omezení ztrát), prostorovou minimalizaci a ekonomickou stránku. Všechny tyto faktory hrají významnou roli při návrhu spínaných zdrojů. Budoucí generace spínaných zdrojů směřují k velmi vysokým spínacím kmitočtům, kdy se zmenšují potřebné pasivní prvky jako kondenzátory a indukty. Tyto frekvence je možné dosáhnout použitím polovodičových prvků nové generace (SiC a GaN) nebo použitím různých metod, topologií pro dosažení měkkého spínání, případně kombinací obojího.

Tato práce se zabývá problematikou vysokofrekvenčních DC/DC spínaných zdrojů s vysokou účinností, konkrétně nalezením kompromisu mezi vysokou účinností spínaných zdrojů s měkkým spínáním a říditelností zdrojů s tvrdým spínáním. Další nedílnou součástí práce je zapojení nejnovějších polovodičových prvků pro dosažení nejvyšší možné účinnosti.

2 Současný stav

Spínané zdroje se dnes používají v téměř všech odvětvích lidské činnosti. Mezi oblasti použití spínaných zdrojů patří zejména tyto:

- napájení elektronických obvodů
- technologické zdroje – malá napětí, velké proudy (galvanizační účely 10V/1kA, elektrolýza, svařování elektrickým obloukem, ...)
- technologické zdroje – velká napětí, malé proudy (odlučovače elektrárenského popílku 80kV/1A, ...)
- nabíječe a rychlonabíječe
 - mobilní zařízení, např. notebooky, telefony (20 V / 10 A)
 - trakční akumulátory, např. bateriové elektromobily (800 V / 500 A)
- lékařská technika (napájení magnetů, rentgen, ...)
- řízení pohonů

Pokud chceme u spínaných zdrojů dosáhnout vyšších spínacích kmitočtů (z důvodu minimalizace, vyšší W / kg, více v [7]) při zachování akceptovatelné účinnosti z ekonomických důvodů (chladič a zbytečné vyplývání energie jsou nákladné), je nutné použít tranzistory typu FET. Tyto tranzistory se vyznačují hlavně svou rychlostí spínání a vypínání. Dnes, jedny z nejrychlejších tranzistorů, s obchodním označením CoolMOS™ MOSFET dosahují spínacích a vypínacích časů (rise and fall time) 5ns, což je asi 5x méně, než podobné tranzistory IGBT. Tranzistory CoolMOS™ mají bohužel nepříjemnou vlastnost, a tou je jejich body dioda. Tato dioda má v propustném směru typicky výrazně menší úbytek napětí, než standardní diody, ale má zároveň velmi dlouhou zotavovací dobu řádově > 500ns, což způsobuje výrazné zotavovací ztráty, oproti diskretním diodám. Proto je třeba tyto tranzistory používat v aplikacích, kde se body dioda neuplatní.

Další posun v technologii spínacích prvků představují tranzistory typu MOSFET vyrobené z materiálu SiC. Tyto tranzistory s sebou přináší podobnou rychlost jako CoolMOS™ MOSFET, ale jsou schopny pracovat při vyšších napětích (závěrné napětí prvku je 900-1700V). CoolMOS™ tranzistory byly schopny (při zachování vysoké rychlosti) pracovat s napětími do 400V (závěrné napětí je 600V), což je automaticky vylučuje pro práci s třífázovou usměrněnou sítí (pro práci s třífázovou usměrněnou sítí je třeba použít jiné uspořádání měniče).

V budoucnu slibují další posun materiály GaN, GaAs (více v [4]). Tranzistory z těchto materiálů slibují vyšší spínací rychlosti. Proti SiC mají asi 2x vyšší vodivost kanálu, ale také menší tepelnou vodivost, takže chlazení těchto součástek bude komplikovanější.

2.1 Měniče s měkkým spínáním

Měniče s měkkým spínáním se používají také v různých oblastech techniky. Tyto měniče se používají hlavně kvůli jejich vlastnostem, kdy z principu funkce odlehčují zapínací nebo vypínací děj. Pracují ve dvou základních režimech, a to ZCS (zero current switching – spínání při nulovém proudu, více v [9]) a ZVS (zero voltage switching – spínání v nule napětí, více v [1]).

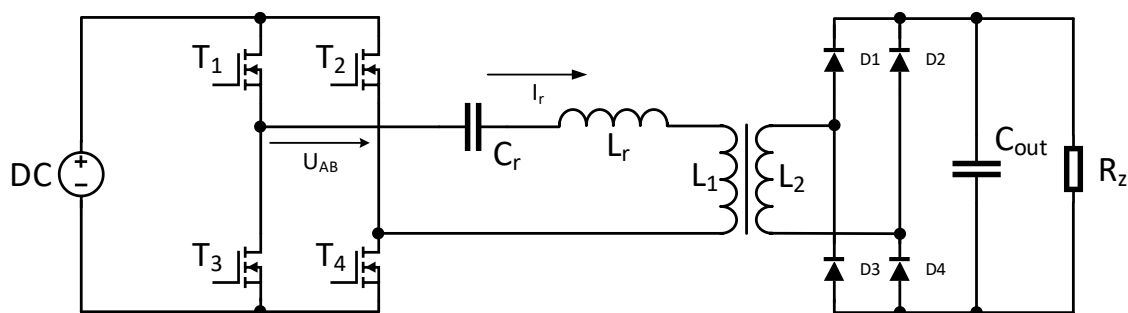
Základní výhodou by tedy měly být spínací ztráty. Spínací ztráty jsou v ideálním případě nulové. Problém ovšem nastává, když potřebujeme spínací prvek sepnout/rozepnout

v okamžiku, kdy na prvku není nulové napětí, případně jím protéká nenulový proud. Proto je problematické řídit výstupní napětí. Je nutné spínat prvky při neideálních stavech. Tímto se u měničů začínají projevovat spínací ztráty, tudíž není možné měnič provozovat na velmi vysokých kmitočtech, jako v ideálním případě, bez spínacích ztrát. Podrobně se tímto problémem zabývají např. zde [3].

2.1.1 Sériový rezonanční měnič

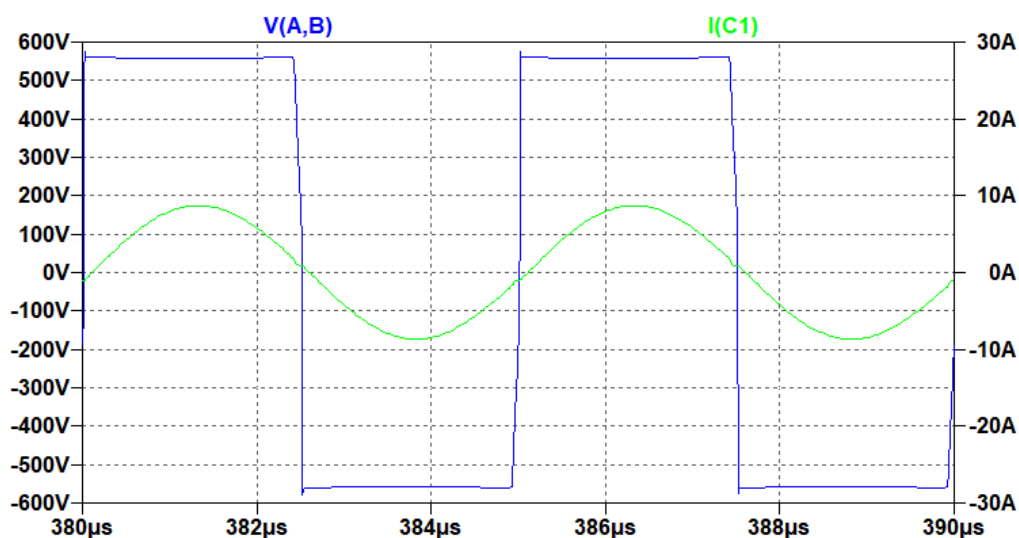
Jak je z názvu patrné, jsou rezonanční prvky tohoto měniče v sérii, viz. schéma zapojení na Obr. 2.1. Rezananční prvky L_r a C_r zde tvoří sériový obvod a jejich rezonanční frekvence je dána vztahem (2.1).

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (2.1)$$



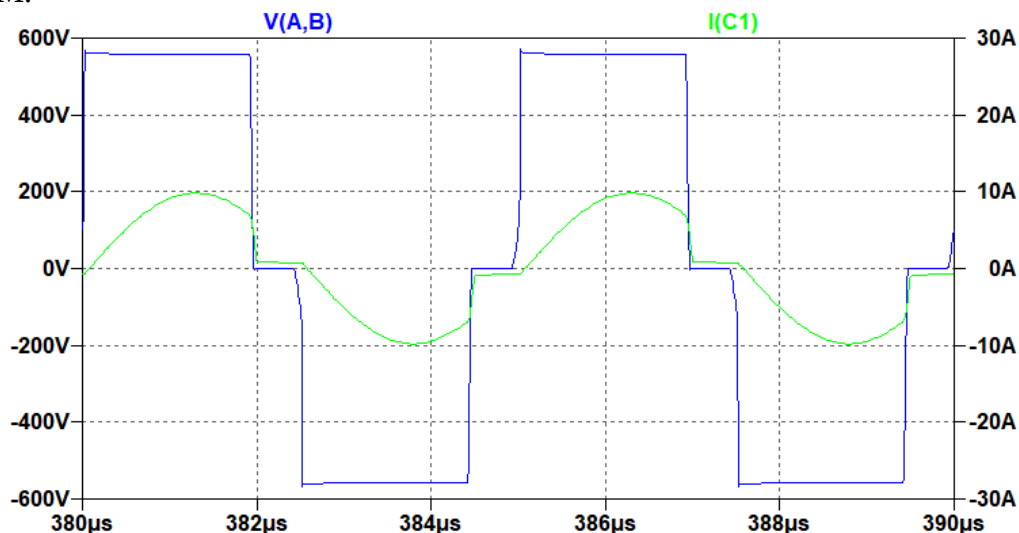
Obr. 2.1 - Sériový rezonanční měnič

Jak již bylo zmíněno výše, při spínání obvodu na rezonanční frekvenci nevznikají spínací ztráty. Jak je vidět na Obr. 2.2, kdy měnič spíná přesně v průchodu proudu nulou, tedy frekvence spínání je shodná s rezonanční frekvencí obvodu.



Obr. 2.2 - ZCS – spínání v nule proudu, $V(A, B)$ – napětí na rezonančním obvodu, $I(C1)$ – proud rezonančním obvodem

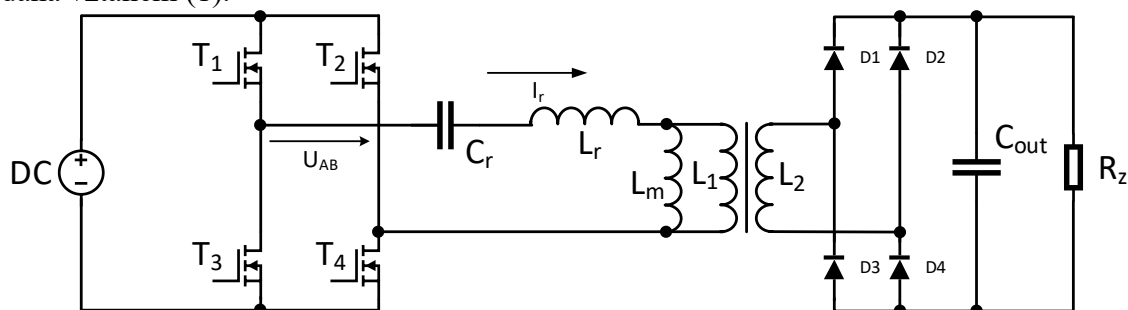
Pokud bychom ale potřebovali řídit výstupní napětí, je velice pravděpodobné, že bude nutné sepnout/vypnout tranzistory v časech, kdy proud není nulový. Tím měnič ztratí svou výhodu, jak je patrné z Obr. 2.3, kde je sériový rezonanční měnič řízen pomocí PWM.



Obr. 2.3 - PWM řízení sériového rezonančního měniče, $V(A, B)$ – napětí na rezonančním obvodu, $I(C1)$ – proud rezonančním obvodem

2.1.2 Paralelní rezonanční měnič

Paralelní rezonanční měnič (Obr. 2.4) má zátěž připojenou paralelně k rezonančnímu kondenzátoru. Rezonanční frekvence je, stejně jako u sériového rezonančního měniče, dána vztahem (1).



Obr. 2.4 - Paralelní rezonanční měnič

Vzhledem k paralelnímu zapojení zátěže skrývá tento měnič nebezpečí. Pokud nebudeme z rezonančního obvodu odebírat energii zátěží, během několika period se na rezonančním obvodu nakmitá několikanásobné napětí a proud (teoreticky až do nekonečna). Proto je nutné, tento měnič provozovat se zátěží, ne naprázdno.

2.2 Účinnost dnešních spínaných zdrojů

Účinnost spínaných zdrojů lze přibližně rozdělit do kategorií podle výstupního výkonu:

- $< 20 \text{ W}$
- $< 3 \text{ kW}$
- $< 20 \text{ kW}$
- $< 100 \text{ kW}$
- $> 100 \text{ kW}$

V první kategorii do 20 W se objevují především různé napájecí zdroje různých elektronických obvodů a dnes velmi rozšířené nabíječky různých mobilních zařízení (mobilních telefonů, tabletů ...), kdy absolutní ztráta zpravidla nepřesahuje 1 W při maximálním výstupním výkonu. Většinou tyto zdroje dosahují účinností od 60% do 80% (viz [10]). Tyto zdroje jsou většinou konstruovány jako velmi levné, čemuž odpovídá nejčastěji používaná topologie blokuujícího měniče bez galvanicky oddělené zpětné vazby ze sekundáru transformátoru.

V kategorii do 3 kW se pohybují napájecí zdroje např. osobních počítačů či jiných zařízení, napájených ze sítě. Tyto spínané zdroje zpravidla dosahují účinností od 80% do 95%. Tyto účinnosti vyjadřuje například certifikace „80 Plus“ (viz [11], [12], [13]), kde v závislosti na zatížení zdroje dosahují tyto zdroje až 96% účinnosti (certifikace 80 Plus Titanium). Tato certifikace pomáhá uživateli velmi jednoduše se rozhodnout, jaký zdroj si koupí. Nicméně je zde velmi dobře vidět, že i nárůst 5% účinnosti může znamenat více než dvojnásobnou cenu zdroje.

Pro zdroje vyšších výkonů do 20 kW se dostáváme přibližně na 90 – 97% (viz např. [14]). Tyto zdroje jsou většinou ještě založeny na diskrétních polovodičích, v kategorii nad 20 kW už bývají většinou použity tranzistorové moduly složené z více diskrétních tranzistorových čipů.

Zdroje do 100 kW se zpravidla pohybují v účinnostech od 95 – 99 %, např. [15]. Tyto zdroje spolu většinou realizují pohony různých výkonných motorů či např. vysokovýkonné žhání měděného drátu pro větší poddajnost.

Zdroje nad 100 kW zpravidla pohánějí velké technologické celky jako různé procesy v galvanovnách či např. vysokonapěťové odlučovače popítku v elektrárnách a dosahují účinností nad 99%. V dnešní době se začínají tyto zdroje uplatňovat jako rychlonabíječe trakčních baterií s výkony ve stovkách kW. Pro pohony motorů se dnes do přibližně 1.5 MW dají tyto zdroje paralelizovat, nicméně se s rozvojem nových vysokonapěťových spínacích prvků stále častěji setkáváme s frekvenčními měniči, které jsou schopné napájet i 6 kV motory s výkony v jednotkách MW.

3 Cíle disertace

Cílem této disertační práce je použití nových metod řízení spolu se spínacími prvky nové generace na spínaném zdroji s regulovatelným výstupním napětím. Zdroj bude pracovat na rezonančním principu pro dosažení vysoké účinnosti. Podrobněji lze cíle rozepsat do následujících kapitol, kde budou detailněji diskutovány způsoby, jakými lze cíle dosáhnout.

3.1 Měnič s vysokou účinností

Účinnost u dnešních spínaných zdrojů je jedním z hlavních ekonomických a ekologických ukazatelů, podle nichž si uživatel vybírá výrobek. Proto je vývoj spínaných zdrojů s vysokou účinností žádoucí. Dnešní spínané zdroje dosahují účinností přibližně 60 - 99% v závislosti na výstupním výkonu. Detailněji je tato problematika probrána v kapitole 2.2. Možností, jak dosáhnout vysoké účinnosti je několik, jsou to zejména různé rezonanční topologie omezující spínací ztráty nebo spínací prvky nové generace (označované jako WBG – wide band gap). Cílem této práce je navrhnout snižující spínaný zdroj s účinností vyšší než 95% při nominálním výkonu 3 kW.

3.2 Řiditelnost rezonančních měničů

Rezonanční spínaný zdroj pracuje nejlépe v konkrétních podmínkách (většinou jmenovitém výkonu a napětí). Pokud ale chceme, z různých důvodů, měnit výstupní parametry, dostáváme se do situace, kdy měnič nebude pracovat v režimu ZCS nebo ZVS, z čehož plyne, že přepínací ztráty vzrostou. Rezonanční spínané zdroje navíc obvykle pracují na velmi vysokých kmitočtech, čímž představují spínací ztráty v případě regulace výrazný problém. Cílem je najít nejvhodnější algoritmus pro řízení výstupního napětí rezonančního spínaného zdroje v širokém spektru výstupního výkonu od 50% - 100%.

3.3 Použití součástek z nových materiálů

Prostředkem pro dosažení cílů této práce, tedy vysoké účinnosti a řešení řiditelnosti rezonančního měniče bude mimo jiné použití spínacích prvků nejnovější generace. Tedy především použití výkonových prvků z materiálu SiC poslední generace, které se stále více dostávají do popředí i v průmyslových aplikacích, díky svým vynikajícím vodivostním i spínacím vlastnostem. S použitím nejnovější třetí generace SiC MOSFET se váží problémy spojené s velmi rychlým spínáním, které je nutné vyřešit.

Shrnutí cílů disertační práce:

1. Návrh a vývoj nastavitelného regulovaného spínaného zdroje s napěťovým výstupem s vysokou účinností (>95% při nominálním výstupním výkonu).
2. Řešení řiditelnosti rezonančního měniče.
3. Analýza a syntéza regulačních struktur pro řízení výstupního napětí, výstupního proudu nebo výstupního výkonu pro přesné dosažení nastavených výstupních veličin.
4. Použití tranzistorů a diod z materiálu SiC při konstrukci zdrojů.

4 Polovodičové spínací prvky nové generace

Se vzrůstajícími energetickými nároky různých aplikací je třeba klást větší důraz na výkonovou hustotu spínaných zdrojů. Vysoké výkonové hustoty lze dosáhnout dvěma protichůdnými směry.

- Snižování ztrát v měničích – Měnič s nízkým ztrátovým výkonem potřebuje menší chladič. Ztráty je možné snížit právě díky novým spínacím prvkům, které s sebou přináší menší vodivé i spínací ztráty. Výrobcům se daří snižovat odpor kanálu v sepnutém stavu až na $10\text{m}\Omega$ u 900V tranzistoru C3M0010090K [6]. Další snížení ztrát se daří dosáhnout díky velmi rychlým přepínacím časům, kdy už i výkonové tranzistory ($>600\text{V}$, $>30\text{A}$) jsou schopny se spínat a rozepínat pod zátěží v časech do 10ns (GS66516T, [7]). Toto vede k výrazné eliminaci spínacích ztrát, v jejichž důsledku je možné pracovat s velmi vysokými spínacími kmitočty ($>100\text{kHz}$).
- Zvyšování spínací frekvence – Velikost vstupních a výstupních filtrů je úměrná velikosti spínací frekvence, stejně jako velikost jádra transformátoru. Proto je žádoucí tuto frekvenci zvyšovat. Dnešní spínací prvky jsou schopné pracovat na spínací frekvenci řádově vyšší než 100kHz . Nicméně tato frekvence má své omezení. Je třeba dbát na spínací doby tranzistoru spolu s ochranným časem proti prohoření. Součet těchto časů se dnes velmi běžně vejde do 100ns . Aby spínací frekvence nebyla příliš zasažena těmito časy, měla by být spínací frekvence volena do 500kHz .

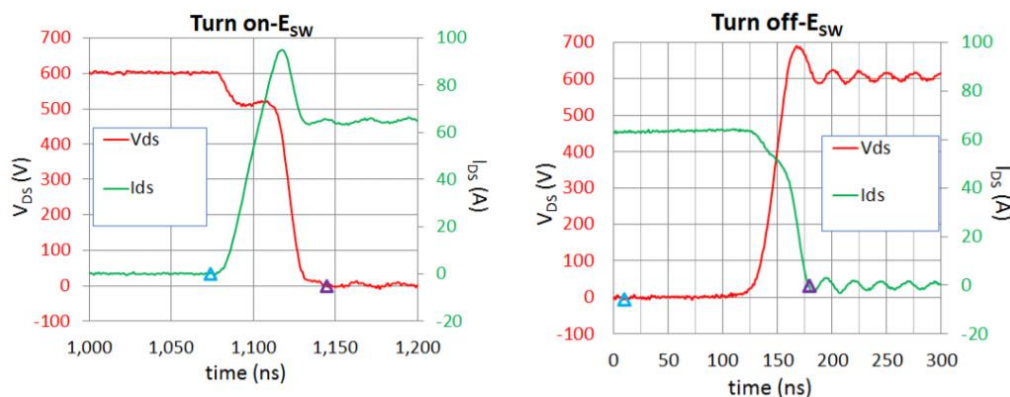
Z výše uvedeného vyplývá, že požadavky na vysokou výkonovou hustotu by nejlépe splnilo zvyšování pracovního kmitočtu spolu se snižováním ztrát. Vzhledem k tomu, že zvyšování spínací frekvence s sebou přináší vyšší spínací ztráty, je třeba hledat a zvolit vhodný kompromis.

4.1 SiC – karbid křemíku

Dnes běžně dostupné spínací prvky na bázi SiC jsou tranzistory typu N-MOSFET. Tyto tranzistory se komerčně vyrábí v napětových hladinách:

- 650V
- 900V
- 1000V
- 1200V
- 1700V

SiC MOSFET existují i ve variantách nad 10kV [10] a je zde záměr nahradit těmito vysoce výkonné IGBT na střední napětí. Jde opět především o omezení ztrát, pramenících z velmi pomalých přepínacích časů, kterých vysokonapětové IGBT tranzistory dosahují.



Obr. 4.1 - Spínání C3M0013120K, zapínací děj vlevo, vypínací vpravo, převzato z [11]

Na Obr. 4.1 je zobrazen příklad rychlosti spínání jednoho z nejnovějších tranzistorů 3. generace SiC MOSFET C3M0013120K. Tranzistor na tomto příkladu dosahuje strmosti změny napětí přibližně 50 V / ns.

4.2 GaN – galium nitrid

Dalším velice slibným prvkem jsou tranzistory na bázi GaN. Tyto tranzistory ve výkonové variantě dnes nabízí komerčně pouze firma GaN systems. Podle vyjádření hlavního vývojáře firmy GaN systems, se neuvažuje tyto tranzistory používat v napěťových hladinách nad 600 V.

Tranzistory založené na GaN jsou dnes komerčně dostupné na dvou napěťových hladinách:

- 100 V – zde se předpokládá využití na 48 V sběrnici
- 650 V – tyto by měly nahradit klasické Si MOSFET, většinou při práci s 1f 230 V AC usměrněnou sítí, tedy s napětími do 400 V DC

Dnes nejvýkonnější dostupný tranzistor se vyrábí na 650 V / 60 A. Velká výhoda těchto tranzistorů je jejich rychlost. Na rozdíl od SiC MOSFET se tyto tranzistory spínají pouze 6 V a není nutné je vypínat záporným napětím (na rozdíl od SiC nepřináší žádný benefit). Nízké napětí ve spojení s velmi malým nábojem do brány je možné dosáhnout velmi rychlých spínacích časů a spínacích frekvencí > 1 MHz. Toto malé napětí s sebou bohužel přináší i možné problémy s parazitním sepnutím přes parazitní kapacitu C_{DG} nebo rušením indukovaným do smyčky budiče. Práh napětí se u těchto tranzistorů pohybuje lehce nad 1 V, což znamená velmi malou bezpečnostní rezervu 1 V (pro srovnání, SiC MOSFET 3. generace tuto rezervu umožňuje až 5.5 V).

Porovnáním SiC a GaN MOSFET se zabývá např. práce [12]. Z práce vyplývá hodnocení lépe pro GaN díky cca 50% ztrátám oproti SiC, nicméně je třeba uvést, že je zde srovnáván 900 V SiC a 650 V GaN tranzistor. Tato ztráta jasně vyplývá z „pomalých“ přepínacích časů SiC ve srovnání s GaN. Pro SiC se dnes zdá být limitující hranice 100 V / ns, kdežto GaN pracuje i na 200 V / ns.

4.3 Pouzdra tranzistorů

Materiál čipu není jediným parametrem. Vedle čipu jsou pro tranzistory velmi důležitá také pouzdra. Pokud se budeme bavit o diskretních výkonových tranzistorech, pak pro ně existuje jen pár typů pouzder. Tranzistory menších výkonů (600 V / 30 A) používají většinou menší diskretní pouzdro TO-220.

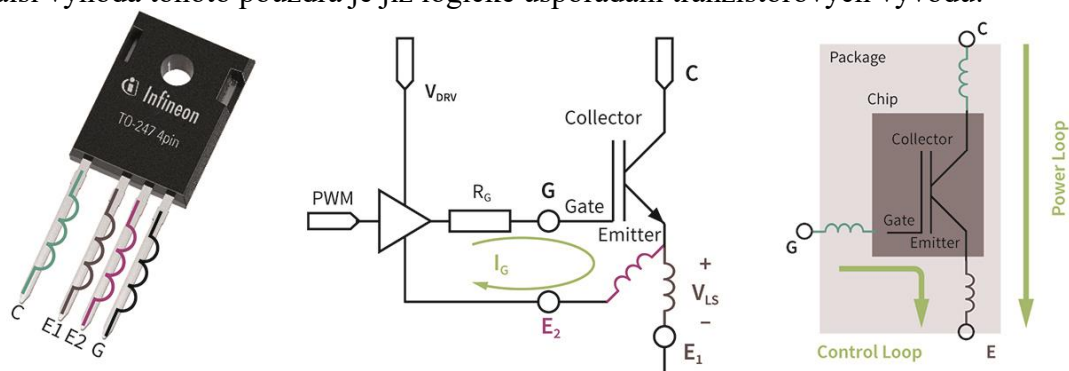
Pro výkonnější tranzistory se standardně používá pouzdro TO-247. Toto pouzdro se vyznačuje většími rozměry, lepším tepelným přenosem a silnějšími nožičkami pro přenos větších proudů.



Obr. 4.2 - Rozložení vývodů u TO-247

Na Obr. 4.2 je zobrazeno poněkud nešťastné a bohužel letité rozložení vývodů tranzistoru. Toto rozložení je nešťastné hlavně kvůli vzdálenosti mezi gate a sourcem tranzistoru, což komplikuje návrh PCB.

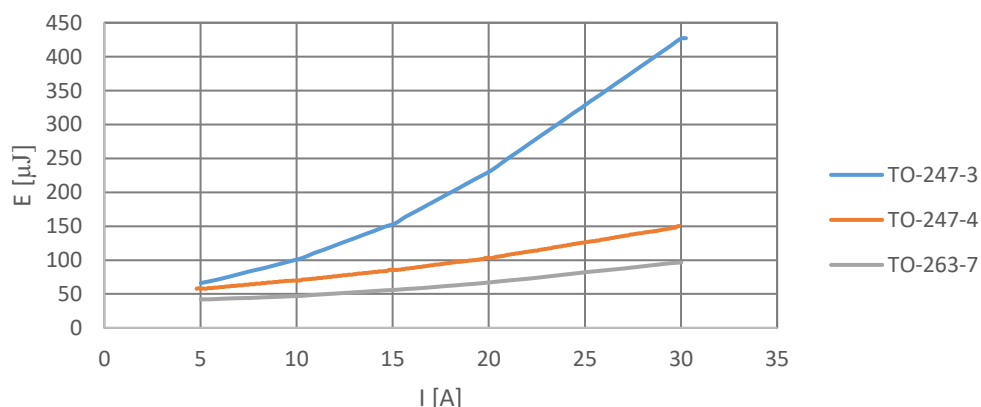
Tato nevýhoda byla odstraněna v novém typu pouzdra TO-247-4L. Jedná se o čtyř nožičkové pouzdro. Je zde rozdělen výkonový a budící source tranzistoru, což zefektivňuje buzení tranzistoru a limituje parazitika spojená se společným sourcem. Jako další výhoda tohoto pouzdra je již logické uspořádání tranzistorových vývodů:



Obr. 4.3 - TO-247-4L pouzdro spolu s vysvětlením výhody signálového emitoru, převzato z [13]

Z Obr. 4.3 je jasné patrná nesporná výhoda nového typu pouzdra s tzv. „Kelvin source connection“. Nejen, že je zde oddělena signálová cesta od výkonové, ale i uspořádání vývodů značně zjednodušuje návrh budícího obvodu.

Výrobci se, kvůli snižování parazitik pouzdra, rozhodli osadit SiC čipy i do SMD pouzdra TO-263-7. Toto pouzdro má sice velmi nízké parazitní vlastnosti, ale díky problémovému převodu tepla není možné do tohoto pouzdra osadit vysoce výkonné čipy a proud tímto pouzdem je limitován na cca 30 A.



Obr. 4.4 - Srovnání spínacích ztrát pro různé druhy pouzder

Obr. 4.4 srovnává vliv pouzder na velikost spínacích ztrát tranzistoru. Je patrné, že třínožkové pouzdro TO-247 má ztráty nejhorší, což je dáno především společnou cestou pro výkonovou i budící cestu emitoru tranzistoru. TO-247-4L je na tom o mnoho lépe díky oddělenému emitoru pro buzení a výkon. Další roli zde hraje i optimalizovaná budící cesta díky sousedícím nožičkám báze a emitoru tranzistoru. Nejnížší ztráty vykazuje TO-263-7. Vzhledem k SMD verzi zde očekávat velmi krátké propojení externích padů tranzistoru s vnitřním čipem, což samozřejmě vede k velmi nízkým parazitním indukčnostem cest.

5 Řiditelnost sériového rezonančního měniče

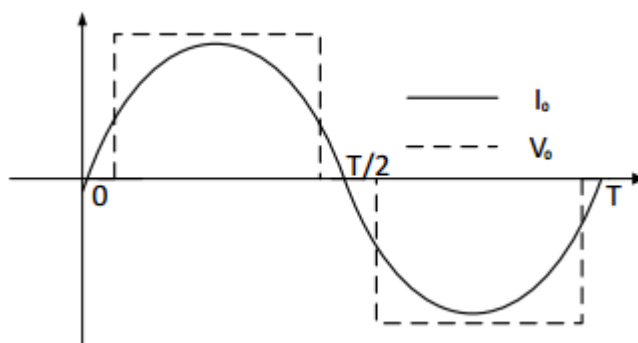
Sériový rezonanční měnič má následující výhodu – pokud pracuje s maximálním výstupním napětím, jsou spínací ztráty nulové. Ztráty na spínacím prvku jsou vždy integrálem součinu okamžitých hodnot napětí a proudů, tudíž, pokud je jedna z nich nulová, je i součin a tím i ztráty nulové.

Naopak, problém nastává při požadavku na nižší střidu pro dosažení nižšího výstupního napětí. V tomto případě může být řízen klasickou PWM, jako na Obr. 5.1.

Pro pochopení základní funkce je možné měnič na Obr. 2.1 při neuvažování výstupního filtračního kondenzátoru překreslit do základního zapojení a vyjádření základního vztahu.

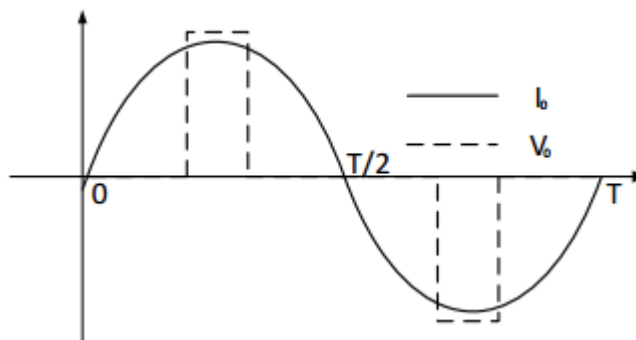
5.1 PWM - 1. algoritmus

Předpokládejme velmi malé tlumení obvodu. Při zvyšujícím se tlumení dochází k deformaci tvaru proudu a při základní pulzně šířkové modulaci jsou pulzy přirozeně vycentrovány do proudových půlvln, Obr. 5.1. Na základě tohoto zjištění je toto řízení použitelné při používání velmi širokých pulzů blízko maximální střídě.



Obr. 5.1 - základní PWM - vysoká střída

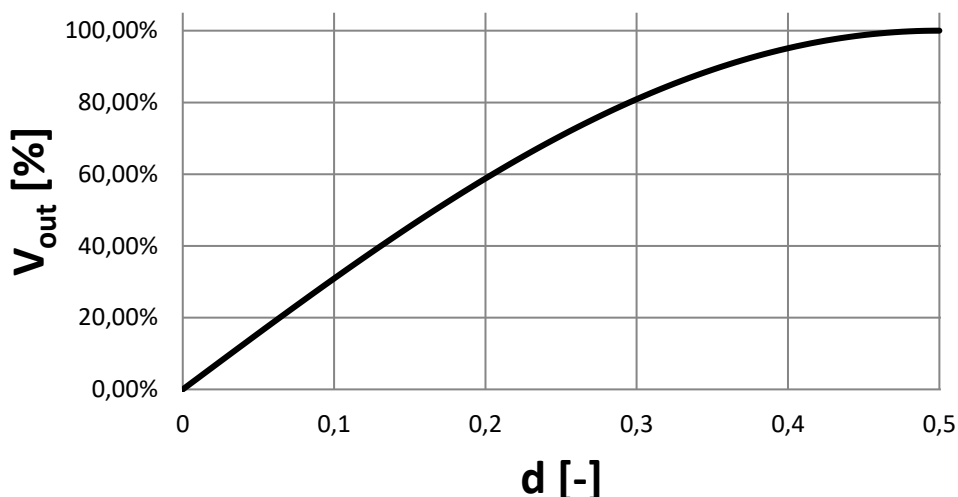
Pokud přijde požadavek na nízké výstupní napětí (nízká střída), základní PWM je nevýhodná. Transistor zapíná a vypíná v okamžicích, kdy se proud měničem blíží maximální hodnotě,



Obr. 5.2 - základní PWM - nízká střída

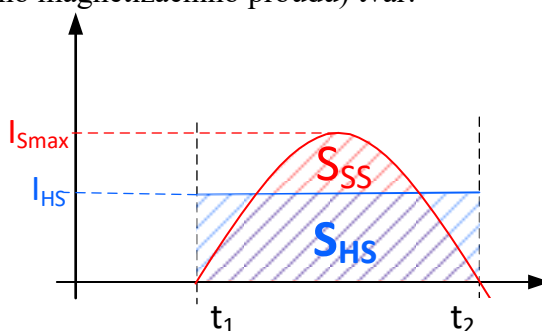
Výstupní napětí je v tomto případě dáno rovnicí:

$$U_{výst} = U_{vst} \cdot \sin(\pi \cdot d) \quad (5.1)$$



Obr. 5.3 - Závislost výstupního napětí na střídě -základní PWM

Z [7] je patrné, že v případě klasického tvrdě spínaného měniče s výstupní tlumivkou má proud primárem transformátoru (za předpokladu velmi vysoké magnetizační indukčnosti a tím téměř konstantního magnetizačního proudu) tvar:



Obr. 5.4 - Porovnání proudů při tvrdém a měkkém spínání

Pokud potřebujeme jak klasickým (tvrdě spínaným) tak „měkce“ spínaným rezonančním měničem přenést stejný výkon, je patrné, že plochy S_{SS} a S_{HS} z Obr. 5.4 se musejí rovnat. Jednoduše můžeme odvodit plochu tvrdě spínaného měniče.

$$S_{HS} = I_{HS} \cdot (t_2 - t_1) \quad (5.2)$$

Pokud měnič přenáší stejný výkon, je patrné, že:

$$S_{HS} = S_{SS} \quad (5.3)$$

Kde křivka obálky je sinusová funkce a tedy musí platit:

$$S_{SS} = \int_{t_1}^{t_2} i(t) dt \quad (5.4)$$

$$S_{SS} = \int_{t_1}^{t_2} I_{Smax} \cdot \sin(\omega t) dt \quad (5.5)$$

$$S_{SS} = I_{Smax} \cdot \frac{(\cos \omega t_1 - \cos \omega t_2)}{\omega} \quad (5.6)$$

Po dosazení za $t_1 = 0$ a $t_2 = \frac{1}{2f}$ do (5.6) dostáváme:

$$S_{SS} = \frac{I_{smax}}{\pi f} \quad (5.7)$$

Poté můžeme to samé dosadit do rovnice (5.2):

$$S_{HS} = I_{HS} \cdot \frac{1}{2f} \quad (5.8)$$

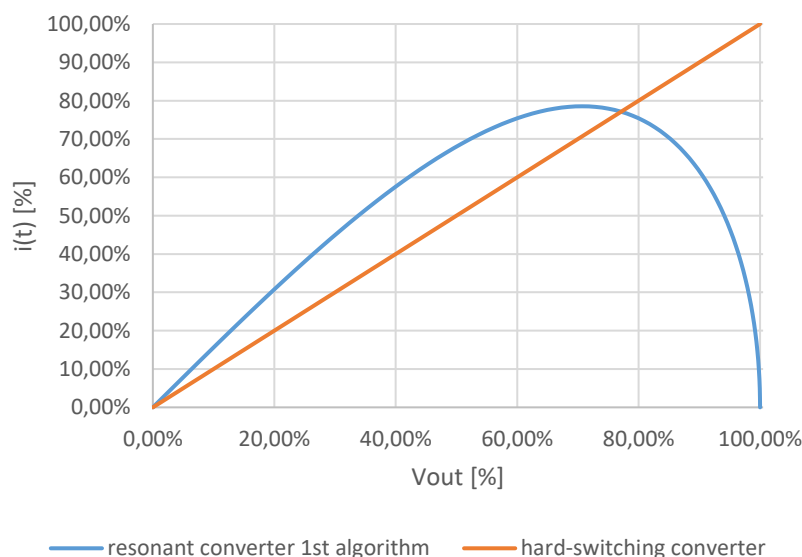
Dosazením (5.7) a (5.8) do (5.3) dostáváme:

$$\frac{I_{smax}}{\pi f} = I_{HS} \cdot \frac{1}{2f} \quad (5.9)$$

$$\frac{I_{smax}}{I_{HS}} = \frac{\pi}{2} \quad (5.10)$$

Pokud tedy předpokládáme stejný výstupní výkon a stejnou spínací frekvenci, teče tranzistorem rezonančního měniče špičkově vyšší proud, nicméně střední hodnota proudu je stejná, jsou stejné tedy i vodivostní ztráty. Rozdíl je při spínání. Tranzistor rezonančního měniče při sepnutí nepřebírá žádný proud od komplementárního tranzistoru a při rozepnutí vypíná proud nulový. Ztráty se tedy budou projevovat pouze přebíjením kapacit C_{DS} tranzistorů.

Pokud budeme chtít výstupní výkon regulovat, je nutné dobu sepnutí a vypnutí posouvat. Poté bude závislost v závislosti na výstupním napětí vypadat následovně:

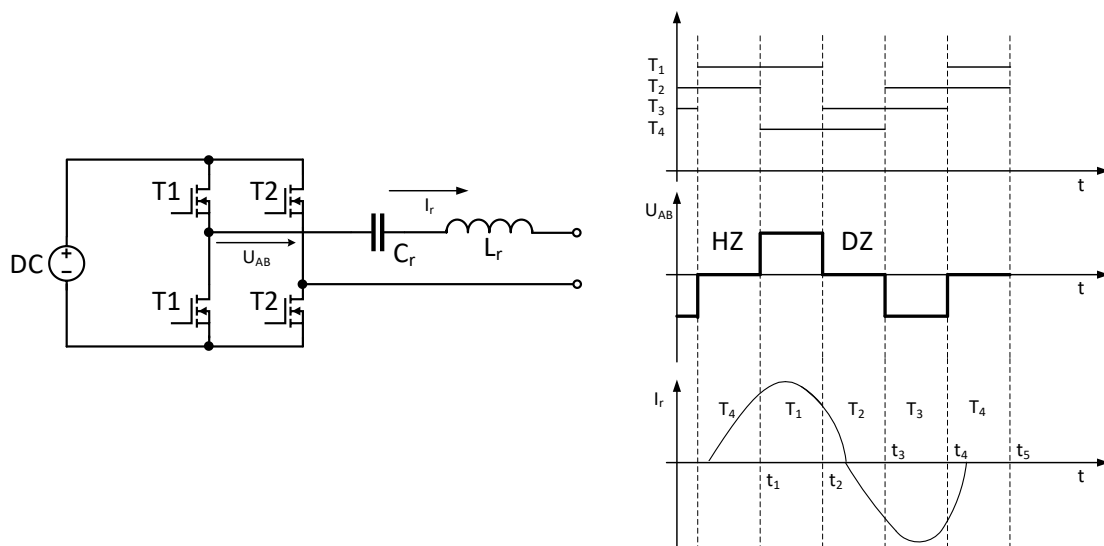


Obr. 5.5 - Závislost velikosti spínaného proudu v závislosti na výstupním napětí

Obr. 5.5 ukazuje očekávatelnou závislost velikosti spínaného proudu v závislosti na výstupním napětí, tedy i střídě. U klasického tvrdě spínaného měniče je velikost spínaného proudu přímo úměrná výstupnímu napětí, proto i spínací ztráty porostou přímo úměrně s velikostí výstupního napětí. U sériového rezonančního měniče je situace jiná,

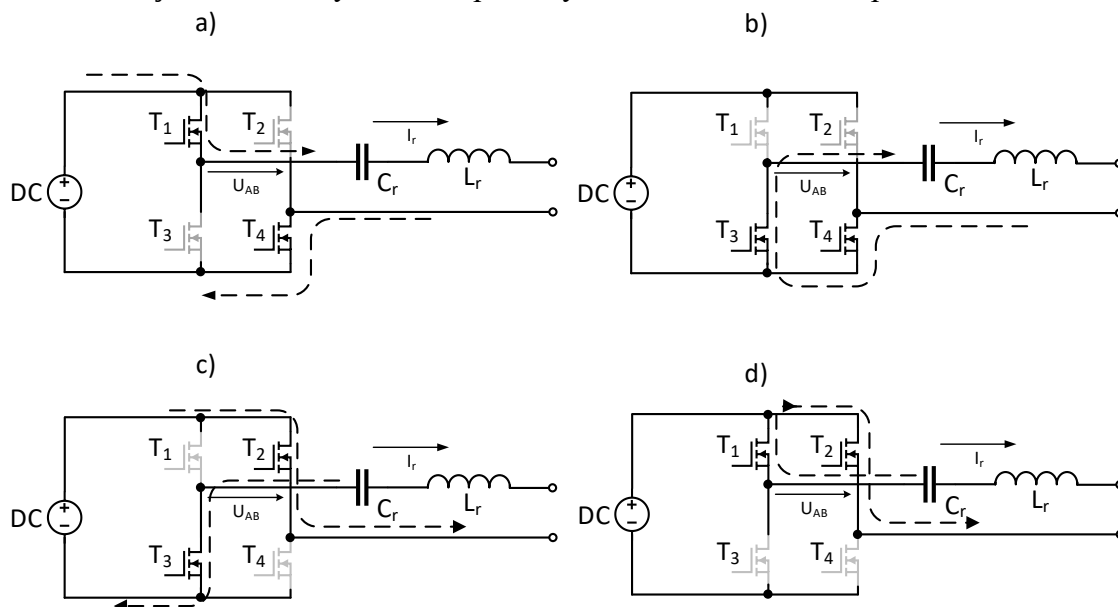
pokud požadujeme velmi malou střidu pro nízké výstupní napětí, spínáme poměrně velký proud, protože proud je omezen pouze velikostí rezonanční indukčnosti.

Pro pochopení základní funkce sériového rezonančního obvodu je třeba si rozkreslit jednotlivé veličiny rezonančního obvodu i při neideálním stavu, kdy je výstupní napětí nižší:



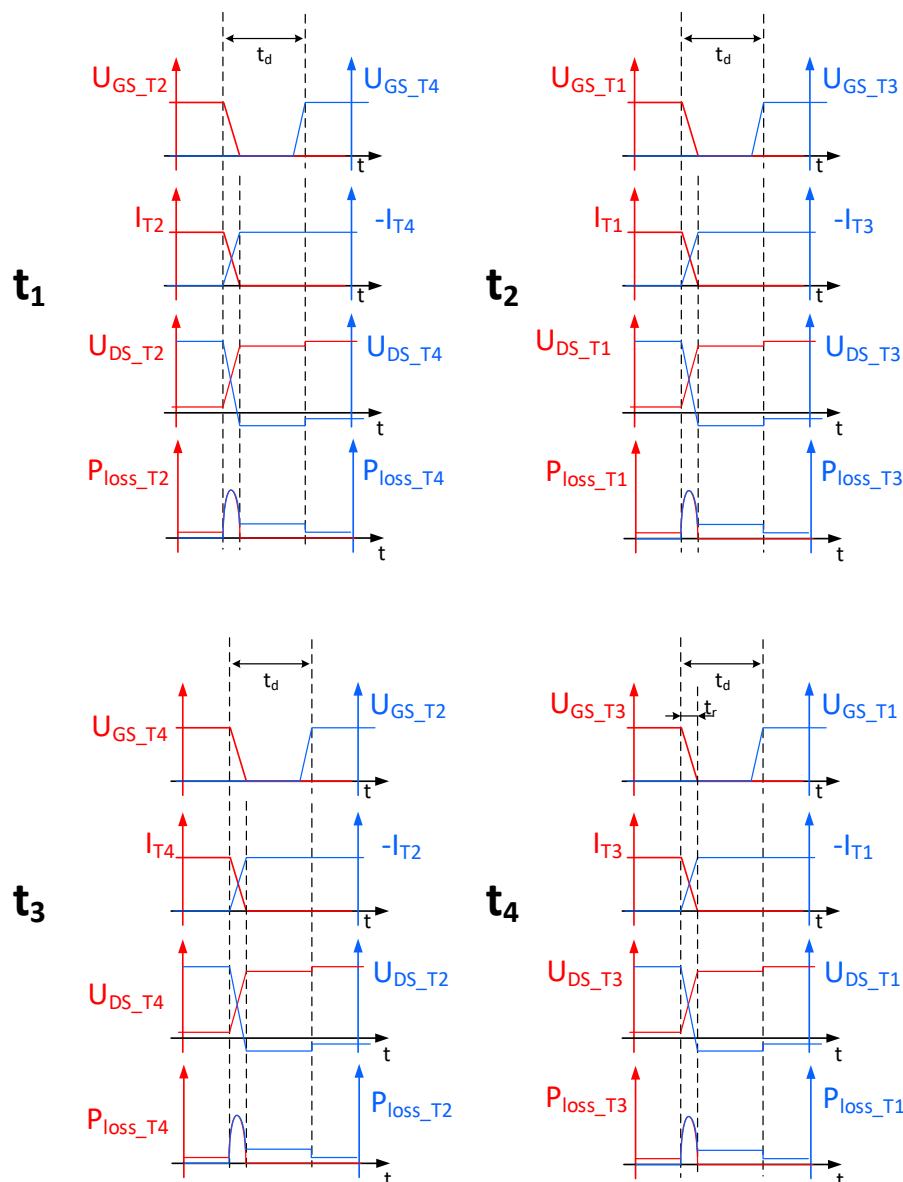
Obr. 5.6 - Základní průběhy a schéma sériového rezonančního obvodu

Na Obr. 5.6 jsou zobrazeny základní průběhy rezonančního obvodu při řízení střídou.



Obr. 5.7 - Rozfázování jednotlivých okamžiků podle sepnutí tranzistorů, a) přivedeno pozitivní napětí na rezonanční obvod, b) dolní zkrat, c) negativní napětí na rezonančním obvodu, d) horní zkrat

Pokud si projdeme časové okamžiky $T_1 - T_4$ na Obr. 5.6, tak tyto okamžiky přesně odpovídají směru proudů na Obr. 5.7.



Obr. 5.8 - Detail přepínacích dějů při změně stavu měniče

Jak je vidět na Obr. 5.8, v každém bodě vždy při vypínání přebírá proud komplementární tranzistor ve větvi. Při přepnutí tranzistorů se tedy na obou tranzistorech objeví výkonová ztráta. Pro jednodušší vysvětlení byla složitá funkce průběhu proudu a napětí na tranzistorech nahrazena lineární funkcí. Aktuální výkonová ztráta při přepínání je tedy závislá na době přepnutí (rise a fall time tranzistoru) a poté na ochranné době, kdy je proud veden antiparalelní parazitní diodou tranzistoru. Proto je poté možné vyjádřit ztrátu jako:

$$P_{loss} = \int_0^{t_r} u_{DS}(t) \cdot i_D(t) dt + \int_{t_r}^{t_d} u_{DS}(t) \cdot i_D(t) dt \quad (5.11)$$

První část rovnice (5.11) vyjadřuje čistě spínací ztrátu a druhá část rovnice vyjadřuje dobu vedení antiparalelní parazitické diody komplementárního tranzistoru. První část rovnice je závislá na třech základních parametrech. Je to doba sepnutí tranzistoru, která je pro daný tranzistor vyjádřena v datasheetu a jediná možnost, jak ji ovlivnit, je změnou budících odporů budiče tranzistoru. Druhým parametrem je DC linkové napětí, tento

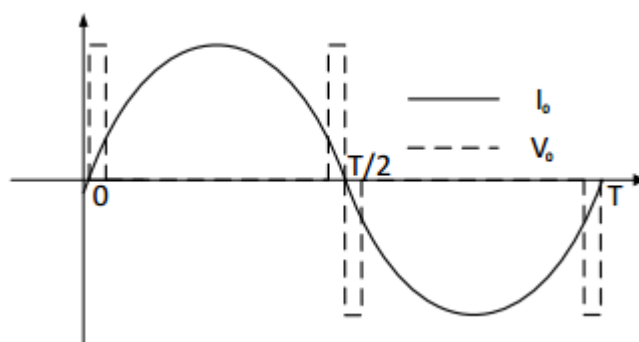
parametr lze ovlivnit pouze v případě použití různých resonant DC link topologií. Posledním ovlivnitelným parametrem je velikost spínaného proudu, což je jedna z možností, probíraná v této práci.

Druhá část rovnice (5.11) vyjadřuje vodivostní ztrátu způsobenou poměrně vysokým úbytkem napětí na parazitní diodě tranzistoru. Tuto ztrátu lze ovlivnit pouze optimalizací ochranné doby proti prohoření větve tranzistorů. Tedy doby, kdy se uplatňuje pouze dioda a nikoliv sepnutý kanál tranzistoru.

5.2 PWM 2. algoritmus

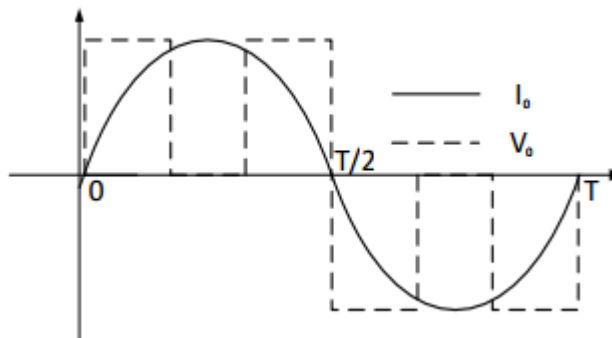
V předchozí kapitole byly nastíněny hlavní výhody a nevýhody používání změny střidy pro regulaci výstupního napětí. Nicméně za předpokladu sinusového odběru proudu lze měnič řídit ještě jiným způsobem, který je nazván jako 2. algoritmus.

Pokud měnič potřebuje pracovat s nízkým výstupním napětím – nízkou střidou, je výhodné použít navrhovaný tzv. 2. algoritmus, Obr. 5.9.



Obr. 5.9 - Navrhovaný 2. algoritmus PWM - nízká střída

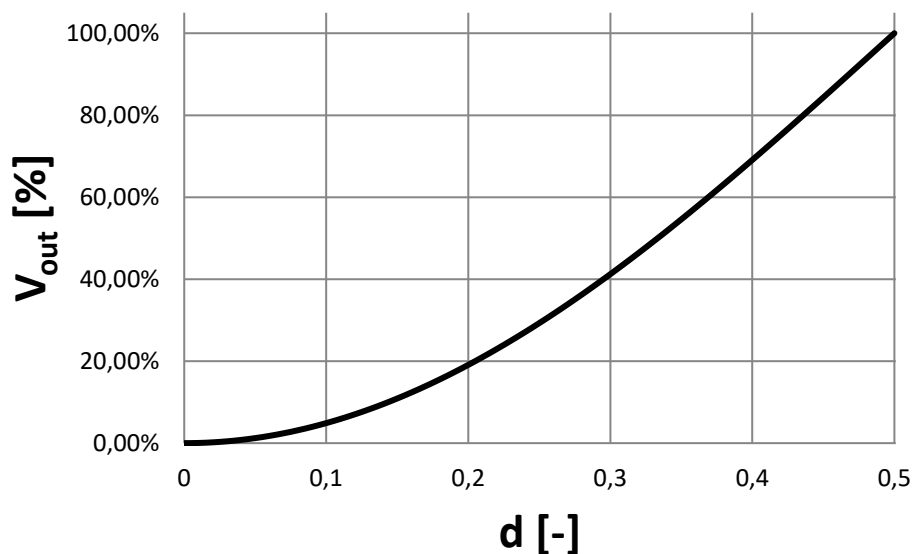
Jak lze vidět na Obr. 5.10, tento algoritmus není vhodný pro vyšší střidu, protože okamžitá hodnota spínaného proudu se blíží maximální hodnotě.



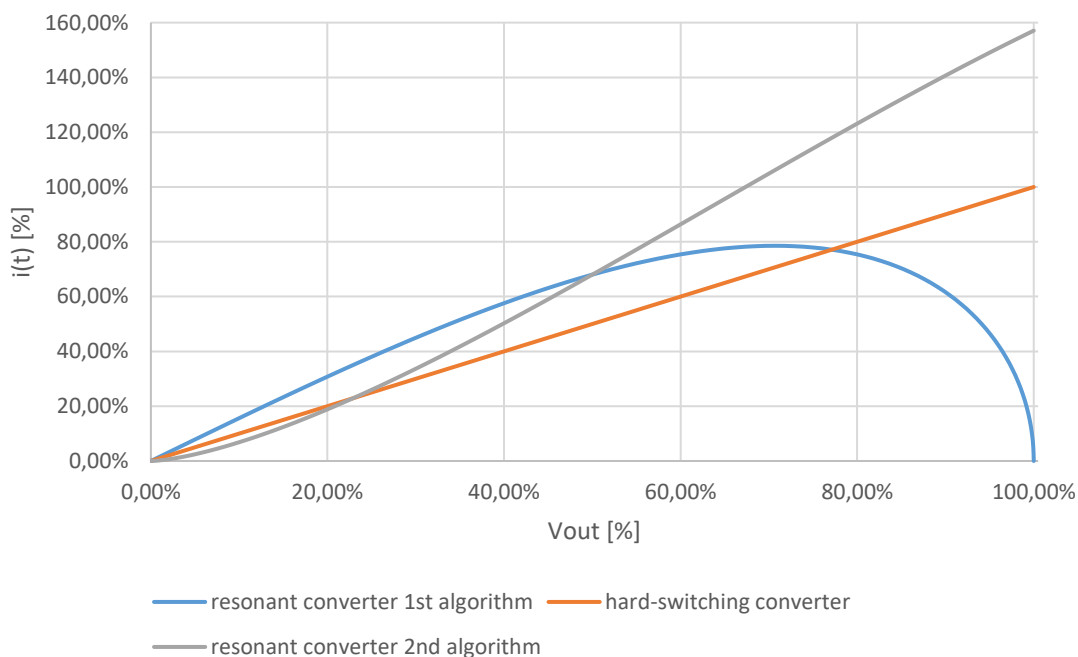
Obr. 5.10 - Navrhovaný 2. algoritmus PWM - vysoká střída

Hodnotu výstupního napětí sériového rezonančního měniče řízeného navrhovaným algoritmem lze vyjádřit jako:

$$U_{výst} = U_{vst} \cdot (1 - \cos(\pi \cdot d)) \quad (5.12)$$



Obr. 5.11 - Závislost výstupního napětí na střídě při použití navrhovaného algoritmu



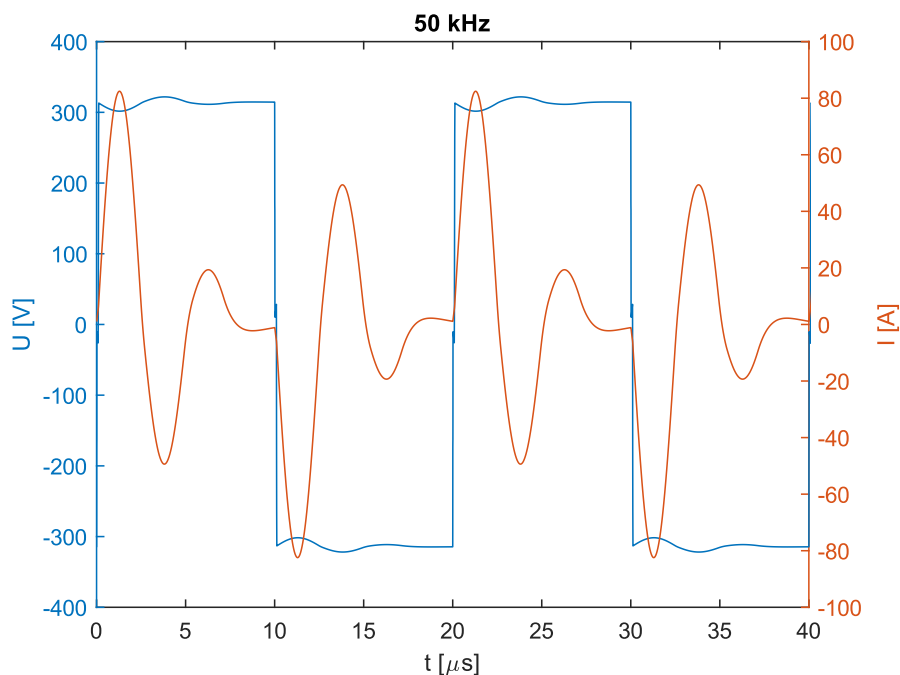
Obr. 5.12 - Srovnání závislosti výstupního napětí a velikosti spínaného proudu

Z Obr. 5.12 je patrné, že klasická regulace pomocí PWM 1. algoritmus vykazuje nižší spínaný proud přibližně od 80% výstupního napětí, zatímco PWM 2. algoritmus se chová nejlépe do 20% výstupního napětí.

5.3 Frekvenční řízení

Výstupní napětí je možné regulovat také změnou spínací frekvence při zachování plné střídý.

Při spínání nižší frekvencí, než je rezonanční, dochází k vybuzení několika rezonančních kmitů, počet a tvar závisí na pouze na tlumení, které je v tomto případě dáno zátěží a jím odebíraného výkonu.

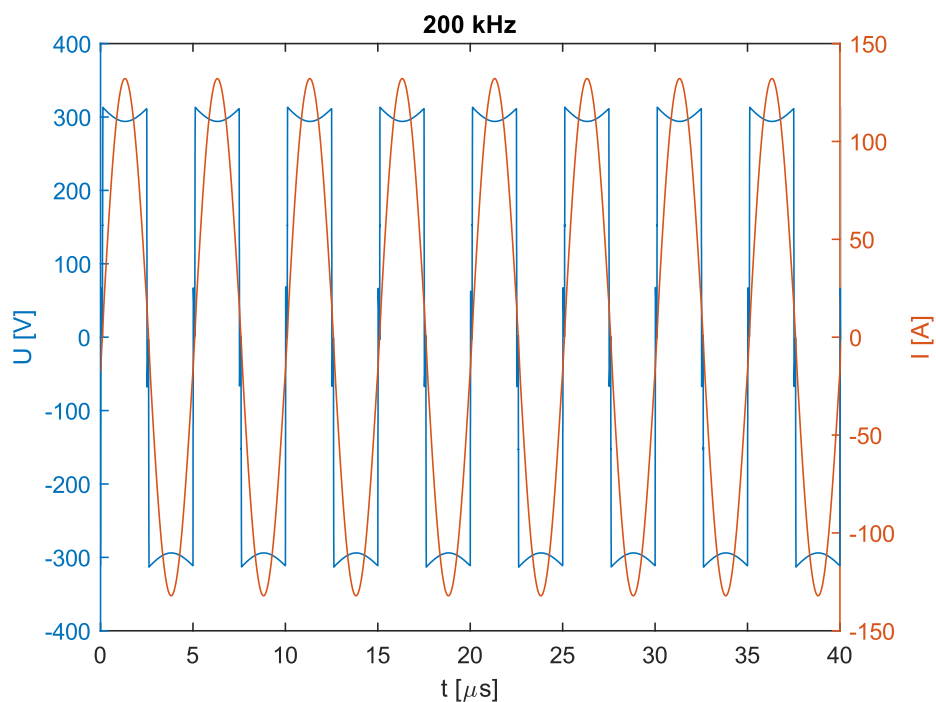


Obr. 5.13 - Průběh napětí a proudu při spínání 50 kHz ($f_r = 200$ kHz)

Na Obr. 5.13 je znázorněn stav a průběh ze simulace. Tento stav ukazuje průběhy při spínání na výrazně nižší frekvenci, než je frekvence rezonanční. Tím, že spínáme obvod na výrazně nižších frekvencích, budou i spínací ztráty nižší. Výhoda tohoto druhu regulace, rozumějme spínáním na nižší, než rezonanční frekvenci, je spínání i vypínání při nulovém proudu. Toto platí při splnění nerovnosti

$$f_{sw} \ll f_r \quad (5.13)$$

Tedy spínací frekvence je výrazně nižší, než rezonanční a zároveň je rezonanční obvod dostatečně tlumený, aby se rezonanční proud stihl vrátit na nulu během jednoho spínacího cyklu. Toto platí například v situaci na Obr. 5.13. Tato situace má sice výhodu ve velmi nízkých spínacích ztrátách, nicméně je tato výhoda vyrovnána velkým zvlněním výstupního napětí, které může být limitující pro některé aplikace.

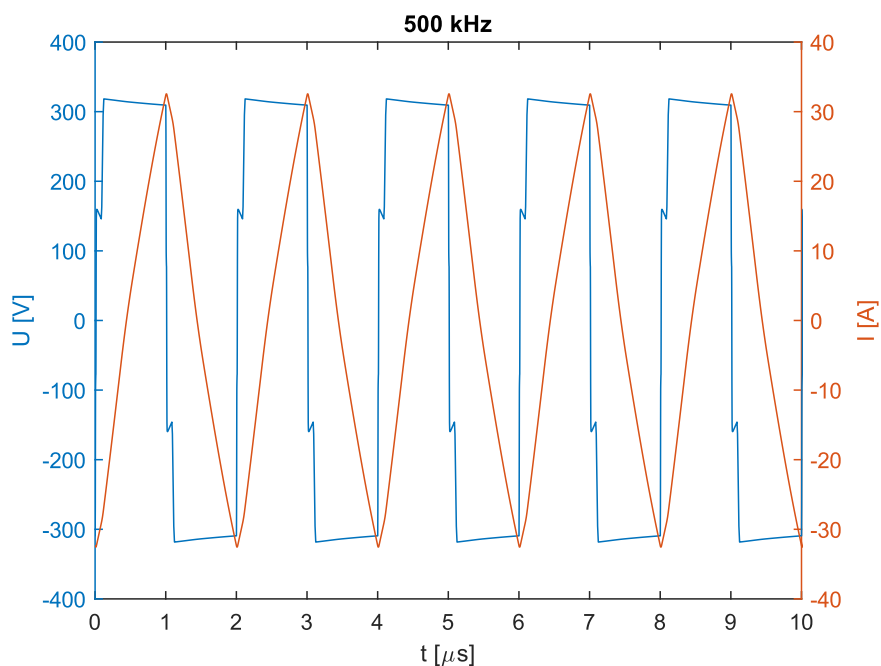


Obr. 5.14 - Průběh napětí a proudu při spínání 200 kHz ($f_r = 200$ kHz)

Na Obr. 5.14 je zobrazeno přesné rezonanční spínání, tento stav by měl znamenat co možná nejnížší spínací ztráty. Při spínání vyšší frekvenci alespoň podle rovnice (5.14)

$$f_{sw} > 2f_r \quad (5.14)$$

už dochází k situaci, kdy se rezonanční kondenzátor přestane projevovat a spínaný proud je dán už pouze rezonanční indukčností.



Obr. 5.15 Průběh napětí a proudu při spínání 500 kHz ($f_r = 200$ kHz)

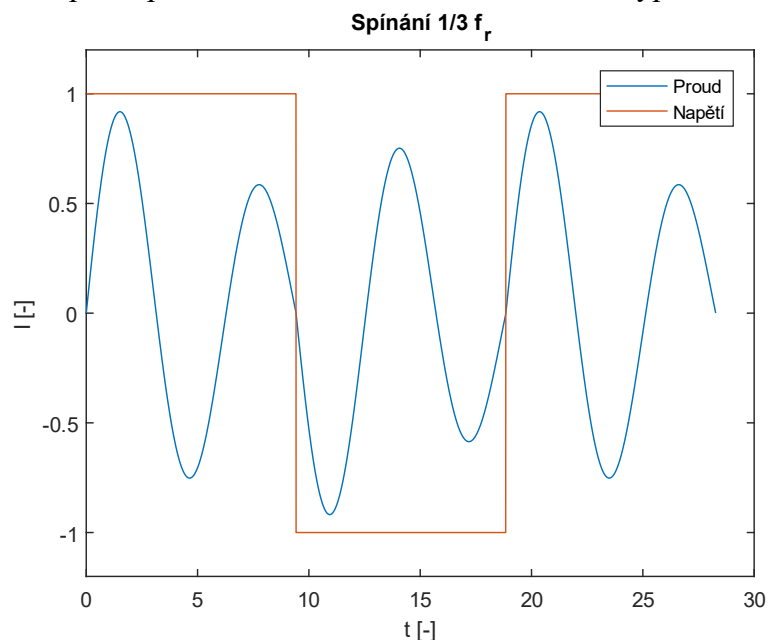
Při splnění nerovnosti $f_{sw} > 2f_r$ je poté už možné zvyšovat spínací frekvenci lineárně pro přesnou lineární regulaci výstupního napětí.

Pro dosažení malých spínacích ztrát je možné použít ještě jeden způsob v podobě spínání s frekvencí nižší, než je rezonanční v definovaných krocích. Rezonanční proud vždy prochází nulou v definovaných momentech.

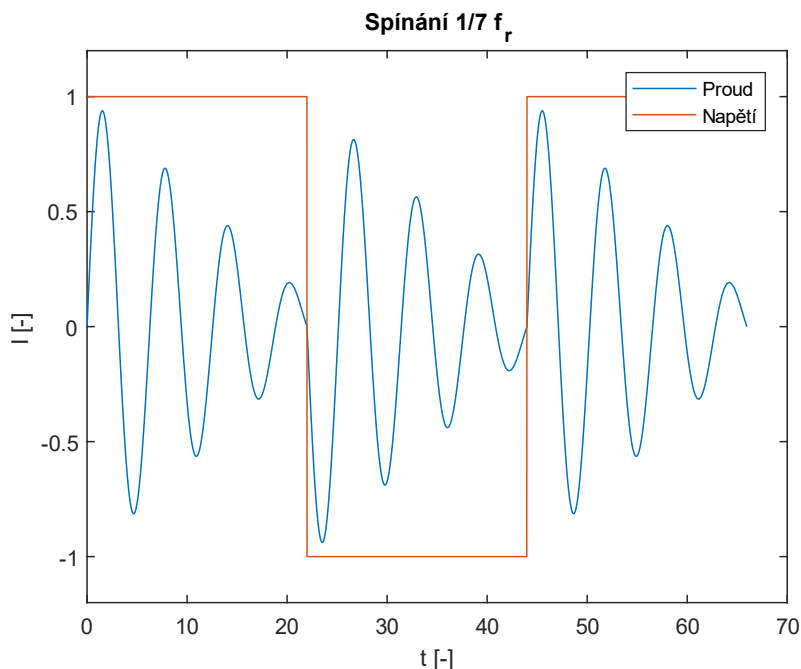
Spínací frekvenci k dosažení těchto podmínek lze vyjádřit následovně:

$$f_{sw} = \frac{1}{2k+1} \cdot f_r \quad \text{kde } k = 1, 2, 3 \dots \quad (5.15)$$

Poté by průběh napětí a proudů rezonančním obvodem mohl vypadat takto:



Obr. 5.16 - Spínání rezonančního obvodu při $1/3 f_r$



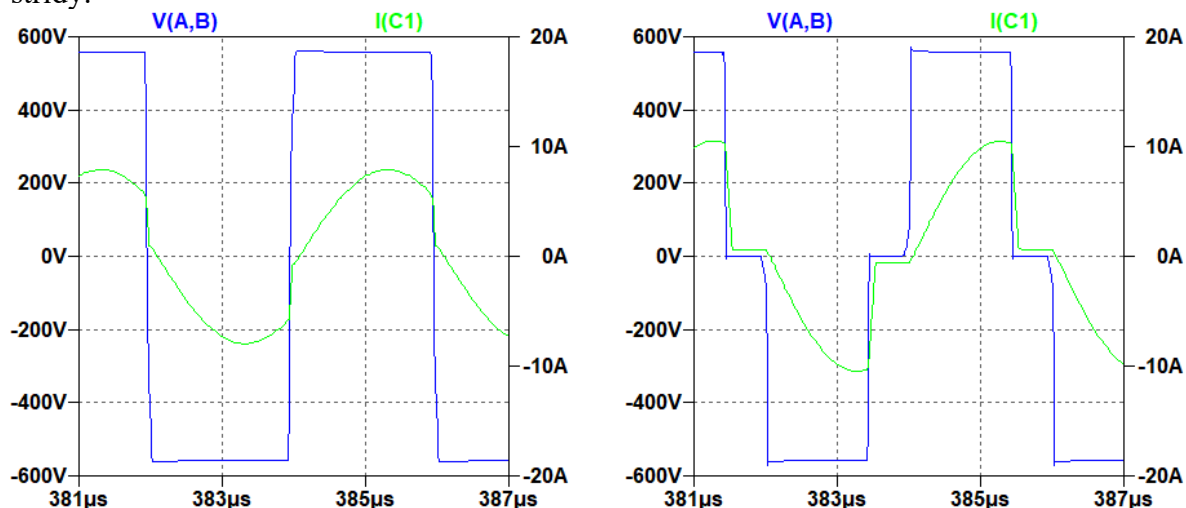
Obr. 5.17 - Spínání při $1/7 f_r$

Tento způsob regulace má sice výrazně menší ztráty, nicméně je třeba počítat s nemožností řídit výstupní napětí plynule, ale v definovaných krocích, podle spínací frekvence. Dále se k tomuto typu regulace váže i výrazné zvlnění výstupního napětí, zvláště pak při použití velmi nízké spínací frekvence vůči rezonanční. Tento nedostatek

lze částečně kompenzovat použitím výstupního filtru, nicméně výstupní filtr znamená vyšší cenu, hmotnost a také snížení regulační odezvy pro případné skokové nebo velmi rychlé změny zátěže.

5.4 Kombinace frekvence a PWM

Tento způsob regulace zahrnuje výše zmíněnou změnu frekvence a zároveň i změnu střidy.



Obr. 5.18 - Kombinace zvyšování frekvence a změny střidy, $f_r = 200$ kHz; $f_{sw} = 250$ kHz, vlevo $d = 100\%$, vpravo $d = 80\%$

Na Obr. 5.18 je znázorněna závislost proudu rezonančním obvodem na přiloženém napětí při spínací frekvenci mírně vyšší, než je rezonanční. Tímto způsobem je možné řídit výstupní napětí jak změnou střidy, tak přizpůsobením rezonanční frekvence.

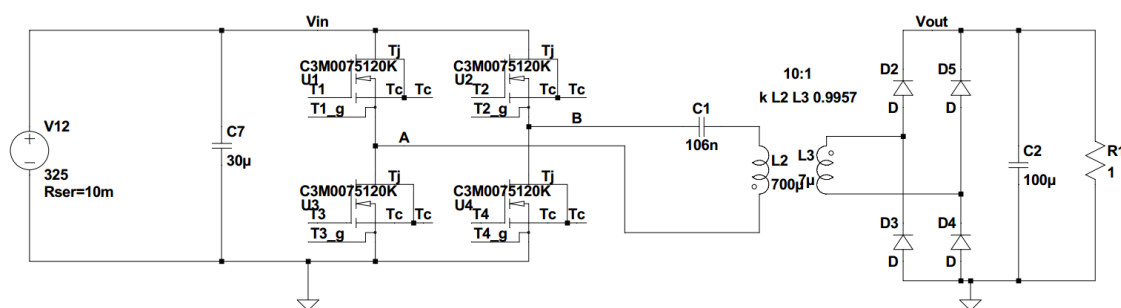
5.5 Předřazený snižující měnič

Další možností, jak využít výhod sériového rezonančního měniče, je nechat ho pracovat s maximální střidou na rezonančním kmitočtu, ale napájet jej ze zdroje proměnného napětí. Zdroj by mohl být tvořen např. snižujícím měničem s odlehčovacím obvodem, tj. měničem pracujícím v prvním kvadrantu. Díky tomuto zapojení bychom měli být schopni využít výhod obou měničů - vysoký spínací kmitočet rezonančního měniče a říditelnost snižujícího měniče.

6 Ověření teoretických předpokladů simulacemi

Pro analýzu a lepší porozumění chování sériového rezonančního měniče je vhodné tento obvod nasimulovat v nějakém vhodném prostředí. Pro prvotní pochopení bylo vybráno prostředí Matlab/Simulink s knihovnou `simpowersystems`. Matlab sice obsahuje množství nástrojů pro analýzu a matematické výpočty, nicméně pro analýzu detailního chování spínaných obvodů vhodný není.

Pro detailní analýzu obvodu, včetně spínacích ztrát, které nás zajímají nejvíce, byl vybrán nástroj LTSpice od firmy Analog (dříve Linear Technologies). Tento software obsahuje spoustu nástrojů pro simulaci a následnou analýzu spínaných zdrojů. Další velkou výhodou může být dostupnost zdarma a široká komunita příznivců. Dále spousta výrobců různých integrovaných obvodů nebo výrobců tranzistorů nabízí modely svých součástek pro tento program. Toho s výhodou využijeme, protože námi uvažovaný tranzistor je jako model dostupný pro LTSpice, proto lze velmi přesně vidět jeho chování v obvodu a spočítat i spínací ztráty.



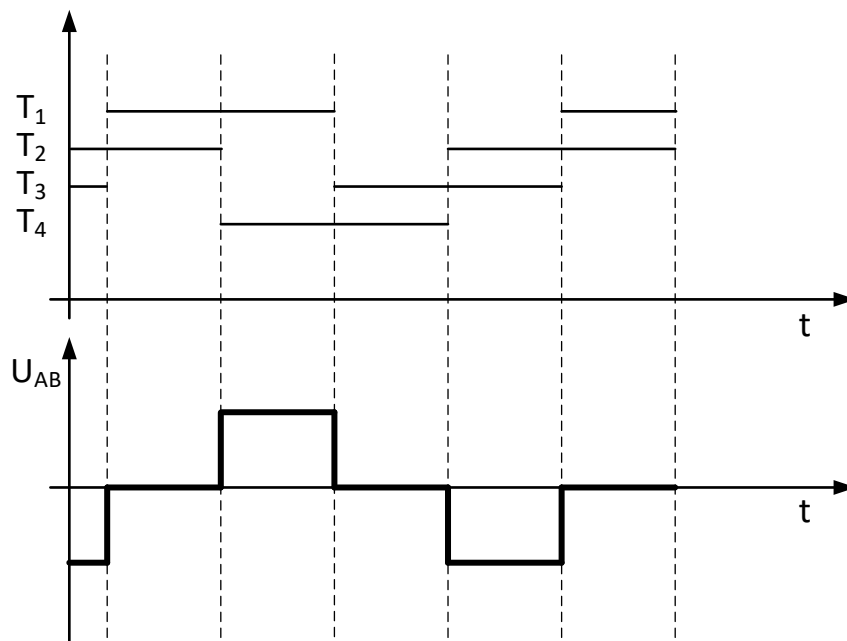
Obr. 6.1 - Schéma simulovaného obvodu

Schéma simulovaného obvodu je velmi jednoduché, vstup tvoří DC zdroj – tento zdroj představuje jednofázovou usměrňovanou síť. Dále je zde přítomen DC link kondenzátor, v reálné aplikaci se nejedná o jediný kondenzátor, ale o paralelní zapojení několika foliových polypropylenových a keramických kondenzátorů různých velikostí pro dosažení co možná nejmenší parazitní indukčnosti na cestě k tranzistorům. Následuje tranzistorový můstek složený z modelů C3M0075120K. Každý tranzistor je osazen RC odlehčovacím obvodem.

6.1 Rezonanční měnič PWM

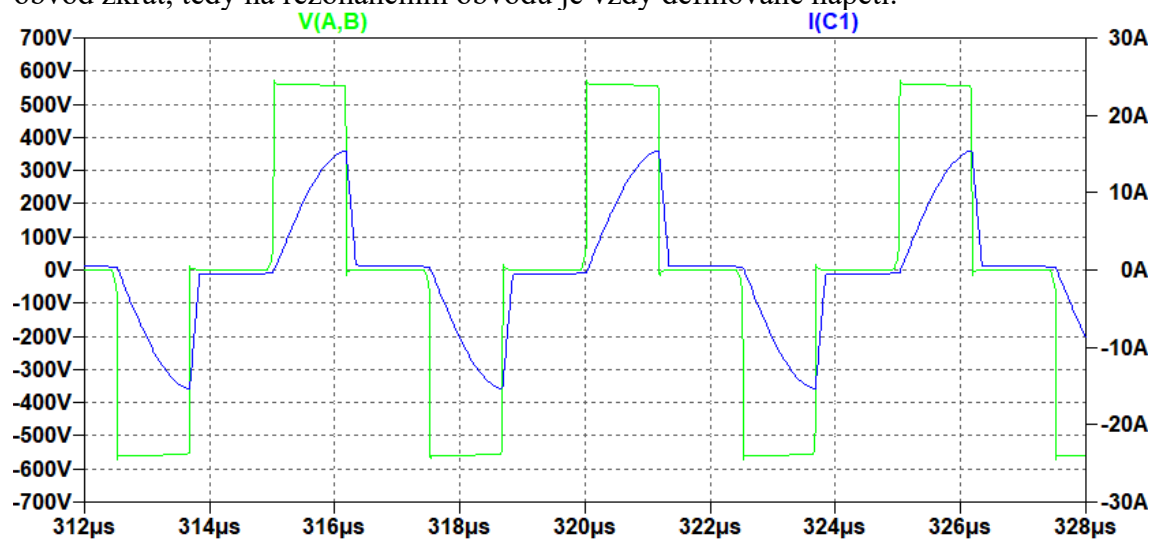
Pro generování PWM v měniči použijeme tzv. phase – shift řízení. Toto řízení má, na rozdíl od druhé možnosti, v každém okamžiku napětí na rezonančním obvodu definované. Tranzistory budou sepnuté vždy přesně půl spínací periody a napětí bude generováno fázovým posunutím větví H můstku mezi sebou.

Druhou výhodou tohoto způsobu generování PWM je, že nejsou potřeba diskretní antiparalelní diody k tranzistorům.

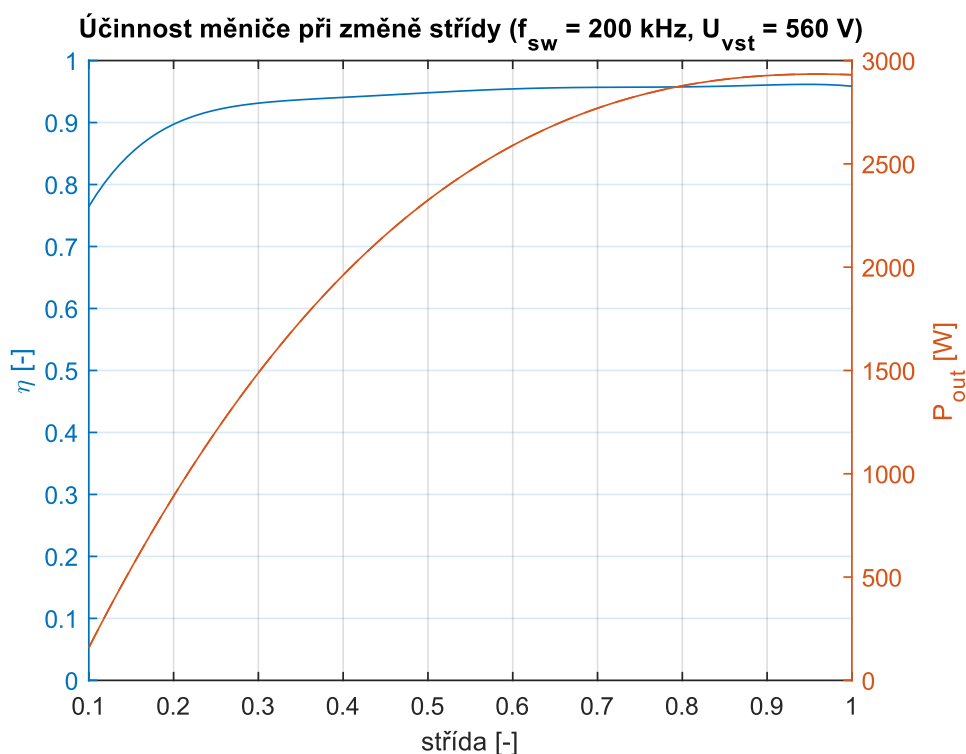


Obr. 6.2 - Popis generování napětí fázovým posunem spínání tranzistorů v můstku

Obr. 6.2 ukazuje příklad generování napětí na rezonančním obvodu posunem mezi spínáním tranzistorů T_1 a T_2 . T_3 je komplementární k T_1 a T_4 je komplementární k T_2 . Sepnutím tranzistorů T_1 a T_4 přivedeme na rezonanční obvod kladné napětí, sepnutím T_2 a T_3 napětí záporné. Při současném sepnutí T_1 a T_2 nebo T_3 a T_4 přivedeme na rezonanční obvod zkrat, tedy na rezonančním obvodu je vždy definované napětí.



Obr. 6.3 - Průběh napětí a proudu v rezonančním obvodu při $f_{sw} = 200 \text{ kHz}$ a $D = 50\%$

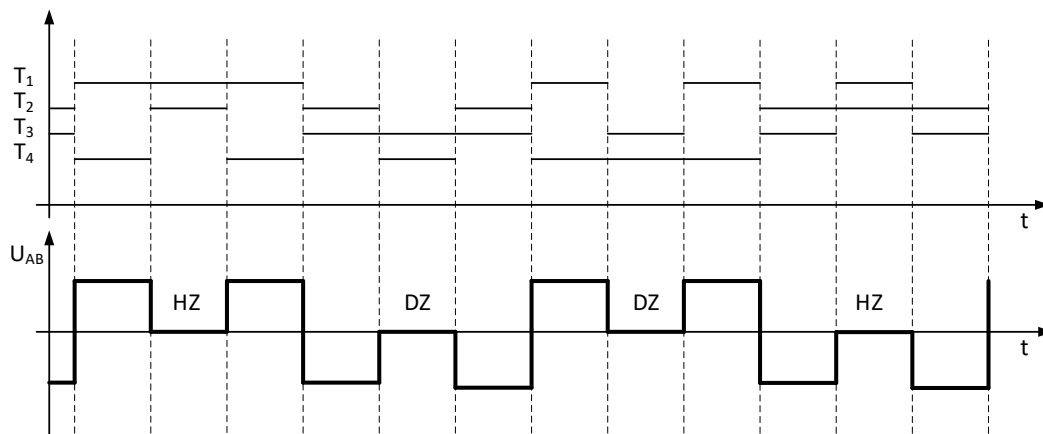


Obr. 6.4 - Účinnost měniče při změně střidy a výstupní výkon při 560 U_{vst}

Při napájení z třífázové (560 V na stejnosměrném meziobvodu) dosahuje měnič až 96% účinnost při 3 kW výstupního výkonu.

6.2 Rezonance s 2. alg PWM

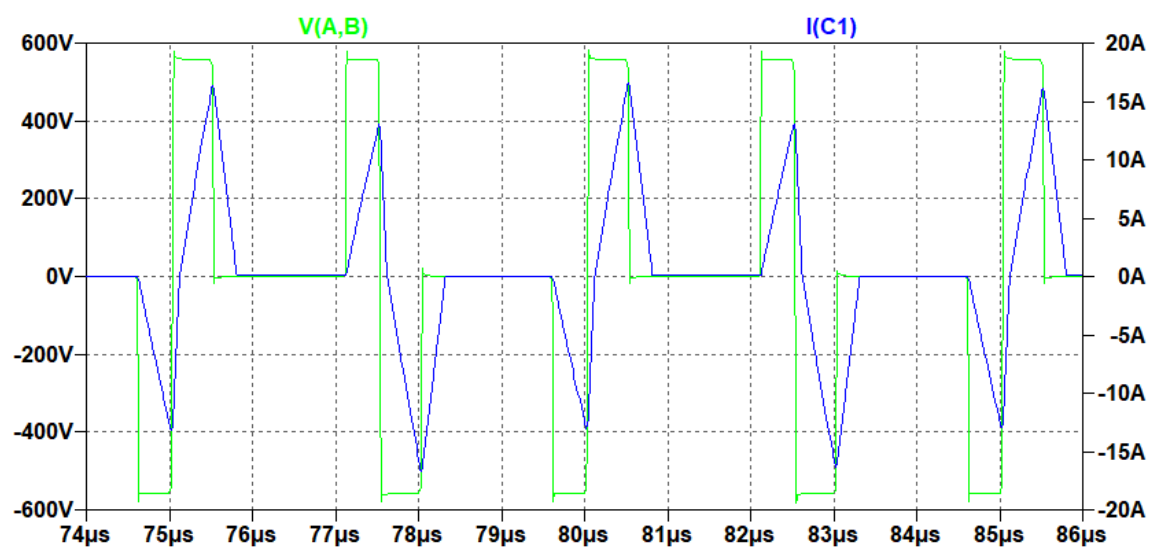
Pro řízení plného můstku je použito spínání tranzistorů pro vyrovnaní a rozložení spínacích a vodivostních ztrát na každý tranzistor stejně.



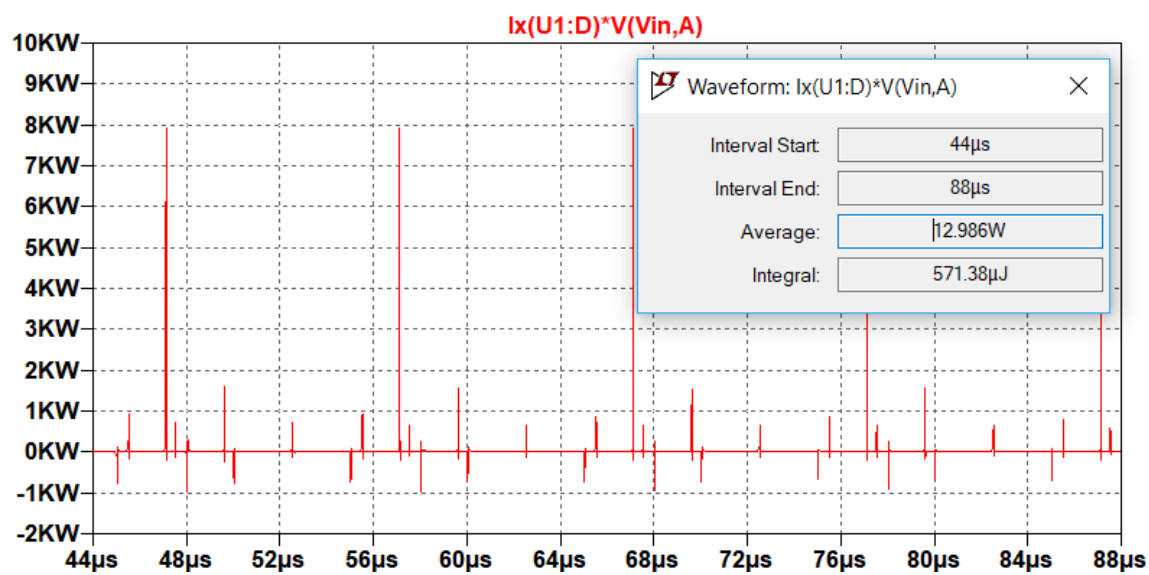
Obr. 6.5 - Ukázka generování spínacích impulzů pro jednotlivé tranzistory

Obr. 6.5 ukazuje logiku pro spínání jednotlivých tranzistorů, výsledná kombinace poté vytvoří požadované napětí na rezonančním meziobvodu. Ukázka průběhu napětí a proudu na rezonančním obvodu je poté zobrazena na Obr. 6.6.

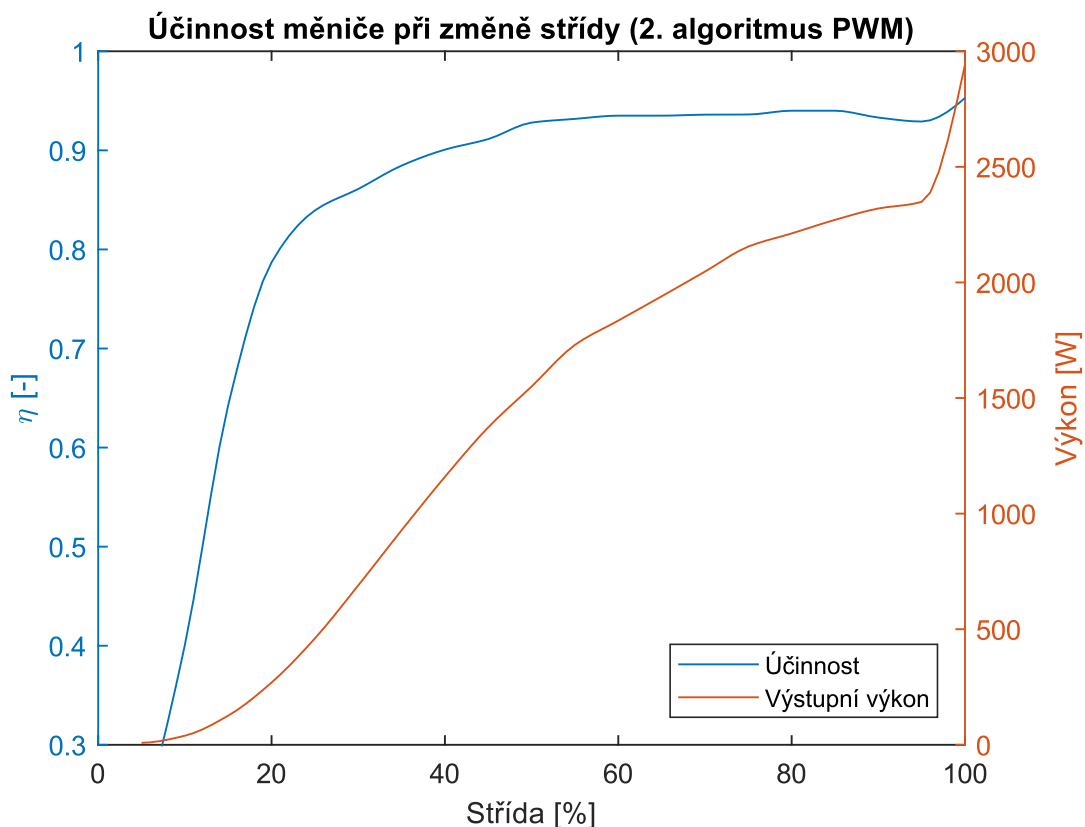
Spínané zdroje



Obr. 6.6 - Průběh napětí a proudů na rezonančním obvodu při použití 2. algoritmu



Obr. 6.7 - Ztráty na tranzistoru T1 při výstupním výkonu 1100 W

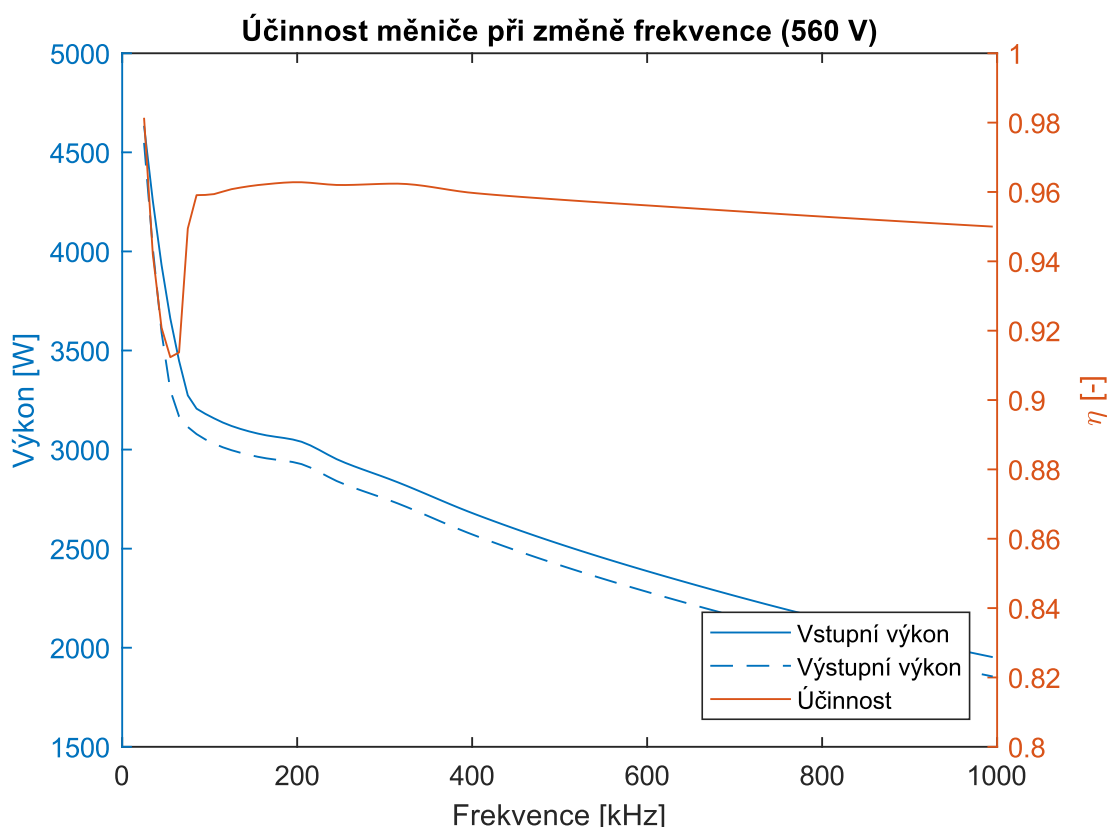


Obr. 6.8 - Účinnost měniče při změně střídý a výstupní výkon při $560 U_{vst}$

Obr. 6.8 ukazuje velikost výstupního výkonu v závislosti na změně střídý spolu s účinností měniče. Při napájení z třífázové usměrněné sítě, tedy 560 V na stejnosměrném meziobvodu, dosahuje měnič 95% účinnosti při výstupním výkonu 2.8 kW.

6.3 Frekvenční řízení

Frekvenční řízení znamená řízení změnou frekvence spínacího kmitočtu při zachování plné střídý.



Obr. 6.9 - Účinnost měniče při změně spínací frekvence při $U_{vst} = 560$ V

Pokud nebudeme uvažovat extrémní případy pod 10 kHz a nad 1 MHz, lze považovat účinnost za přibližně konstantní, překračující až 96% hranici účinnosti.

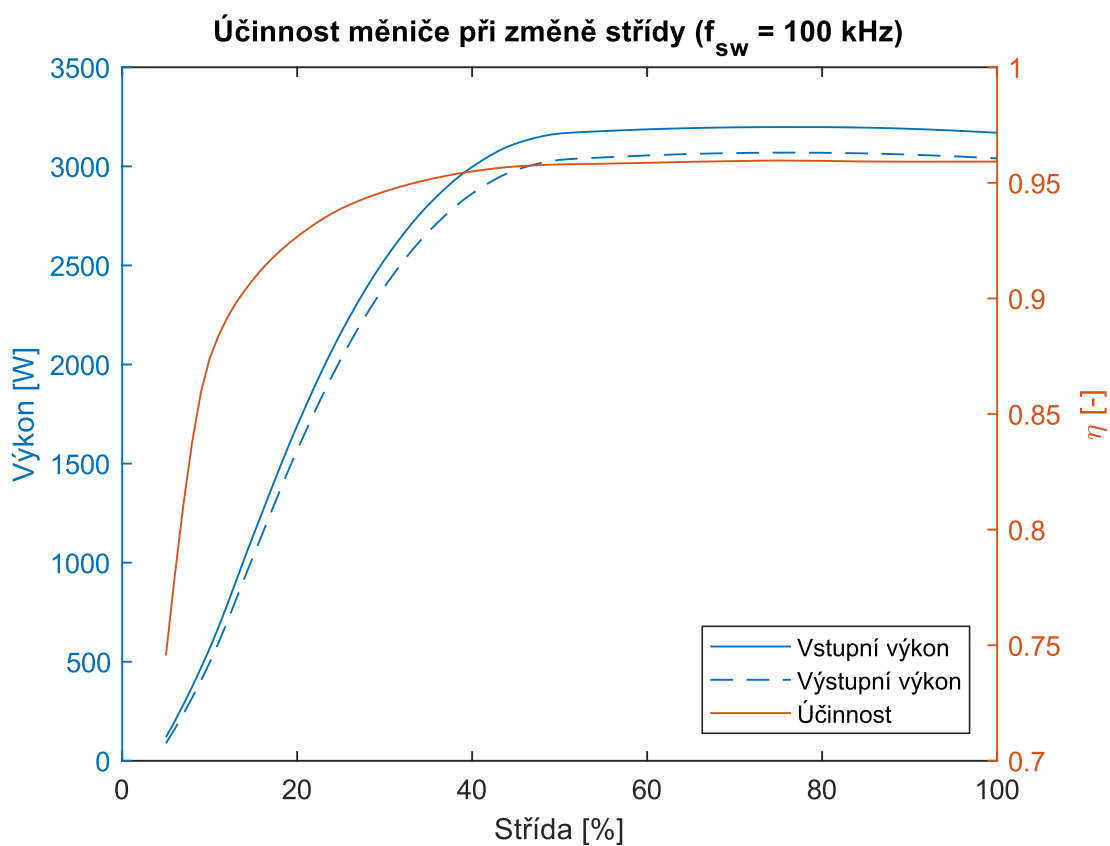
Je tedy možné velmi lehce tímto způsobem regulovat výstupní výkon od přibližně 3 kW po 2.5 kW.

Na Obr. 6.9 je zobrazena poněkud paradoxní situace, kdy na velmi nízké spínací frekvenci vzhledem k rezonanční dosahuje měnič vysokého výstupního výkonu. Tato skutečnost je dána vysokou zátěží a principiálním chováním sériového rezonančního měniče, kdy při vysokých rozdílech výstupního a vstupního napětí dochází k výrazným proudovým impulzům v měniči. Vysoký rozdíl výstupního napětí je dán zejména vysokou zátěží (1 Ω), velmi malým spínacím kmitočtem a nízkou kapacitou výstupního kondenzátoru. Výsledkem těchto skutečností je rovněž výrazné zvlnění výstupního napětí.

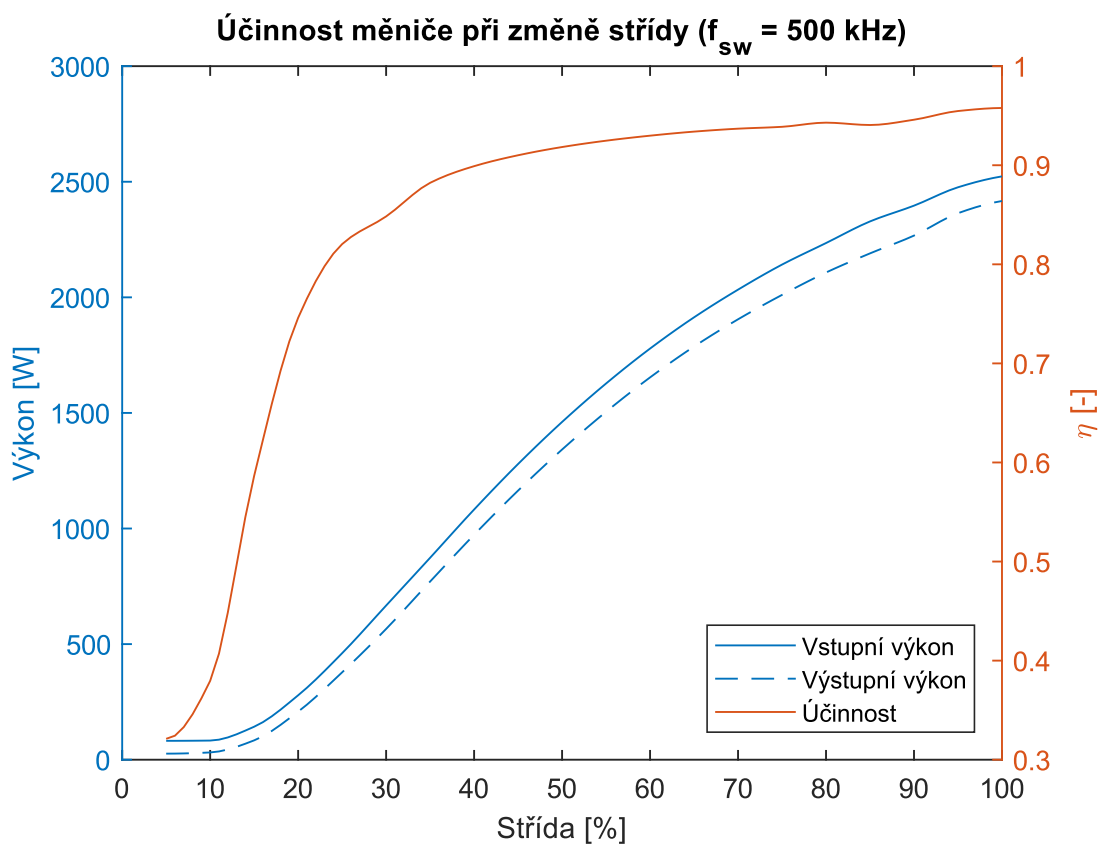
Proto má měnič sice vysoký výkon na zdánlivě malé spínací frekvenci, ale silně pulzní. Reálně by při tomto způsobu hrozilo zničení tranzistorů silnými pulzními proudy.

6.4 Kombinace PWM a změny frekvence

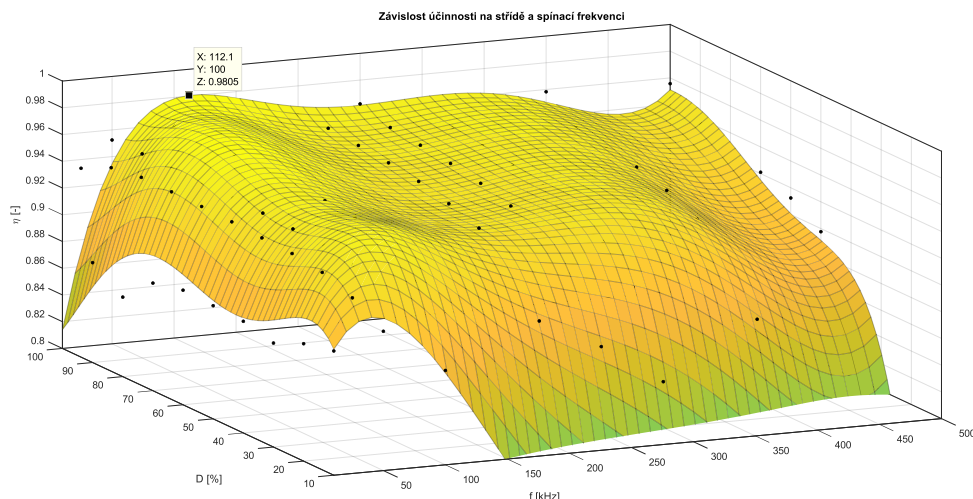
Kombinace PWM a změny frekvence vychází z dvou předchozích navržených způsobů a výsledná účinnost je zobrazena níže:



Obr. 6.10 - Účinnost měniče při změně střídý ($f_{sw} = 100 \text{ kHz}$)



Obr. 6.11 Účinnost měniče při změně střídý ($f_{sw} = 500 \text{ kHz}$)

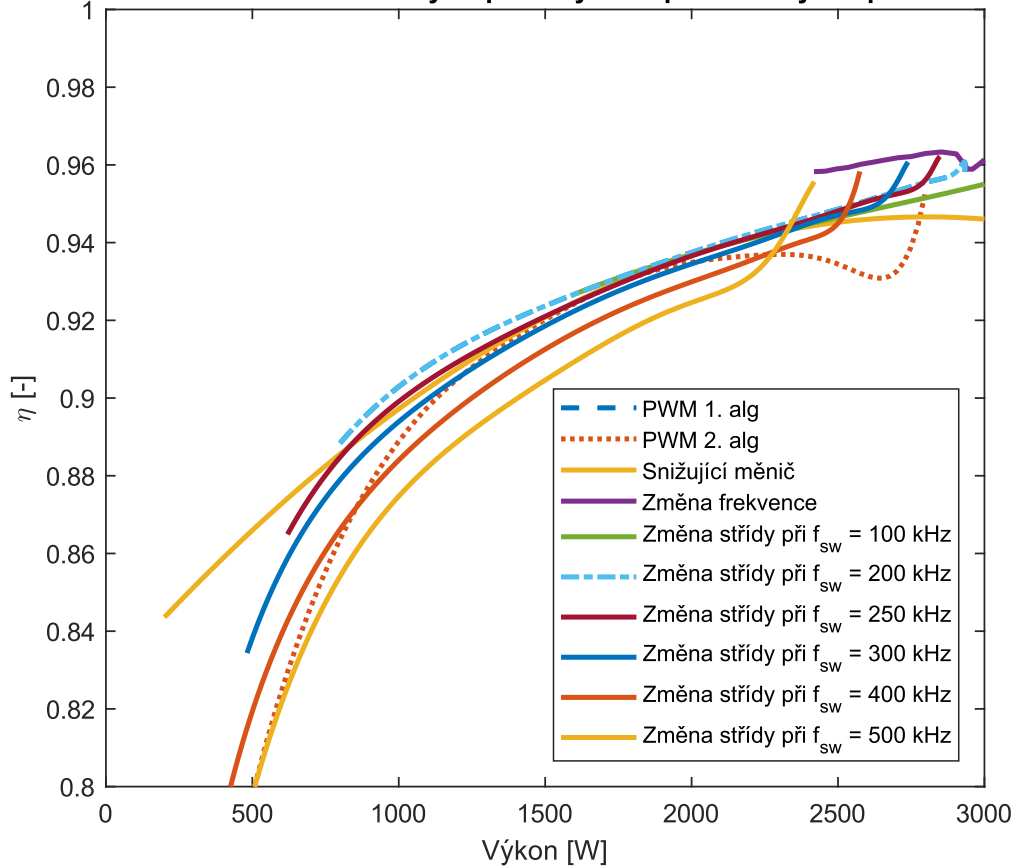


Obr. 6.12 - Závislost účinnosti na změně střídě a změně frekvence

6.5 Shrnutí

V předchozích kapitolách byly zobrazeny výsledky jednotlivých simulací. Pokud se budeme soustředit na nejlepší účinnost měniče v závislosti na výstupním výkonu, je možné výsledky simulací sloučit do jednoho grafu:

Závislost účinnosti měniče na výstupním výkonu při rozdílných způsobech řízení



Obr. 6.13 - Závislost účinnosti na výstupním výkonu - porovnání všech navrhovaných způsobů řízení

Z Obr. 6.13 je patrná původní premisa - každý způsob řízení má jiný vliv na účinnost celého měniče při podobných výstupních výkonech.

Jako nejúčinnější se v širokém rozsahu výkonu zdá být řízení změnou střidy na rezonanční frekvenci (1. algoritmus).

2. navrhovaný algoritmus se ukazuje být méně účinný a podle předpokladu mu klesá účinnost při přibližování se k maximu výkonu, tedy téměř maximální střidě, při maximálním výkonu je střída už spojitá a proto tento způsob dosahuje stejného výkonu a účinnosti jako 1. algoritmus.

Jako nejúčinnější se jeví použití změny spínací frekvence, ale jen na vysokém výstupním výkonu. Pro nízký výkon (<500W) dosahuje nejvyšší účinnosti zapojení s předřazeným snižujícím měničem.

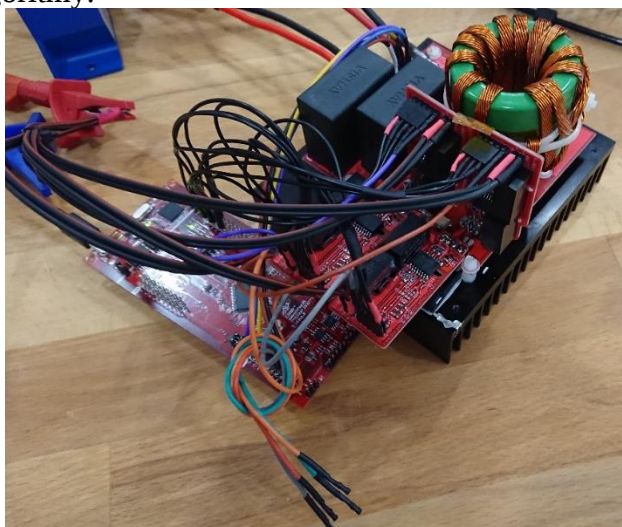
7 Realizovaný funkční vzorek

V rámci práce byly realizovány dva funkční vzorky, první funkční vzorek byl založen na tranzistorech CoolMOS a byl tedy vhodný pouze pro práci s jednofázovou usměrněnou sítí. Nicméně, kvůli problémům s budiči tranzistorů byl vyvinut 2. vzorek, založený na nejnovější 3. generaci SiC MOSFET tranzistorů Cree. Pro nové tranzistory bylo nutné vyvinout i nové budicí obvody schopné odolávat extrémním strmostem napětí na ovládaných tranzistorech a velmi rychle reagovat na chybové proudy ().

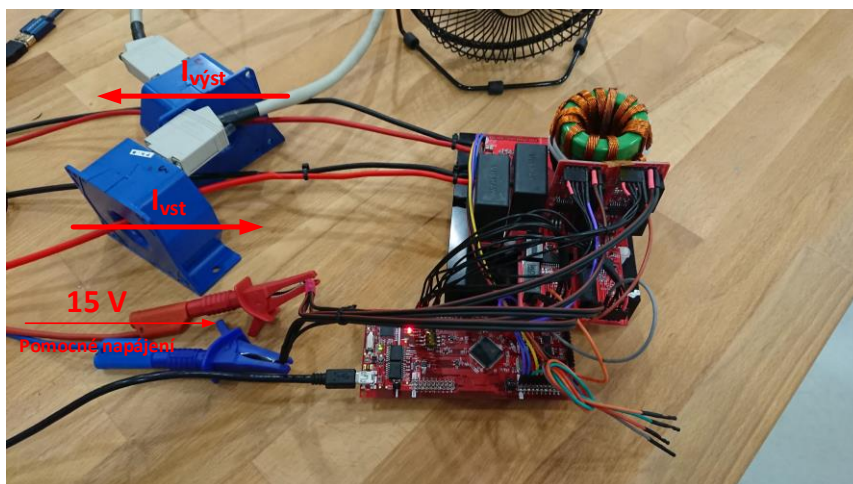


Obr. 7.1 - Navržené budiče 3. generace Cree SiC MOSFET

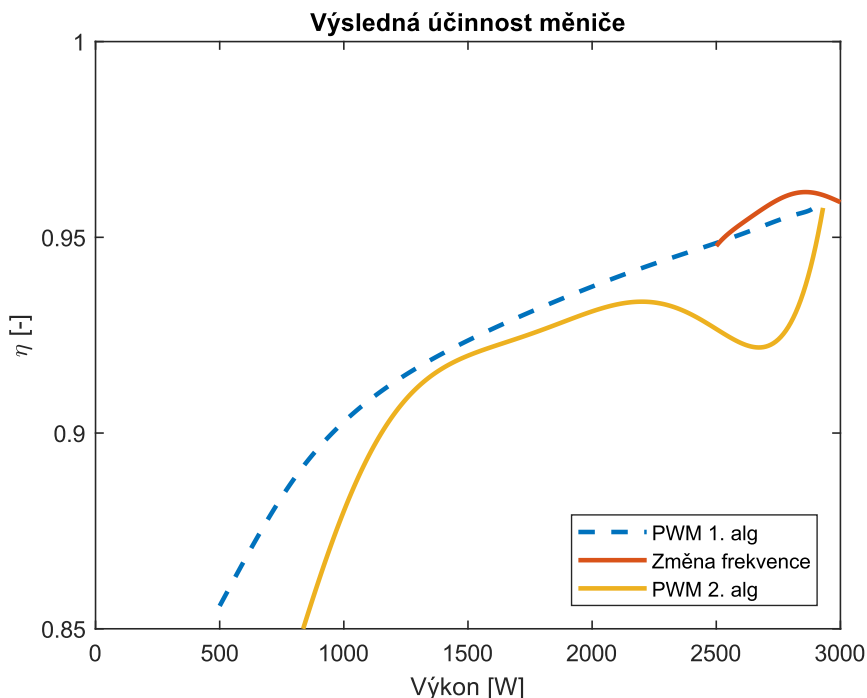
Tento měnič byl následně změřen na výkonovém analyzátoru pro stanovení účinnosti pro jednotlivé řídicí algoritmy.



Obr. 7.2 - Realizovaný funkční vzorek založen na 3. generaci SiC MOSFET



Obr. 7.3 - Příklad zapojení měniče při výkonovém měření



Obr. 7.4 - Výsledná účinnost měniče

Na Obr. 7.4 je znázorněna účinnost měniče při použití vybraných algoritmů. Účinnost měniče silně závisí na výstupním výkonu. Jak je patrné, použití změny spínací frekvence má smysl pouze v určitém spektru výstupního výkonu, v našem případě přibližně od 2,5 kW do 3 kW. Toto omezení je dáno především omezením rozsahu spínací frekvence, kdy jsme jako strop vzhledem k využití DC sběrnice a limitaci budičů tranzistorů zvolili 500 kHz.

Výsledná účinnost měniče při použití změny střidy na rezonanční frekvenci (PWM 1. alg) dosahuje 95,7%. Při použití způsobu řízení změnou spínací frekvence účinnost dosáhne až 96% při nominálním výkonu.

Po srovnání s účinností z výsledků simulací (viz Obr. 6.13), vychází reálná účinnost nižší. To je dáno především zjednodušeným simulačním modelem, který neobsahoval všechny parazitní vlastnosti reálných součástek a PCB.

8 Závěr

Tato disertační práce se zabývá problematikou zvyšování účinnosti spínaných zdrojů. Hlavním prostředkem pro dosažení vysoké účinnosti je použití měniče na rezonančním principu a použití spínacích prvků nejnovější generace. V rámci práce byl navrhnout a postaven spínaný zdroj s regulovaným nastavitelným výstupním napětím dle požadavků zátěže nebo obsluhy.

Prvním úkolem práce byl návrh spínaného zdroje s vysokou účinností. Pro dosažení tohoto cíle byla vybrána topologie sériového rezonančního měniče. Tato topologie je vhodná zejména pro svou jednoduchost zapojení, možnost využít rozptylovou indukčnost a možnost spínání při nulovém proudu. S ohledem na možnosti rychlosti spínání hlavních spínacích prvků, rychlost řídicího systému a velikost pasivních prvků obvodu byla rezonanční frekvence obvodu stanovena na 200 kHz. Výsledkem práce je spínaný zdroj s maximálním výstupním výkonem 3 kW a regulovaným nastavitelným výstupním napětím v rozsahu 0 – 56 V. Výstupní výkon měniče je limitován maximálním výstupním proudem 60 A. Tento limit je dán především dimenzováním výstupního usměrňovače. Rozsah výstupního napětí je odvozen od napětí vstupního a převodového poměru transformátoru.

Po srovnání s literaturou ([52], [53]) vychází realizovaný měnič s dosaženou maximální účinností 96% při maximálním výkonu lépe. Při srovnání s měniči splňujícími certifikaci 80 Plus ([11], [13], [54]) vychází měnič lépe (srovnatelně pouze s úrovní Titanium při 50% zatížení). Je ale třeba brát v potaz, že uvedené spínané zdroje nejsou univerzální, jsou navrženy pro konkrétní výstupní napětí. Při srovnání s velmi podobným spínaným zdrojem z hlediska topologie a výkonu ([55]) je navržený měnič účinnější. Měnič zmíněný v literatuře dosahuje 92.5% účinnosti při plném výstupním výkonu, což je dáno především nižším vstupním napětím a použitím Si MOSFET s nezvykle vysokým deadtime. Při srovnání s novějším měničem ([56]) vychází navržený zdroj hůře (98% proti 96%). To je dáno především blízkým vstupním a výstupním napětím a použitím synchronního usměrňovače na bázi GaN. Právě toto jsou cesty, kterými je možné navržený spínaný zdroj dále vylepšit a dosáhnout vyšší účinnosti. Navržený spínaný zdroj při 50% výstupního výkonu dosahuje účinnosti 92.5% a poté účinnost roste na již zmiňovaných 96% při 100% zatížení, tedy 3 kW výstupního výkonu, viz Obr. 7.4.

Na této topologii byly realizovány tři způsoby řízení výstupního napětí – řízení změnou střídou (1. algoritmus, kap. 5.1), řízení modifikovanou střídou (2. algoritmus, kap. 5.2) a změnou spínací frekvence (kap. 5.3). Jako nejvhodnější algoritmus pro ovládání výstupního napětí byl vybrán klasický PWM algoritmus, v práci označovaný jako první. V rámci práce byl také odzkoušen druhý navržený PWM algoritmus, nicméně díky nutnosti spínat $2\times$ častěji nebo předpokladu sinusového proudu (pro ideální chování) spínaným zdrojem je méně účinný.

Dalším cílem práce byl zdroj s nastavitelným regulovaným výstupním napětím. Proto byl popsán a navržen regulátor pro podřízenou napěťovou a nadřízenou výkonovou smyčku 1. PWM algoritmu, který umožňuje regulovat výstupní napětí v celém rozsahu. Největším problémem při použití sériového rezonančního měniče je nemožnost regulovat přímo proud měničem, jako tomu bývá u klasických tvrdě spínaných zdrojů, kvůli absenci výstupní tlumivky. Neexistuje systémové řešení tohoto problému, je možné jej pouze minimalizovat zakázáním požadavku na skokovou změnu napětí na regulátoru a použitím velmi rychlé nadproudové ochrany pro případ chyby na výstupu spínaného zdroje nebo na zátěži. Princip funkce nadproudové ochrany a způsob nastavení je detailně rozebrán v práci v kapitole 8.1.2.

Dalším úkolem práce bylo použití tranzistorů z nové generace polovodičových materiálů spolu s řešením potíží při použití této nové technologie. Jako první velmi limitující faktor byly identifikovány parazitní vlastnosti standardních pouzder. Tento problém byl vyřešen použitím tranzistoru v pouzdru TO-247-4L, díky kterému nové tranzistory dosahují výrazně lepších dynamických parametrů, než předchozí generace. Třetí generace má bohužel rozdílné napájecí napěťové úrovně v porovnání s předchozí generací, proto bylo nutné použít pro tento tranzistor i nový napájecí zdroj budiče. Velkým úkolem budiče byla také minimalizace parazitní kapacity mezi primárem a sekundárem budícího obvodu, která v případě velkých strmostí napětí, dosahovaných nejnovějšími SiC tranzistory, představuje zásadní problém. Tato kapacita byla eliminována na nejnížší možnou míru použitými technikami popsány v práci v kapitole 8.1. Dalším velmi problematickým bodem byla realizace nadproudové ochrany, kdy se tranzistory SiC nechovají jako klasické polovodiče na bázi křemíku. Tyto tranzistory totiž nedosahují saturace jednoduše a proud jimi roste téměř neomezeně. Bez ohledu na protékající proud se vodivý kanál tranzistoru chová téměř jako ideální odpor. Proto je nutné na nadproud reagovat opravdu velmi rychle. Tranzistor je bezpečně schopen přežít tvrdý zkrat po dobu 1 – 2 μ s. To znamená potřebu velmi rychlé reakce a toho je možné dosáhnout pouze hardwarově. V navrženém prototypu je použita integrovaná saturační ochrana budícího obvodu i jako nadproudová s jednoduše nastavitelným limitem vybavení ochrany. Dalšímu vážnému problému čelí tranzistory v můstkovém zapojení, kdy sepnutí horního tranzistoru ovlivňuje i tranzistor spodní a naopak. Limitujícím faktorem je zde poměr kapacit C_{DG} (Millerova kapacita) vůči C_{GS} , kdy při přebíjení Millerovy kapacity teče proud i kapacitou báze, tímto se může stát, že proud je dostatečný pro nabití báze na více než prahové napětí a dojde k nechtěnému sepnutí tranzistoru. Z tohoto důvodu jsou naprosto nepoužitelné tranzistory ROHM. Tranzistory Cree mají tento poměr dostatečný na bezpečné používání při vysokých strmostech napětí spolu s používáním integrované ochranné funkce budiče známé jako Miller's clamp.

Realizovaný spínaný zdroj je snižující a sekundární strana vykazuje velké vodivostní ztráty především kvůli polovodičovým přechodům usměrňovacích diod, protože je použit pasivní usměrňovač výstupního napětí transformátoru. Ztráty na usměrňovači představují přibližně 60% celkových ztrát, proto se jako další krok pro zlepšení nabízí použití:

- Synchronního usměrňovače na výstupu spínaného zdroje. Zde je nicméně třeba počítat s vysokým kmitočtem usměrňovaného napětí, kde by bylo nutné řídit výstupní usměrňovač signály odvozenými od spínání hlavního můstku. Toto řešení je možné, ale je třeba brát v potaz zejména zvýšené náklady na stavbu spínaného zdroje spolu s komplikovanějším řízením celého měniče.
- Použití jiné topologie výstupního usměrňovače, např. transformátoru s vyvedeným středem vinutí, kde poté nejsou v cestě proudu dvě diody (synchronní tranzistory), ale pouze jedna.

V rámci práce bylo dosaženo následujícího:

1. Byl postaven rezonanční měnič s vysokou účinností a regulovaným výstupním napětím 0 – 56 V s maximální účinností 96% při 100% zatížení 3 kW.
2. Bylo navrženo a odzkoušeno několik možných způsobů regulace a poté vybrány nejvhodnější pro řízení spínaného zdroje. Z těchto vyhovuje cílům práce řízení změnou frekvence a řízení 1. PWM algoritmem. Ostatní představené způsoby je možné také použít, ale oproti vybraným nepřináší žádný benefit.

3. Byly analyzovány a navrženy možné způsoby regulace sériového rezonančního měniče za použití podřízené napěťové a nadřízené výkonové smyčky. Klasická kaskádní regulace s použitím podřízené proudové smyčky nemohla být použita kvůli absenci výstupní tlumivky.
4. V navrženém spínaném zdroji byly použity SiC tranzistory nejnovější generace a byly vyřešeny zásadní problémy pro použití této technologie.

Literatura

- [1] J. Dudrik, P. Spanik, a N. D. Trip, „Zero-Voltage and Zero-Current Switching Full-Bridge DC–DC Converter With Auxiliary Transformer", *IEEE Trans. Power Electron.*, roč. 21, č. 5, s. 1328–1335, zář. 2006.
- [2] J. A. Sabate a and F. C. Lee, „Zero-voltage and zero-current-switching full bridge PWM converter for high-power applications", *IEEE Trans. Power Electron.*, roč. 11, č. 4, s. 622–628, čvc. 1996.
- [3] M. Patočka, *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřící technice a silnoproudé elektrotechnice.* .
- [4] A. Hensel, C. Wilhelm, a D. Kranzer, „Application of a new 600 V GaN transistor in power electronics for PV systems", in *2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, 2012, s. DS3d.4-1-DS3d.4-5.
- [5] E. Kim a B. Kwon, „Zero-Voltage- and Zero-Current-Switching Full-Bridge Converter With Secondary Resonance", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, roč. 57, č. 3, s. 1017–1025, bř. 2010.
- [6] J. Casady *et al.*, „Ultra-low (1.25mΩ) On-Resistance 900V SiC 62mm Half- Bridge Power Modules Using New 10mΩ SiC MOSFETs", in *PCIM Europe 2016; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, 2016, s. 1–8.
- [7] „GaN Systems", *GaN Systems*. [Online]. Dostupné z: <https://gansystems.com/>. [Viděno: 04-srp-2019].
- [8] V. Veliadis *et al.*, „Investigation of the Suitability of 1200-V Normally-Off Recessed-Implanted-Gate SiC VJFETs for Efficient Power-Switching Applications", *IEEE Electron Device Lett.*, roč. 30, č. 7, s. 736–738, čvc. 2009.
- [9] „United Silicon Carbide Inc. | Simply More Efficient". [Online]. Dostupné z: <https://unitedsic.com/>. [Viděno: 29-čvc-2019].
- [10] R. Singh a S. Sundaresan, „Towards Medium Voltage (3.3 – 15kV) SiC Devices", s. 29.
- [11] T. McNutt, „Third Generation SiC MOSFETs and Power Modules", s. 39, 2018.
- [12] „A-Performance-Comparison-of-GaN-E-HEMTs-versus-SiC-MOSFETs.pdf". .
- [13] I. T. AG, „TO-247 4pin - Infineon Technologies". [Online]. Dostupné z: <https://www.infineon.com/cms/en/product/power/igbt/igbt-discretes/latest-discrete-packages/to-247-4pin/>. [Viděno: 10-úno-2019].
- [14] A. Hariya, H. Yanagi, Y. Ishizuka, K. Matsuura, S. Tomioka, a T. Ninomiya, „5MHz PWM-controlled current-mode resonant DC-DC converter using GaN-FETs", in *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*, 2014, s. 3630–3637.
- [15] S. Michelis *et al.*, „An 8W-2MHz buck converter with adaptive dead time tolerant to radiation and high magnetic field", in *2010 Proceedings of ESSCIRC*, 2010, s. 438–441.
- [16] K. Matsuura, H. Yanagi, S. Tomioka, a T. Ninomiya, „Power-density development of a 5MHz-switching DC-DC converter", in *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2012, s. 2326–2332.
- [17] J. Liu, J. Mookken, a K. L. Wong, „Highly Efficient, and Compact ZVS Resonant Full Bridge Converter using 1200V SiC MOSFETs", in *PCIM Europe 2014; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, 2014, s. 1–8.
- [18] Y. Takatsuka, H. Hara, K. Yamada, A. Maemura, a T. Kume, „A wide speed range high efficiency EV drive system using winding changeover technique and SiC

devices", in *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*, 2014, s. 1898–1903.

Curriculum Vitae

Jméno: Petr Španěl
Adresa: Brno, Česká republika
E-mail: petr-spanel@seznam.cz

Pracovní zkušenosti:

- 09/2010 – 04/2011** Programátor ochrany rozvaděčů vysokého napětí
ABB, Brno, Česká republika
- 02/2012 – 03/2015** Člen výzkumného týmu Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky
- 01-12/2013** Člen výzkumného týmu CVVOZE, Centrum výzkumu a využití obnovitelných zdrojů energie, Brno, Česká republika
- 04/2015 – současnost** R&D scientist III. – výzkum a vývoj výkonové elektroniky
Honeywell International s.r.o.

Vzdělání:

- 2011 – současnost** VUT v Brně – Ph.D. student – Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky
- 2006 – 2011** Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky
- Magisterské studium, Ing. (2011)
 - Bakalářské studium (2009)
- 1998 – 2006** Víceleté gymnázium Tišnov
- Všeobecné vzdělání
 - Maturita s vyznamenáním

Publikace autora

- [A1] ŠPANĚL, P. Automatic cutting machine. In LVEM 2011 proceeding. Brno: Vysoké učení technické v Brně, 2011. s. 1-4. ISBN: 978-80-214-4362- 4.
- [A2] ŠPANĚL, P.; PATOČKA, M. Comparison of switching losses in hard- switching converter and series resonant converter. In *XII. International Conference on Low Voltage Electrical Machines 2012*. 2012. s. 1-4. ISBN: 978-80-214-4602- 1.
- [A3] ŠPANĚL, P. Quasi- resonant converter. In *Student EEICT 2012*. Brno: NOVOPRESS s.r.o., 2012. s. 1-5. ISBN: 978-80-214-4462- 1.
- [A4] ŠPANĚL, P. Řízení seriového rezonančního měniče. In XII. Tradiční workshop doktorandů a mladých vědeckých pracovníků. Ostrava: VŠB Ostrava, KE, 2012. s. 1-4. ISBN: 978-80-248-2664- 6.
- [A5] ŠPANĚL, P. Optimalizace výkonu automatického stříhače pro rychlý stříh. In Proceedings of the 13th International Scientific Conference Electric Power Engineering 2012. first. Brno: MSD, s. r. o., 2012. s. 1037-1040. ISBN: 978-80-214-4514- 7.
- [A6] ŠPANĚL, P. The leakage inductance dependence on HF transformer winding arrangement. In Student EEICT Proceedings of the 19th conference Volume 3. LITERA, 2013. s. 123-127. ISBN: 978-80-214-4695- 3.
- [A7] ŠPANĚL, P.; PATOČKA, M. HF transformer winding arrangement for adjusting the leakage inductance. *ELECTROMOTION*, 2013, roč. 20, č. 1- 4, s. 151-154. ISSN: 1223- 057X.
- [A8] ŠPANĚL, P.; PATOČKA, M. Hard to resonant switchable converter. In *2014 15th International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE)*. 2014. s. 553-557. ISBN: 978-1-4799-3806- 3.
- [A9] ŠPANĚL, P. Switchable resonant converter to achieve lower switching losses. In *Student EEICT 2014*. 2014. s. 103-107. ISBN: 978-80-214-4922- 0.
- [A10] ŠPANĚL, P.; PATOČKA, M. Modified PWM algorithm for low duty in SRC. In *EPE' 15 ECCE Europe*. 2015. s. 1-10. ISBN: 9789075815238.