

ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

Fakulta elektrotechnická

Katedra elektrických pohonů a trakce

Diplomová práce

*Strategie řízení obousměrného
izolovaného můstkového DC-DC
měniče*

Petr Smolík

Vedoucí práce: Ing. Pavel Koblíček, Ph.D.

Praha, 2019

Program: Elektrotechnika, energetika a management

Zaměření: Elektrické stroje, přístroje a pohony

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Smolík** Jméno: **Petr** Osobní číslo: **434861**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávající katedra/ústav: **Katedra elektrických pohonů a trakce**
Studijní program: **Elektrotechnika, energetika a management**
Studijní obor: **Elektrické stroje, přístroje a pohony**

II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

Strategie řízení obousměrného izolovaného můstkového DC-DC měniče

Název diplomové práce anglicky:

Control Strategy of Dual Active Bridge

Pokyny pro vypracování:

1. Prostudujte, jaké jsou možnosti řízení obousměrného izolovaného můstkového DC-DC měniče (DAB).
2. Popište několik typů strategií řízení DAB pro obousměrný tok energie.
3. Vybrané strategie řízení realizujte v simulačním modelu a výsledky simulací okomentujte.
4. Proveďte studii možnosti řízení tří DAB, které jsou na výstupních stranách spojeny paralelně.

Seznam doporučené literatury:

- [1] R. De Doncker, D. M. Divan, M. H. Kheraluwala: A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 27, Issue 1, pp. 67-73, Jan/Feb 2001.
- [2] C. Mi, H. Bai, C. Wang, S. Gargies: Operation, design and control of dual H-bridge-based isolated bidirectional DC-DC converter, IET Power Electronics, Vol. 1, Issue 4, pp. 507-517, Dec 2008.
- [3] B. Zhao, Q. Song, W. Liu: Power Characterization of Isolated Bidirectional Dual-Active-Bridge DC-DC Converter With Dual-Phase-Shift Control, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 27, Issue 9, pp. 4172-4176, Sept 2012.
- [4] B. Zhao, Q. Yu, W. Sun: Extended-Phase-Shift Control of Isolated Bidirectional DC-DC Converter for Power Distribution in Microgrid, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 27, Issue 11, pp. 4667-4680, Nov 2012.
- [5] F. Krismer, J. W. Kolar: Accurate Small-Signal Model for the Digital Control of an Automotive Bidirectional Dual Active Bridge, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 24, Issue 12, pp. 2756-2768, Dec 2009.
- [6] J. Huang, Y. Wang, Y. Gao, W. Lei, N. Li: Modified unified PWM control to operate the dual active bridge converters under ZVS in the whole load range, 2013 IEEE ECCE Asia Downunder, Melbourne, Australia, 3-6 June 2013.

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

Ing. Pavel Koblíř, Ph.D., katedra elektrických pohonů a trakce

Jméno a pracoviště druhé(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) diplomové práce:

Datum zadání diplomové práce: **11.02.2019**

Termín odevzdání diplomové práce: **24.05.2019**

Platnost zadání diplomové práce: **20.09.2020**

Ing. Pavel Koblíř, Ph.D.
podpis vedoucí(ho) práce

podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

prof. Ing. Pavel Ripka, CSc.
podpis děkana(ky)

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Diplomant bere na vědomí, že je povinen vypracovat diplomovou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací.
Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v diplomové práci.

Datum převzetí zadání

Podpis studenta

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně a že jsem uvedl veškeré použité informační zdroje v souladu s Metodickým pokynem o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských závěrečných prací.

V Praze dne

.....

Podpis

Poděkování

Chtěl bych poděkovat svému vedoucímu diplomové práce Ing. Pavlovi Kobrlemu, Ph.D. za cenné rady, věcné připomínky a vstřícnost při konzultacích

Anotace

Tato diplomová práce se zabývá různými strategiemi řízení izolovaného DC-DC měniče nazývaného duální aktivní můstek (DAM). V úvodu je popsána jeho topologie a je vysvětlen způsob řízení přenášeného výkonu. Dále jsou popsány jednotlivé strategie řízení DAM, včetně ukázek řídicích signálů a průběhů důležitých veličin. Poté jsou prezentovány výsledky simulací, ve kterých byly realizovány jednotlivé řídicí strategie. Poslední část práce se zabývá řízením tří DAM spojených na výstupu paralelně s ohledem na jejich funkčnost a přenesený výkon.

Abstract

This master thesis deals with different control strategies of isolated DC–DC converter called dual active bridge (DAB). At the beginning there is the description of DAB topology, followed by transferred power control method. Next section contains description of the different control strategies, with examples of control signals and important waveforms. Simulations of different control strategies are in the next section. The last section describes control of the three DAB in parallel connection on the output side.

Obsah

Prohlášení.....	I
Poděkování.....	II
Anotace	III
Abstract	IV
1. Úvod.....	1
2. Topologie duálního aktivního můstku.....	1
2.1 Řízení toku výkonu	2
2.2 Ztráty v duálním aktivním můstku	7
3. Řízení duálního aktivního můstku.....	8
3.1 Řízení s jedním fázovým posunem	8
3.1.1 Zpětný výkon u SPS.....	11
3.1.2 Spínání s nulovým napětím.....	12
3.2 Řízení s prodloužením fázového posunu.....	14
3.2.1 Zpětný výkon u EPS.....	16
3.3 Řízení s dvěma fázovými posuny.....	17
3.4 Řízení se třemi fázovými posuny	20
4. Simulace DAM.....	22
4.1 Simulace DAM řízeného s jedním fázovým posunem	23
4.2 Simulace DAM řízeného s prodlouženým fázovým posunem	28
4.3 Simulace DAM řízeného s dvěma fázovými posuny	31
4.4 Simulace DAM v energetickém internetu	33
4.4.1 Simulace DAM řízeného s jedním fázovým posunem zapojeného v síti	34
4.4.2 Simulace DAM s PI regulátorem fázového posunu	37
4.5 Simulace DAM s konstantním napětím na sekundární straně.....	39
5. Spojování DAM	41
5.1 Synchronní řízení	41
5.1.1 Práce jednoho měniče.....	43
5.2 Asynchronní řízení	44
5.3 Tři DAM spojeny paralelně na vstupu i výstupu.	45
6. Závěr	46
7. Použitá literatura	47

Použité zkratky:

DAM Duální aktivní můstek

SPS Single phase shift

EPS Extended phase shift

DPS Dual phase shift

TPS Triple phase shift

ZVS Zero voltage switching

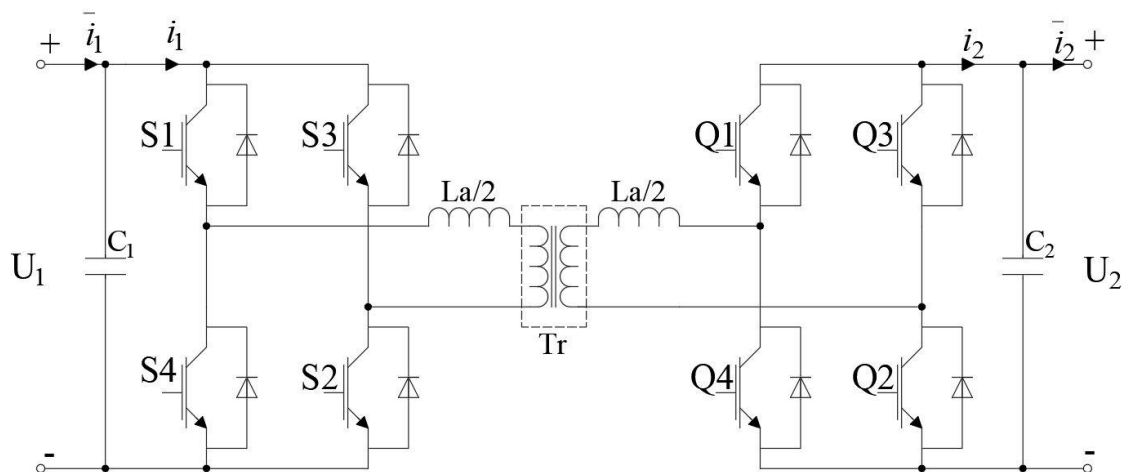
IGBT Insulated Gate Bipolar Tranzistor

1. Úvod

Duální aktivní můstek, který byl poprvé navržen v [1] je dnes s výhodou v aplikacích spojených s fotovoltaikou a bateriovými uložišti, kde je vyžadován oboustranný tok energie. Hlavní výhodou DAM je to, že se správnou řídicí strategií umožňuje řízení toku výkonu v obou směrech. Dále poskytuje galvanické oddělení a také možnost pracovat v režimu spínání součástek s nulovým napětím čímž se zvyšuje jeho účinnost. S vývojem nových materiálů pro výkonovou elektroniku jako je například GaN a při použití paralelních spojení DAM je pak možné tento měnič používat pro aplikace, kde je třeba pracovat s velkými výkony. Tím se DAM stává velmi atraktivní pro použití v tzv. chytrých sítích neboli energetickém internetu, kde se může stát náhradou tradičních transformátorů používaných k rozvodu elektrické energie.

2. Topologie duálního aktivního můstku

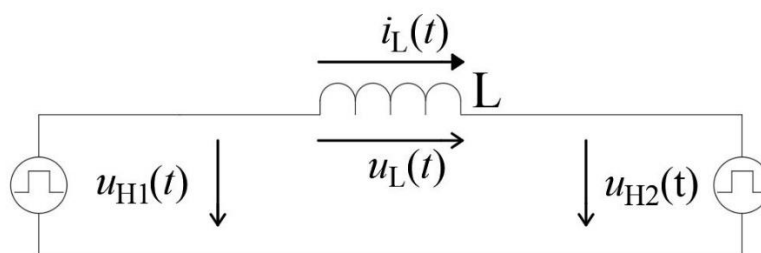
Schéma DAM je na Obr. 1. DAM se skládá z dvou plných můstků (H- můstků), které jsou magneticky spojeny vysokofrekvenčním transformátorem Tr a z pomocných cívek $La/2$ sloužící k rychlému ukládání energie. Na obou stejnosměrných stranách je umístěn kondenzátor (C_1 , C_2) pro vyhlazení napětí. Oba můstky tvoří čtyři polovodičové spínače (na Obr. 1 jsou použity IGBT se zpětnými diodami) a oba mohou plnit funkci střídače i usměrňovače v závislosti na jejich řízení.



Obr. 1 Schéma duálního aktivního můstku

2.1 Řízení toku výkonu

Tradiční model transformátoru (T-článek) zahrnuje rozptylovou a magnetizační indukčnost. Vlastností indukčností je, že se svým magnetickým polem brání změně proudu, proto se při rychlých dějích jeví jako velké impedance. Vzhledem k tomu že magnetizační indukčnost je řádově větší než rozptylová, tak pro vyšší frekvence lze transformátor modelovat pouze jeho rozptylovou indukčností. Napětí $u_{H1}(t)$ a $u_{H2}(t)$ na Obr. 2 mají obdélníkový průběh a v této práci jsou nazývána můstkovými napětími. Jejich frekvence záleží na spínací frekvenci jednotlivých můstků.



Obr. 2 Zjednodušené schéma DAM pro odvození rovnice výkonu

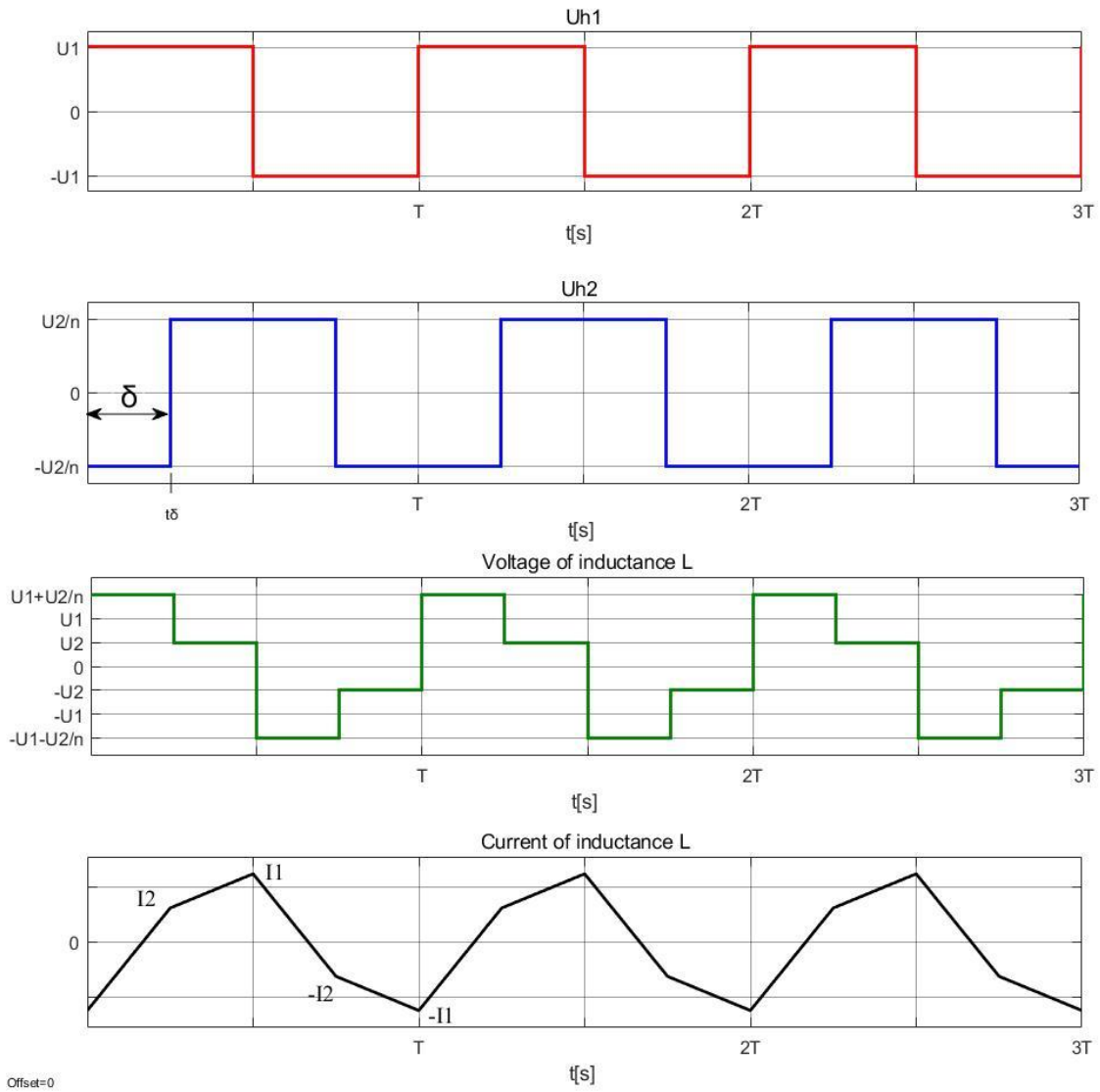
Jelikož jsme v náhradním schématu na Obr. 2 oba můstky elektricky propojily, musíme veličiny jedné strany přepočítat na druhou. Jako vztažnou stranu si zvolíme stranu transformátoru, na kterou je napojeno napětí $u_{H1}(t)$, poté přepočítáme $u_{H2}(t)$ na tuto stranu tak, že jej vydělíme převodem transformátoru $n = N_2/N_1$.

$u_{H1}(t) = U_1$, když jsou sepnuty S1 a S2 a $u_{H1}(t) = -U_1$, když jsou sepnuty S3 a S4.

$u_{H2}(t) = U_2$, když jsou sepnuty Q1 a Q2 a $u_{H2}(t) = -U_2$, když jsou sepnuty Q3 a Q4.

Indukčnost L na Obr. 2 je daná součtem indukčnosti pomocné cívky a rozptylové indukčnosti transformátoru. Tím, že vytvoříme fázový posun mezi obdélníkovými průběhy můstkových napětí, měníme na indukčnosti L napětí, a bude jí protékat proud. Výkon poteče z té stejnosměrné strany můstku, jehož můstkové napětí je v předstihu.

Na Obr. 3 jsou průběhy můstkových napětí a napětí a proud na indukčnosti L pro ustálený stav.



Obr. 3 Ustálené průběhy $u_{H1}(t)$, $u_{H2}(t)$, $u_L(t)$, $i_L(t)$ pro fázový posun rovný polovině púlperrody mústkových napětí.

S použitím Obr. 2 a Obr. 3 nyní odvodíme vztah pro výkon přenesený DAM. Průběhy stačí analyzovat pouze pro jednu púlperrodu, díky symetrii průběhů $i_L(t)$ a $u_L(t)$. Z průběhů je patrné, že mústky spínají se stejnou periodou T a jsou od sebe fázově posunuty o fázový posun δ , který definujeme poměrem:

$$\delta = \frac{2t_\delta}{T} \tag{1}$$

Dále uvažujeme, že U_1 je větší než U_2/n

Z Obr. 2 vidíme, že napětí na indukčnosti L lze vyjádřit jako:

$$u_L(t) = u_{H1}(t) - u_{H2}(t) \quad (2)$$

Dosadíme vztah pro proud cívky:

$$u_{H1}(t) - u_{H2}(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \quad (3)$$

Nyní rozdělíme půlperiodu do dvou intervalů:

Interval 1: $0 < t < t_\delta$

Interval 2: $t_\delta < t < T/2$

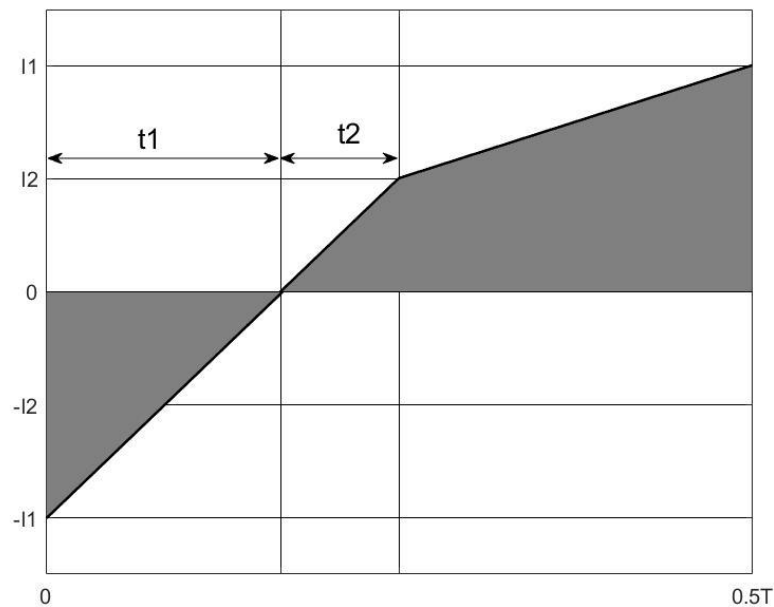
Pro interval 1 platí:

$$U_1 + \frac{U_2}{n} = L \frac{I_1 + I_2}{t_\delta} \quad (4)$$

Pro interval 2 platí:

$$U_1 - \frac{U_2}{n} = L \frac{I_1 - I_2}{\frac{T}{2} - t_\delta} = L \frac{I_1 - I_2}{\frac{T}{2}(1 - \delta)} \quad (5)$$

Pro získání střední hodnoty proudu za půlperiodu $\overline{i_L(t)}$ si můžeme pomoci Obr. 4, na kterém vidíme detail jedné půlperiody proudu z Obr. 3



Obr. 4 Půlperioda proudu indukčnosti $i_L(t)$

S použitím Obr. 4 získáme rovnici

$$\overline{i_L(t)} = \frac{2}{T} \left(\frac{1}{2} I_2 t_2 - \frac{1}{2} I_1 t_1 + (1-\delta) \frac{T}{2} \frac{1}{2} (I_1 + I_2) \right) \quad (6)$$

Dále víme, že proud po průchodu nulou nemění svou směrnici, jelikož na indukčnosti je stále stejné napětí. To lze vyjádřit:

$$\frac{I_1}{t_1} = \frac{I_2}{t_2} \quad (7)$$

V čase t_δ dojde ke změně napětí na indukčnosti, a tak se změní směrnice stoupání proudu.

$$t_1 + t_2 = \delta \frac{T}{2} \quad (8)$$

Po dosazení (7) a (8) do (4) a (5) získáme vztahy pro I_1 , I_2 , t_1 a t_2 :

$$I_1 = \frac{T}{4L} \left(2 \frac{U_2}{n} \delta + U_1 - \frac{U_2}{n} \right) \quad (9)$$

$$I_2 = \frac{T}{4L} \left(2U_1 \delta - U_1 + \frac{U_2}{n} \right) \quad (10)$$

$$t_1 = \frac{T}{2} \left[\frac{2 \frac{U_2}{n} \delta - U_1 + \frac{U_2}{n}}{2 \left(U_1 + \frac{U_2}{n} \right)} \right] \quad (11)$$

$$t_2 = \frac{T}{2} \left[\frac{2U_1 \delta - U_1 + \frac{U_2}{n}}{2 \left(U_1 + \frac{U_2}{n} \right)} \right] \quad (12)$$

Rovnice (9) až (12) lze použít k zjednodušení rovnice (6):

$$\overline{i_L(t)} = \frac{(1-\delta)\delta T U_2}{2nL} \quad (13)$$

$i_L(t)$ je stejný jako vstupní proud i_2 z Obr. 1. Po vynásobení vstupního proudu vstupním napětím získáme rovnici pro vstupní výkon:

$$P_{IN} = \frac{(1-\delta)\delta T U_1 U_2}{2nL} \quad (14)$$

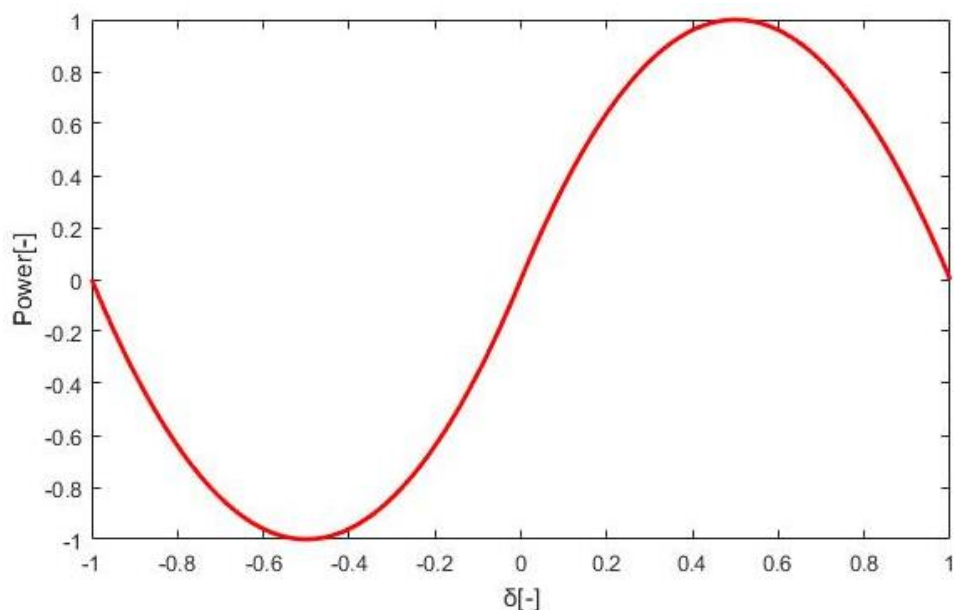
Při zanedbání ztrát v měniči můžeme považovat (14) za vztah pro výkon na výstupu [2], a tedy za výkon přenesený duálním aktivním můstkem. Jak je vidět jeho velikost lze řídit právě fázovým posunem δ .

Stejným postupem lze získat podobnou rovnici se záporným znaménkem pro $u_{H2}(t)$ v předstihu. Výkon by tak byl přenášen z druhého můstku do prvního.

Vztah, který lze použít k výpočtu výkonu nezávisle na tom které napětí je v předstihu se dá vyjádřit jako:

$$P = \frac{(1-|\delta|)\delta T U_1 U_2}{2nL} \quad (15)$$

Obr. 5 Zachycuje vztah přeneseného výkonu v závislosti na fázovém posunu. Je vidět, že přenesení maximálního výkonu je při $\delta = \pm 0,5$.



Obr. 5 Průběh přeneseného výkonu v závislosti na fázovém posunu

Dále z (15) vidíme, že přenesený výkon závisí na velikosti napětí obou stejnosměrných sběrnic připojených k měniči, na spínací periodě obou můstků a na součtu pomocné a rozptylové indukčnosti transformátoru. Při navrhování DAM je třeba tyto parametry volit s ohledem na potřebný přenášený výkon.

2.2 Ztráty v duálním aktivním můstku

Ztráty v duálním aktivním můstku si můžeme rozdělit do několika skupin:

- Ztráty výkonových součástek
- Ztráty v transformátoru
- Ztráty v pomocné cívce

Ztráty výkonových součástek (IGBT nebo MOSFET) lze rozdělit na tři druhy [3].

Ztráty v sepnutém stavu:

$$P_{VED} = I_{RMS}^2 R_{CE(on)} = I_{(on)}^2 D R_{CE(on)} \quad (16)$$

I_{RMS} Efektivní hodnota proudu za celou spínací periodu

$R_{CE(on)}$ Odpor mezi kolektorem a emitorem v zapnutém stavu. (Pro MOSFET je to odpor mezi drain a source)

$I_{(on)}$ Maximální hodnota proudu v zapnutém stavu (pokud je průběh proudu obdélníkový)

D Střída

Ztráty při zapnutí:

$$P_{on} = E_{on} f = \frac{1}{2} I_{(on)}^2 U_{CE} t_{on} f \quad (17)$$

Ztráty při vypnutí

$$P_{off} = E_{off} f = \frac{1}{2} I_{(on)}^2 U_{CE} t_{off} f \quad (18)$$

E_{on}, E_{off} Energie ztracená při zapnutí/vypnutí

t_{on}, t_{off} Doba trvání zapínacího/vypínacího děje.

f Spínací frekvence

U_{CE} Napětí mezi kolektorem a emitorem ve vypnutém stavu

Celkové ztráty výkonové součástky

$$P_{IGBT} = P_{on} + P_{off} + P_{VED} \quad (19)$$

Ztráty v transformátoru lze také rozdělit:

Ztráty ve vinutí

$$P_{Cu} = I_{RMS}^2 \cdot R_{Cu} \quad (20)$$

Ztráty v železe

$$P_{Fe} = P_V \cdot V \quad (21)$$

P_V Měrné ztráty v železe [W/m³]. Tento údaj lze nalézt v katalogu výrobce

V Objem magnetického obvodu

Celkové ztráty v transformátoru

$$P_{Tr} = P_{CuP} + P_{CuS} + P_{Fe} \quad (22)$$

Ztráty v pomocné cívce

$$P_{La} = \frac{(I_{PRMS}^2 + I_{SRMS}^2) \cdot R_a}{2} \quad (23)$$

I_{PRMS}, I_{SRMS} Efektivní hodnota proudu cívkou na primární/sekundární straně

R_a Odpor pomocné cívky.

Celkové ztráty v duálním aktivním můstku

$$P_{DAM} = 8 \cdot P_{IGBT} + P_{Tr} + P_{La} \quad (24)$$

3. Řízení duálního aktivního můstku

3.1 Řízení s jedním fázovým posunem

V anglické literatuře je tato metoda nazývána *Single Phase Shift (SPS)*[4].

Tato metoda byla použita v předchozí kapitole k odvození vztahu pro přenesený výkon.

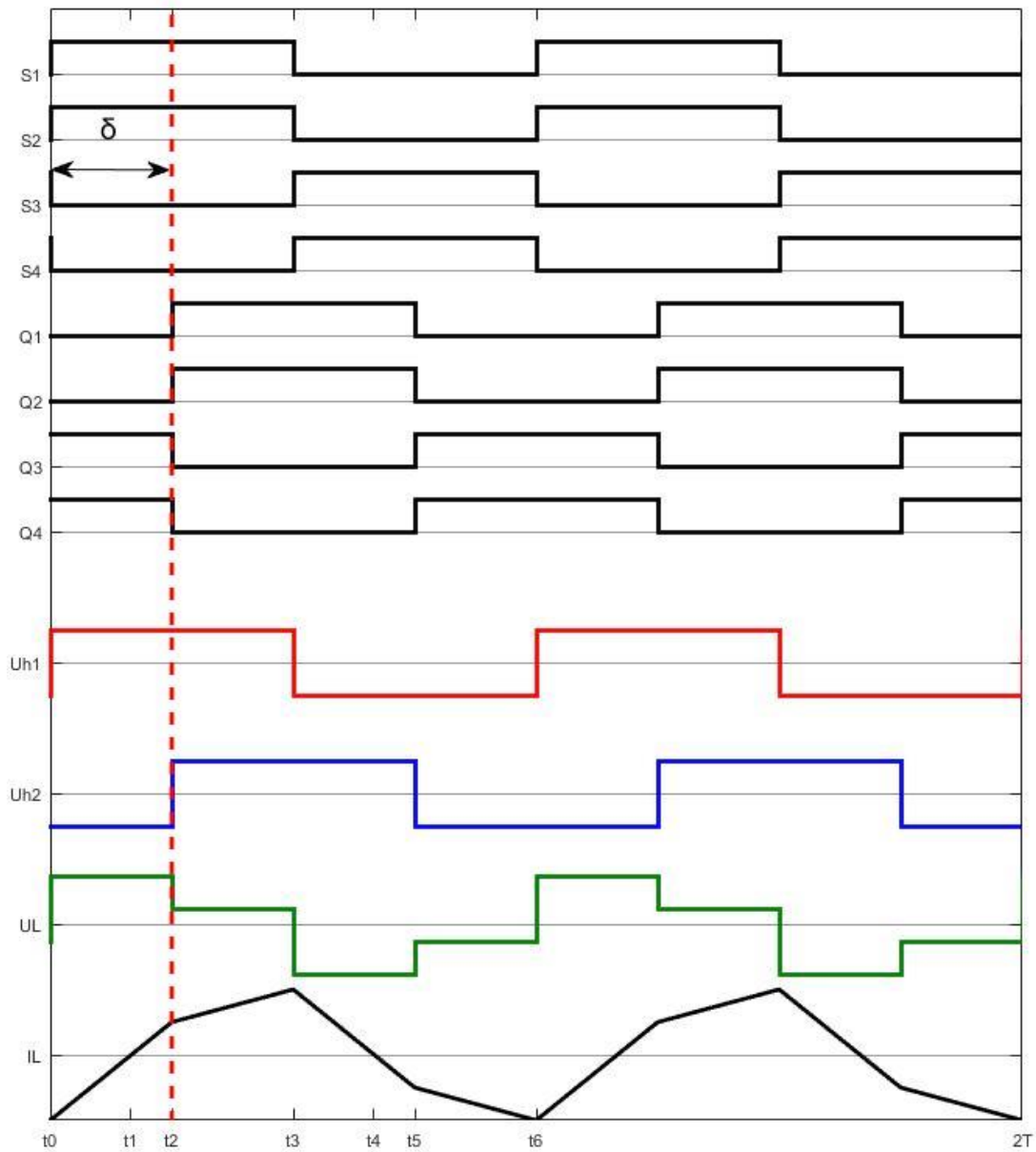
Při řízení s jedním fázovým posunem je v každém okamžiku sepnut právě jeden pár spínačů.

S1 a S2, nebo S3 a S4 u prvního můstku.

Q1 a Q2, nebo Q3 a Q4 u druhého můstku.

Oba „diagonální páry“ jsou spínány se střídou 50 %. Fázový posun δ je jednoduše vytvořen posunem okamžiku přepínání mezi jednotlivými páry jednoho můstku vůči druhému.

Průběhy na Obr. 6 jsou pro ustálený stav, kdy v měničích už ustal přechodný jev po připojení ke zdroji napětí. To poznáme, když už je střední hodnota proudu $i_L(t)$ za celou periodu rovna nule.



Obr. 6 Řídicí signály jednotlivých spínačů duálního aktivního můstku, které vytváří fázový posun rovný polovině půlperiody a k nim odpovídající průběhy důležitých veličin.

Pro lepší porozumění celého spínacího pochodu je výhodné rozdělit si celou periodu t_0 až t_6 do šesti intervalů.

Interval 0 od t_0 do t_1

Sepnuty jsou řídicí signály S1, S2 a Q3, Q4. Proud náhradní cívkou $L_a + L_\sigma$ je záporný, a jelikož nemůže dojít k jeho skokové změně, tak proud začnou vést zpětné diody od tranzistorů S1, S2, Q3 a Q4. Můstkové napětí u_{H1} je kladné a u_{H2} je záporné. Napětí na cívce je kladné a rovno součtu $U_1 + U_2/n$ což vychází z (2). Proud cívkou začne lineárně stoupat. Čas t_1 je okamžik kdy dosáhne nulové hodnoty.

Interval 1 od t_1 do t_2

Stále jsou Sepnuty řídicí signály S1, S2, Q3 a Q4. Proud stále stoupá se stejnou směrnici jako v části 0, ovšem tentokrát již v kladných hodnotách, proto vedou IGBT S1, S2, Q3 a Q4

Interval 2 od t_2 do t_3

IGBT S1, S2 jsou stále sepnuty a vedou proud. IGBT Q3 a Q4 se vypnou a zapnou se Q1 a Q2. Jelikož je proud cívkou kladný, tak začnou vést diody Q1 a Q2. Můstkové napětí u_{H2} je nyní kladné. Napětí na cívce je rovno $U_1 - U_2/n$, a jelikož jsme předpokládali, že $U_1 > U_2/n$, tak je kladné. Proud cívkou začne narůstat s novou, menší směrnici.

Interval 3 od t_3 do t_4

Na začátku této části došlo k vypnutí řídicích signálů S1 a S2 a zapnutí S3 a S4. Můstkové napětí u_{H1} je záporné a má hodnotu $-U_1$. Napětí na cívce tedy nabude záporné hodnoty $-U_1 - U_2/n$. Proud cívkou začne klesat. V této části vedou diody S3, S4, Q1 a Q2.

Interval 4 od t_4 do t_5

V čase t_4 klesne proud cívkou k nule, a protože se napětí cívky se nezměnilo, klesá do záporných hodnot se stejnou směrnici jako v předchozí části. Po průchodu proudu nulou začnou vést proud IGBT S3, S4, Q1 a Q2.

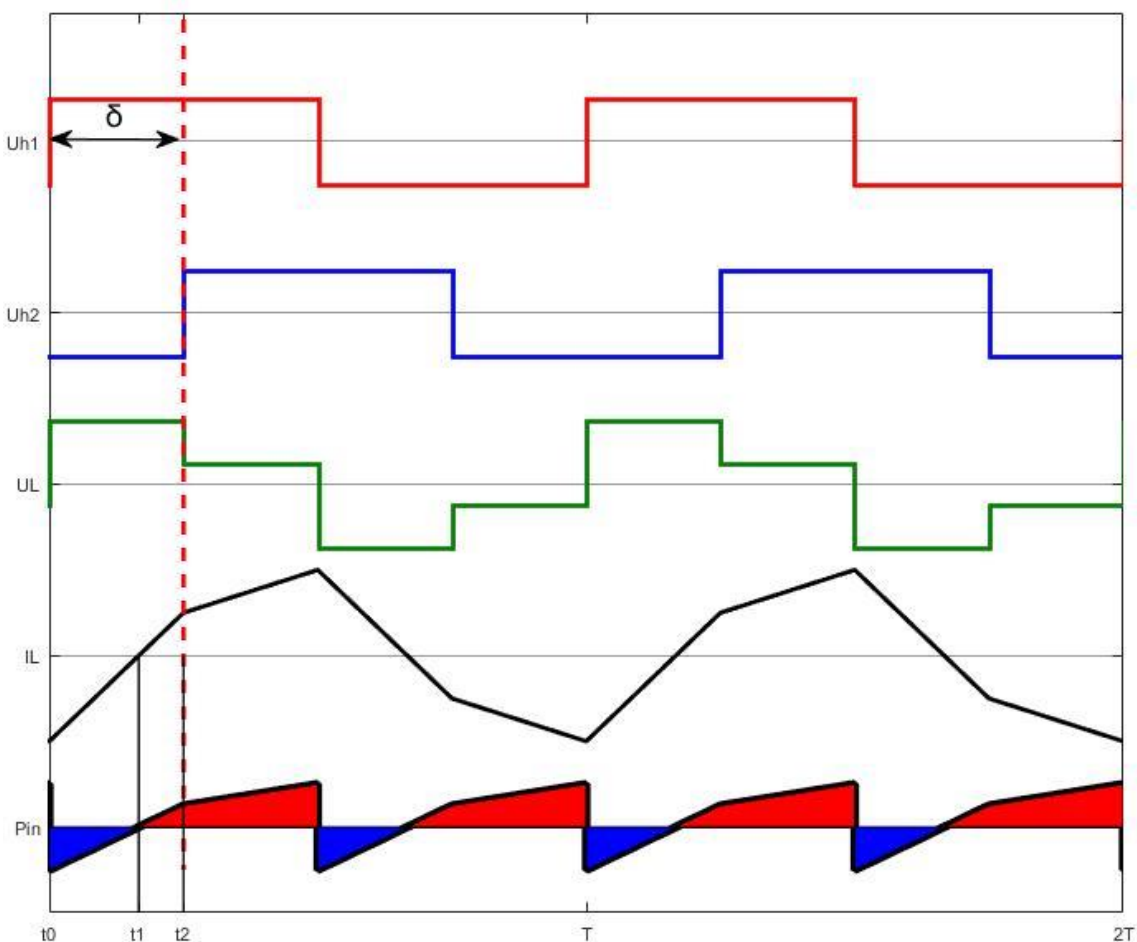
Interval 5 od t_5 do t_6

V čase t_5 se vypne řídicí signál k Q1 a Q2 a zapne Q3 a Q4. Napětí u_{H2} tak získá opět zápornou hodnotu a napětí na cívce bude záporné $-U_1 + U_2/n$. Proud cívkou stále klesá, ovšem pomaleji než v části 4. V této části vedou proud IGBT S3, S4, a diody Q3 a Q4. V čase t_6 dojde k zapnutí řídicích signálů pro S1 a S2 a vypnutí S3 a S4 a celý spínací proces se periodicky opakuje.

3.1.1 Zpětný výkon u SPS

Průběh vstupního výkonu $p_{IN}(t)$ můžeme získat vynásobením proudu $i_L(t)$ s napětím $u_{H1}(t)$. Je třeba si uvědomit, že vstupní výkon nemá stále jen kladné znaménko, jelikož proud $i_L(t)$ a napětí $u_{H1}(t)$ nemají vždy stejnou polaritu. Na Obr. 7 je průběh vstupního výkonu pro fázový posun roven 0,5. Kladné znaménko vstupního výkonu pro nás značí výkon dodávaný z můstku s můstkovým napětím $u_{H1}(t)$ do můstku s můstkovým napětím $u_{H2}(t)$, nebo do energetického úložiště – indukčnosti. Záporné znaménko značí výkon dodávaný směrem do můstku s napětím $u_{H1}(t)$ [5]. Výkon se záporným znaménkem nazýváme zpětným výkonem a je dán následujícím vztahem:

$$P_{zp} = \frac{1}{T} U_1 \int_{i_0}^{i_1} i_L(t) dt \quad (25)$$



Obr. 7 Okamžitý průběh výkonu P_{IN} u řízení s jedním fázovým posunem

Proud cívku lze pro časový interval od t_0 do t_1 vyjádřit jako:

$$i_L(t) = -I_1 + \frac{2(I_1 + I_2)}{T\delta}t \quad (26)$$

Dosažením (9),(10),(11) a (26) do (25) získáme vztah pro zpětný výkon v závislosti na U_1 , U_2 , L , T , n a δ .

Je žádoucí co nejvíce zpětný výkon omezit, jelikož zbytečně zatěžuje měnič a snižuje celkový přenesený výkon. Nejjednodušším způsobem, jak snížit zpětný výkon, je spínat měnič tak, aby v intervalu od t_0 do t_1 bylo $u_{H1}(t)$ rovno nule a ne hodnotě U_1 jak je tomu právě u SPS řízení [8].

3.1.2 Spínání s nulovým napětím

V anglické literatuře je nazýváno *Zero Voltage Switching (ZVS)* [7].

Snižování spínacích ztrát je pro DAM velmi důležité, jelikož v něm spínací tranzistory pracují na vysokých frekvencích 10 kHz a více. ZVS je nejlepší forma tzv. měkkého spínání. Navíc se jím zvýší celková účinnost měniče.

Jak již bylo řečeno, u SPS řízení vždy vypneme jednu diagonální dvojici tranzistorů, a poté zapneme druhou. Nulového napětí při zapnutí tranzistoru se docílí tehdy, když před jeho zapnutím vedla jeho antiparalelní dioda. Toho nastává, když jsou diagonální dvojice přepínány při nenulovém proudu cívku.

$$i_L \neq 0 \quad (27)$$

Samotná podmínka (27) ovšem není dostačující k zajištění ZVS. Spínací součástky mají parazitní kapacity, které jsou naznačeny na Obr. 8. Tyto kapacity spolu s indukčností $L_a + L_\sigma$ tvoří rezonanční obvod. Energie nahromaděná v cívce musí být při každém přepínání dostatečná k nabití parazitních kapacit vypínaných tranzistorů a vybití kapacit zapínaných tranzistorů [6].

$$\frac{1}{2}Li_L^2 \geq 4\frac{1}{2}C_pU_c^2 \quad (28)$$

C_p je parazitní kapacita, U_c je napětí přítomné na začátku spínacího procesu na zapínaných kondenzátorech.

Z (28) dostáváme podmínku pro proud cívky na začátku spínacího procesu:

$$i_L \geq 2U_p\sqrt{\frac{C_p}{L}} \quad (29)$$

Podle [5] je (29) dosaženo vždy, když je napěťový zisk M roven jedné

$$M = \frac{U_2}{nU_1} = 1 \quad (30)$$

Pro stavy $M < 1$ (režim buck) a $M > 1$ (režim boost) je třeba definovat pracovní oblast pro spínání s nulovým napětím.

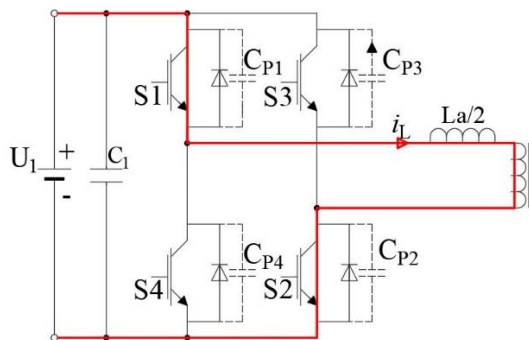
Výraz (9) vyjadřuje hodnotu proudu i_L ve chvíli, kdy chceme přepnout diagonální dvojice primárního můstku. Výraz (10) je totéž pro sekundární můstek. Tyto výrazy mohou být rozepsány pro M a dosazením do (29) získáme podmínky (31), (32) obou můstků pro spínání s nulovým napětím při daných parametrech δ , M , U_1 , U_2 , T , L , C_P . Někdy se také k tranzistorům přidávají odlehčovací kondenzátory, kterými se ladí rezonanční obvod (L , C_P).

$$I_1 = \frac{TU_1}{2L}(2M\delta + 1 - M) \geq 2U_1\sqrt{\frac{C_P}{L}} \quad (31)$$

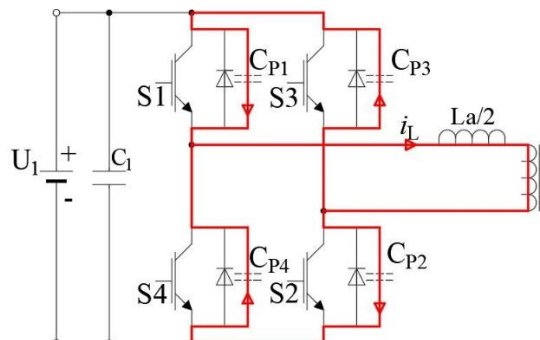
$$I_2 = \frac{TU_1}{2L}(2\delta + 1 - M) \geq 2U_2\sqrt{\frac{C_P}{L}} \quad (32)$$

Pro lepší porozumění ZVS, zde bude popsán celý proces přepínání mezi dvojicí tranzistorů S1, S2 a S3, S4.

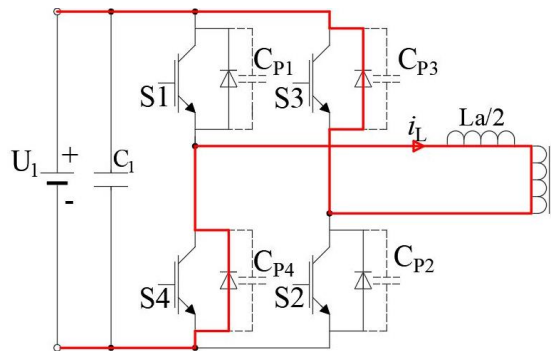
V předchozím okamžiku vedly proud tranzistory S1 a S2, proud tekla cívku směrem naznačeným v Obr. 8. To odpovídá intervalu 2 z kapitoly 3.1. V čase t_3 dojde k vypnutí řídicích signálů S1 a S2. V tu chvíli je na kapacitách C_{P1} a C_{P2} nulové napětí a tranzistory tak byly vypnuty při nulovém napětí. C_{P3} a C_{P4} jsou nabity na napětí U_1 , takže na diodách S3 a S4 je napětí v závěrném směru a diody nemohou začít vést proud. Jelikož se ale proud cívku po vypnutí S1 a S2 nemůže změnit skokově, tak se začne uzavírat přes kapacity C_{P1} , C_{P2} , C_{P3} a C_{P4} jak je naznačeno na Obr. 9. Tím se začne C_{P3} a C_{P4} postupně vybíjet a C_{P1} , C_{P2} se začnou nabíjet na napětí U_1 . Poté co jsou C_{P3} a C_{P4} vybity, tak pokud proud i_L ještě neklese k nule začnou vést zpětné diody S3 a S4 jako na Obr. 10. Na tranzistorech S3 a S4 se objeví nulové napětí a je možné je zapnout. Tranzistory S3 a S4 začnou vést poté, co proud cívky klesne k nule.



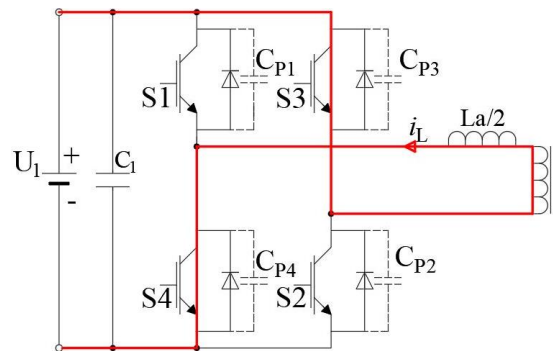
Obr. 8 Detail primárního můstku v intervalu 2



Obr. 9 Detail primárního můstku po vypnutí tranzistorů S1 a S2



Obr. 10 Detail primárního můstku v intervalu 3



Obr. 11 Detail primárního můstku v intervalu 4

3.2 Řízení s prodloužením fázového posunu

V anglické literatuře je tato metoda nazývána *Extended Phase Shift (EPS)*[8].

Při použití této řídicí strategie vytváříme dva fázové posuny. Vnitřní fázový posun δ_1 a vnější δ_2 .

Na rozdíl od SPS u můstku s předstihem už nespínáme jednotlivé prvky v diagonální dvojici (S1, S2 a S3, S4) současně. Stále jsou všechny prvky spínány s padesátiprocentní střídou, ovšem posuneme je vůči sobě (S1 vůči S2 a S3 vůči S4) tak, aby byly sepnuté společně alespoň polovinu půlperrody, což odpovídá $\delta_{1\max} = 0,5$.

Vnější fázový posun δ_2 odpovídá fázovému posunu z SPS a je určen k řízení toku výkonu. Vnitřní fázový posun δ_1 je přítomný pouze u můstku který je v předstihu a je použit ke snížení zpětného toku výkonu. Dále se používá k rozšíření rozsahu zatížení, kdy je měnič schopen používat ZVS[8]. Při EPS řízení se tak lze dosáhnout vyšší účinnosti měniče než u SPS pro buck a boost režimy měniče.

Průběhy na Obr. 12 jsou pro ustálený stav. Pro lepší porozumění celému spínacímu pochodu je výhodné rozdělit si celou periodu t_0 až t_8 do osmi intervalů.

Interval 0 od t_0 do t_1

Řídicí signály jsou přivedeny na S1 a S3. V druhém můstku jsou zapnuty Q3 a Q4. Proud náhradní cívkou $L_a + L_\sigma$ byl v předchozím okamžiku záporný a nemůže dojít k jeho skokové změně. Na primární straně je tedy proud uzavírán tranzistorem S3, a zpětnou diodou S1. Můstkové napětí u_{H1} je nulové, jelikož nejsou dohromady sepnuty 2 diagonální prvky současně. Na sekundární straně je proud veden zpětnými diodami Q3 a Q4 a můstkové napětí je u_{H2} záporné. Celkové napětí na náhradní cívce $L_a + L_\sigma$ je v této části kladné a rovno U_2/n . Proud náhradní cívkou tak začne stoupat.

Interval 1 od t_1 do t_2

Na začátku této části periody je vypnut řídicí signál S3 a zapnut S2. Tím můstkové napětí u_{H1} získá kladnou hodnotu. Jelikož byl na začátku proud cívkou stále záporný, tak na primární straně

vedou proud zpětné diody S1 a S2. Na sekundární straně se nic nezměnilo, stále vedou zpětné diody Q3 a Q4. Napětí na náhradní cívce se zvýší na $U_1 + U_2/n$.

Interval 2 od t_2 do t_3

V čase t_2 projde proud náhradní cívkou nulou a začnou vést IGBT S1 a S2 na primární straně a IGBT Q3 a Q4 na sekundární.

Interval 3 od t_3 do t_4

Na začátku této části došlo k vypnutí řídicích signálů Q3 a Q4 a zapnutí Q1 a Q2. Jelikož je proud náhradní cívkou kladný tak proud začnou vést zpětné diody Q1 a Q2. Můstkové napětí u_{H2} tak změnil polaritu. Napětí na cívce je stále kladné $U_1 - U_2/n$. Proud cívkou tedy stále stoupá. Na primární straně vedou stále IGBT S1 a S2.

Interval 4 od t_4 do t_5

V čase t_4 vypneme řídicí signál S1 a zapneme S4. IGBT S1 přestane vést a vedení od něj převezme zpětná dioda S4. Na primární straně tedy vedou proud IGBT S2 a zpětná dioda S4. Můstkové napětí u_{H1} tak nabude nulové hodnoty. Tím se napětí na náhradní cívce nabude záporné hodnoty $-U_2/n$ a proud i_L začne klesat. Na sekundární straně vedou stále zpětné diody Q1 a Q2.

Interval 5 od t_5 do t_6

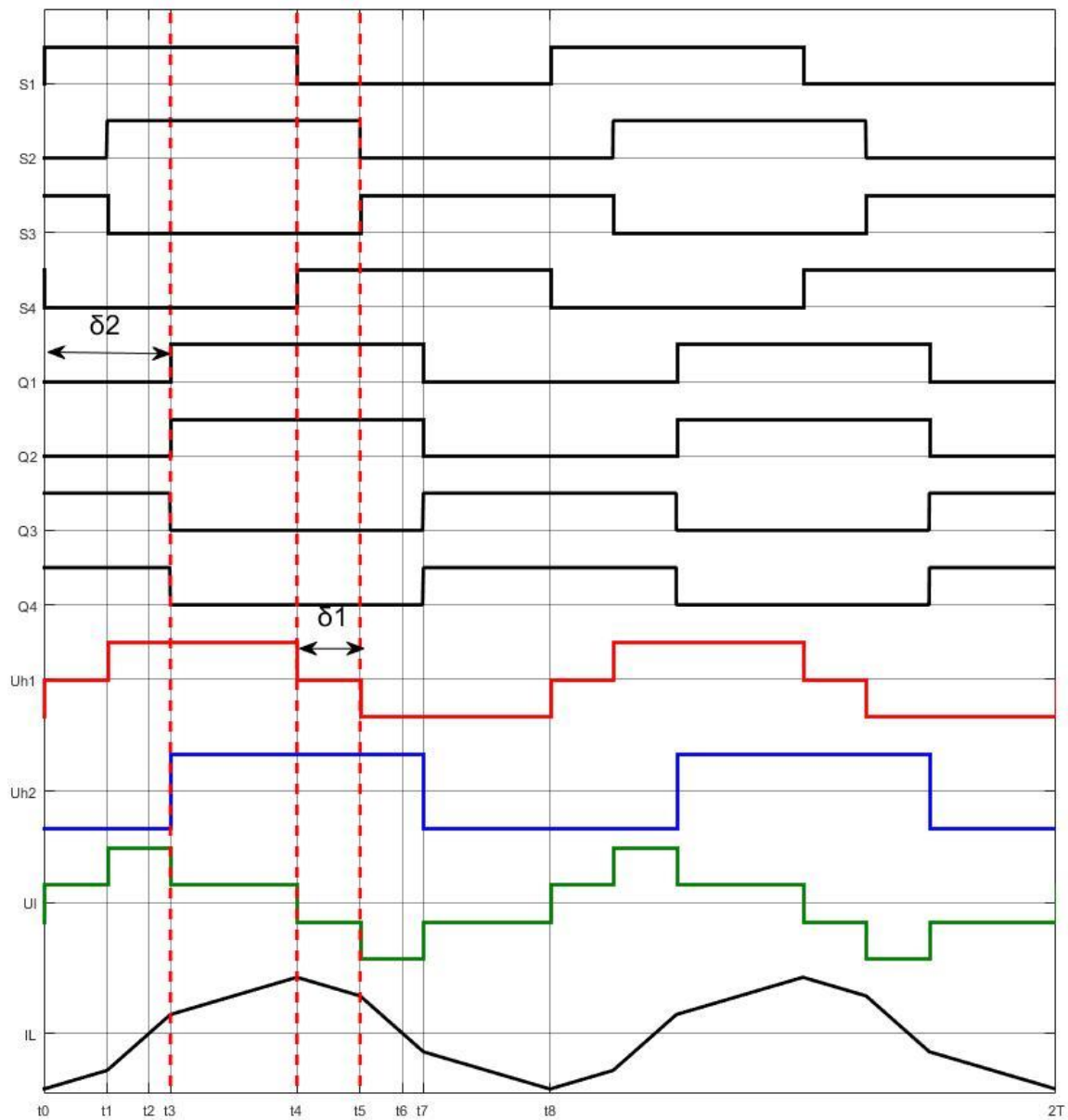
V čase t_5 se vypne řídicí signál S2 a zapne S3. Proud cívkou byl v předchozím okamžiku kladný, takže vedou zpětné diody S3 a S4. Napětí u_{H1} získá zápornou hodnotu a napětí na cívce bude $-U_1 - U_2/n$. Proud cívkou stále klesá, ovšem rychleji než v části 4. Na sekundární straně vedou stále zpětné diody Q1 a Q2.

Interval 6 od t_6 do t_7

V čase t_6 projde proud cívkou nulou, takže přestanou vést zpětné diody a začnou vést IGBT S3, S4, Q1 a Q2.

Interval 7 od t_7 do t_8

V čase t_7 se vypnou řídicí signály Q1 a Q2 a zapnou Q3 a Q4. Proud cívkou byl záporný, proto začnou vést zpětné diody Q3 a Q4. Napětí u_{H2} změnil polaritu a napětí na náhradní cívce tak získá hodnotu $-U_1 + U_2/n$. Proud tedy stále klesá až do t_8 , kdy se zapne S1 a vypne S4 a celý spínací proces se opakuje.

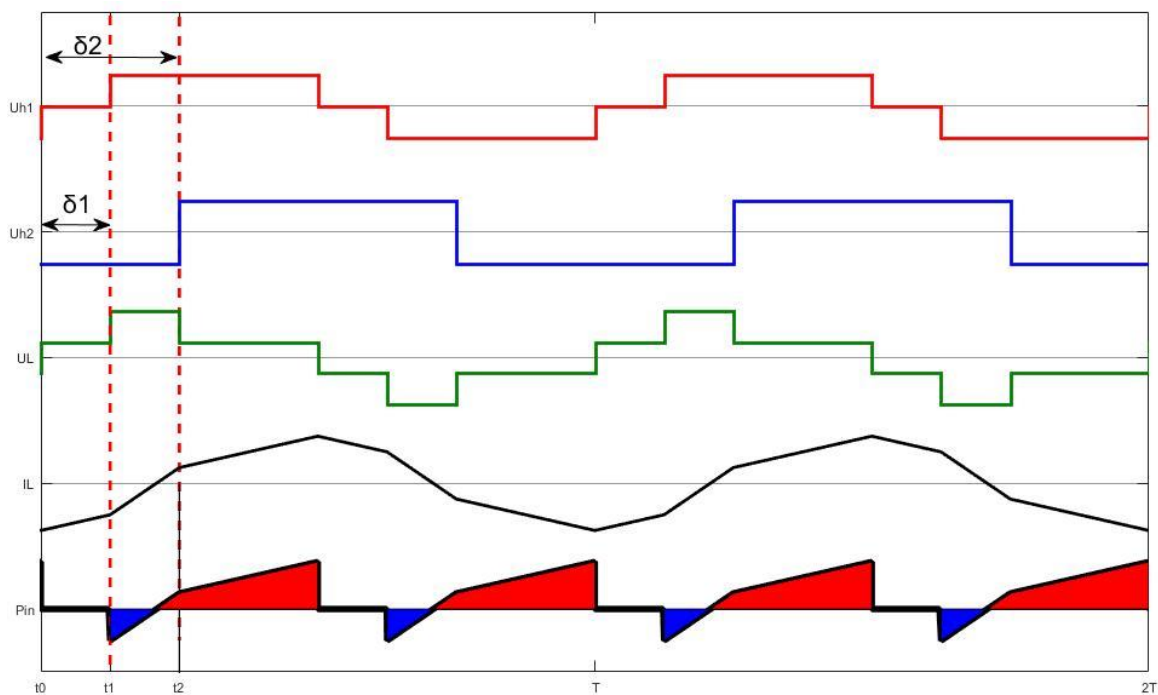


Obr. 12 EPS řízení. $\delta_1 = 0,25$ a $\delta_2 = 0,5$

3.2.1 Zpětný výkon u EPS

Jak už bylo řečeno, fázovým posunem δ_1 docílíme snížení zpětného výkonu. Posunutím jednotlivých prvků v diagonální dvojici získáme třetí dosažitelnou úroveň napětí $u_{H1}(t)$ rovnou nule.

Na Obr. 13 je vidět, že vytvořením fázového posunu δ_1 jsme výrazně snížili zpětný výkon oproti Obr. 7.



Obr. 13 Okamžitý průběh výkonu P_{IN} u řízení EPS pro $\delta_1 = 0,25$ a $\delta_2 = 0,5$

3.3 Řízení s dvěma fázovými posuny

V anglické literatuře je tato metoda nazývána *Double Phase Shift (DPS)* [9] , [10] .

DPS je velmi podobné EPS. Liší se pouze tím, že u DPS je vnitřní fázový posun přítomný u obou můstků a pro oba můstky je stejný. Tato strategie má stejné vlastnosti jako EPS ale je jednodušší na provedení.

Průběhy na Obr. 14 jsou pro ustálený stav. Pro lepší porozumění celému spínacímu pochodu je výhodné rozdělit si periodu t_0 až t_{10} do deseti intervalů.

Interval 0 od t_0 do t_1

Řídicí signály jsou přivedeny na S1 a S3. V druhém můstku jsou zapnuty Q3 a Q4. Proud náhradní cívkou $L_a + L_\sigma$ byl v předchozím okamžiku záporný a nemůže dojít k jeho skokové změně. Na primární straně je tedy proud uzavírán tranzistorem S3, a zpětnou diodou S1. Můstkové napětí u_{H1} je nulové, jelikož nejsou dohromady sepnuty 2 diagonální prvky současně. Na sekundární straně je proud veden zpětnými diodami Q3 a Q4 a můstkové napětí je u_{H2} záporné. Celkové napětí na náhradní cívce $L_a + L_\sigma$ je v této části kladné a rovno U_2/n . Proud náhradní cívkou tak začne stoupat.

Interval 1 od t_1 do t_2

Na začátku této části periody je vypnut řídicí signál S3 a zapnut S2. Tím můstkové napětí u_{H1} získá kladnou hodnotu. Jelikož byl na začátku proud cívkou stále záporný, tak na primární straně

vedou proud zpětné diody S1 a S2. Na sekundární straně se nic nezměnilo, stále vedou zpětné diody Q3 a Q4. Napětí na náhradní cívce se zvýší na $U_1 + U_2/n$.

Interval 2 od t_2 do t_3

V čase t_2 projde proud náhradní cívkou nulou a začnou vést IGBT S1 a S2 na primární straně a IGBT Q3 a Q4 na sekundární.

Interval 3 od t_3 do t_4

Na začátku této části došlo k vypnutí řídicího signálu Q4 a zapnutí Q1. Jelikož je proud náhradní cívkou kladný tak proud od IGBT Q4 převezme zpětná dioda Q1. Můstkové napětí u_{H2} tak klesne na nulu. Napětí na cívce je U_1 . Proud cívkou tedy stoupá. Na primární straně vedou stále IGBT S1 a S2.

Interval 4 od t_4 do t_5

V čase t_4 vypneme řídicí signál Q3 a zapneme Q2. IGBT Q3 přestane vést a vedení od něj převezme zpětná dioda Q2. Můstkové napětí u_{H2} je nyní kladné. Napětí na náhradní cívce dostane na hodnotu $U_1 - U_2/n$ a proud i_L tedy stále stoupá. Na primární straně vedou stále IGBT S1 a S2.

Interval 5 od t_5 do t_6

V čase t_5 se vypne řídicí signál S1 a zapne S4. Proud cívkou byl v předchozím okamžiku kladný, takže vedou IGBT S2 a zpětná dioda S4. Napětí u_{H1} tak klesne na nulu a napětí na cívce bude $-U_2/n$. Proud cívkou klesá. Na sekundární straně vedou stále zpětné diody Q1 a Q2.

Interval 6 od t_6 do t_7

V čase t_6 se vypne řídicí signál S2 a zapne S3. Proud cívkou byl v předchozím okamžiku kladný, takže vedou zpětné diody S3 a S4. Napětí u_{H1} tak získá zápornou hodnotu a napětí na cívce bude $-U_1 - U_2/n$. Proud cívkou prudce klesá. Na sekundární straně vedou stále zpětné diody Q1 a Q2.

Interval 7 od t_7 do t_8

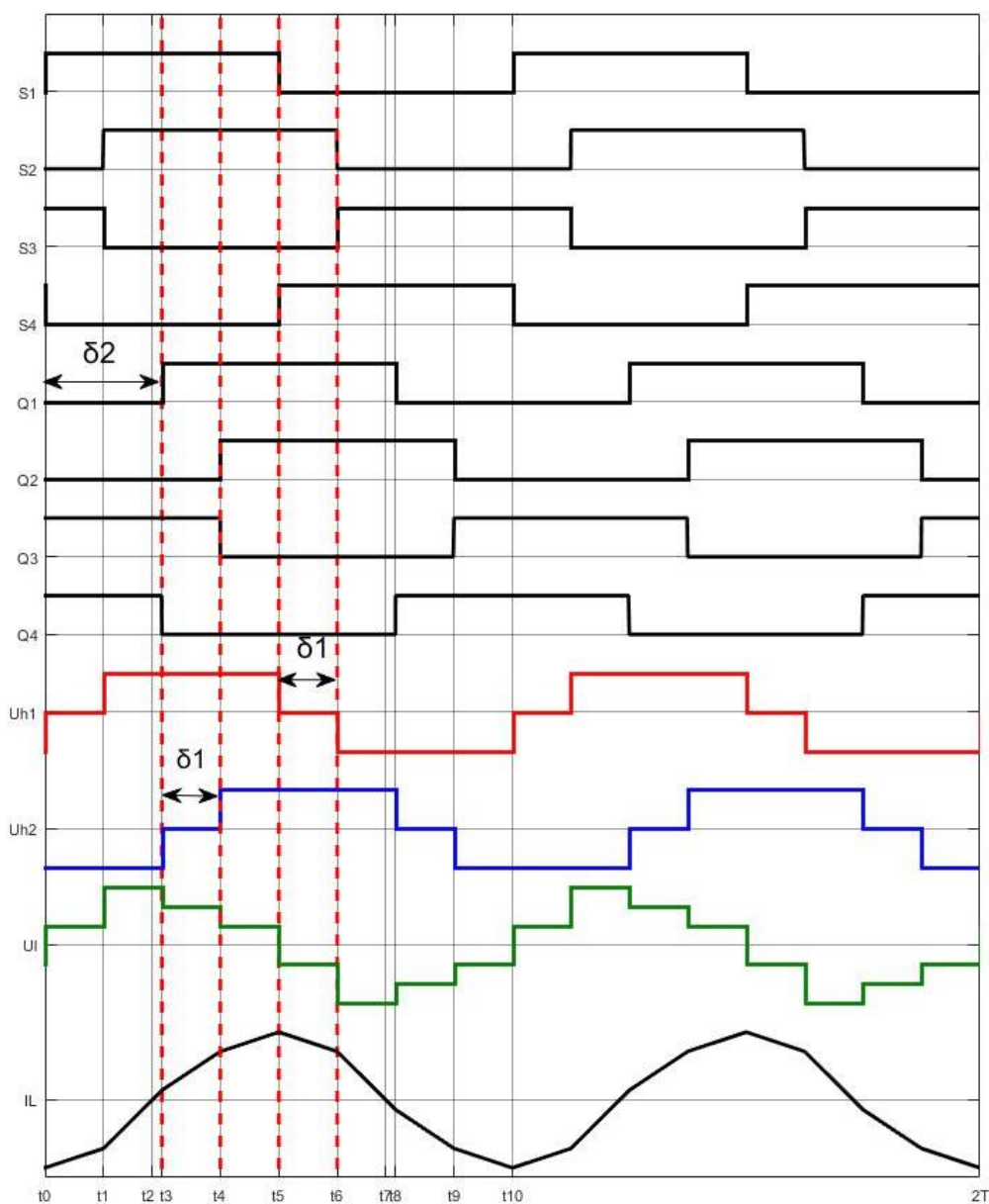
V čase t_7 projde proud cívkou nulou, takže přestanou vést zpětné diody a začnou vést IGBT S3, S4, Q1 a Q2.

Interval 8 od t_8 do t_9

V čase t_8 se vypne řídicí signál Q1 zapne Q4. Proud cívkou byl záporný tak po IGBT Q1 převezme proud zpětná dioda Q4. Napětí u_{H2} klesne na nulu a napětí na náhradní cívce tak získá hodnotu $-U_1$. Proud tedy stále klesá.

Interval 9 od t_9 do t_{10}

V čase t_9 se vypne řídicí signál Q2 a zapne Q3. Proud cívkou byl na začátku záporný, proto po IGBT Q2 převezme proud zpětná dioda Q3. Napětí u_{H2} nabude záporné hodnoty a napětí na náhradní cívce tak získá hodnotu $-U_1 + U_2/n$. Proud tedy stále klesá. V čase t_{10} končí perioda.



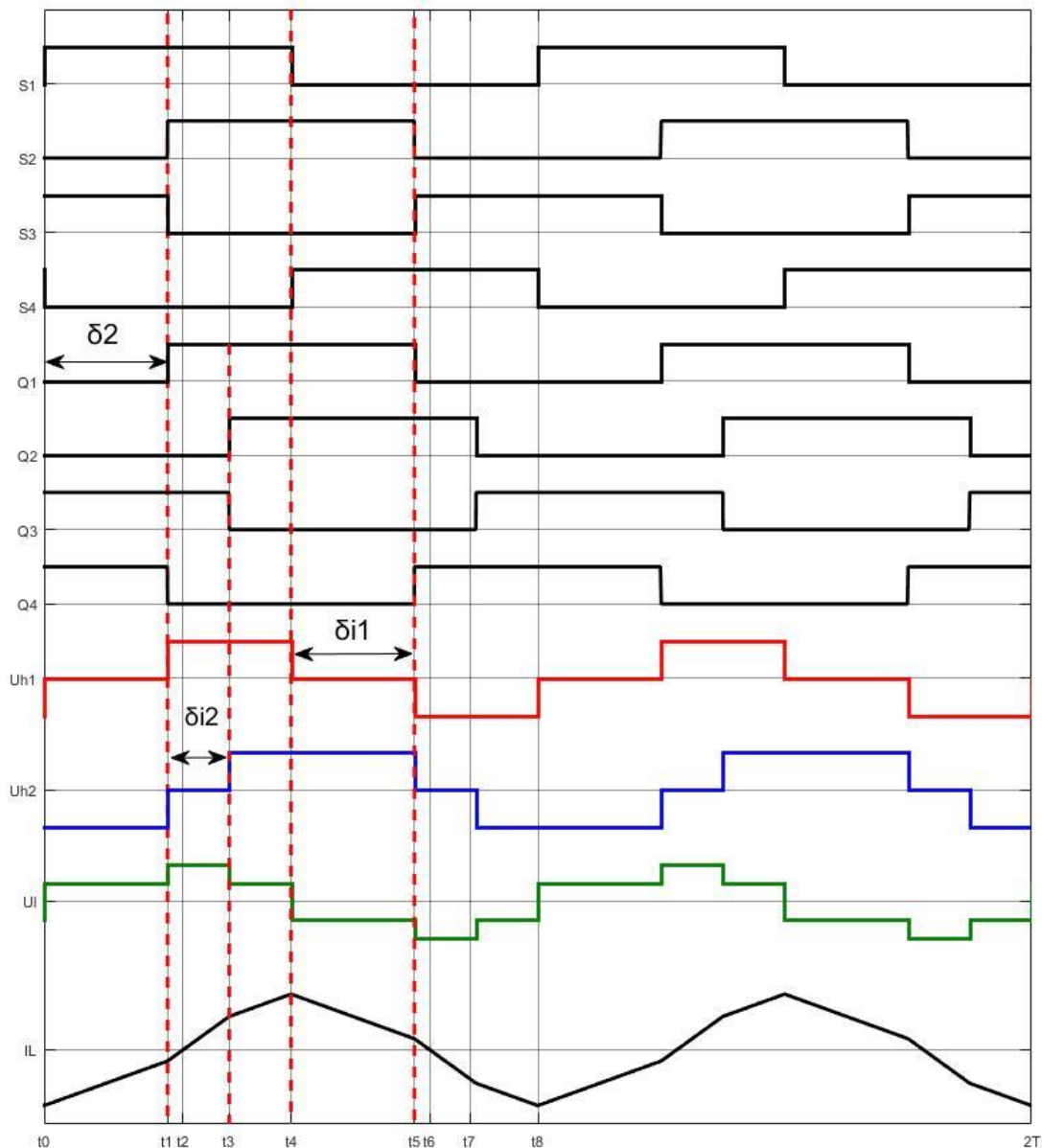
Obr. 14 DPS řízení pro $\delta_1 = 0,25$ a $\delta_2 = 0,5$

3.4 Řízení se třemi fázovými posuny

V anglické literatuře je tato metoda nazývána *Triple phase shift (TPS)* [11] , [12] .

Tato metoda se liší od DPS tím, že vnitřní fázový posun je pro oba můstky řízen zvlášť a může se lišit. S tímto řízením je možné dosáhnout nejvyšších účinností ze všech předchozích metod, ovšem je také nejtěžší na provedení.

Na Obr. 15 je příklad TPS řízení. Průběhy odpovídají ustálenému stavu. Vnější fázový posun δ_2 je 0,5. Vnitřní fázový posun můstku na primární straně δ_{i1} je 0,5 a vnitřní fázový posun můstku na sekundární straně δ_{i2} je 0,25.



Obr. 15 TPS řízení pro $\delta_{i1} = 0,5$, $\delta_{i2} = 0,25$ a $\delta_2 = 0,5$

Spínací pochod u TPS může vypadat různě. Je-li δ_{11} a δ_{12} rovno nule, pak je shodný s SPS. Je-li pouze δ_{12} rovno nule pak je shodný s EPS, pokud si jsou δ_{11} a δ_{12} rovny, pak je shodný s DPS. Příklad na Obr. 15 není ani jeden z těchto případů, a tak je spínací pochod jiný. Pro lepší porozumění celému spínacímu pochodu je výhodné rozdělit si periodu t_0 až t_8 do osmi Intervalů.

Interval 0 od t_0 do t_1

Řídící signály jsou přivedeny na S1 a S3. V druhém můstku jsou zapnuty Q3 a Q4. Proud náhradní cívkou $L_a + L_\sigma$ byl v předchozím okamžiku záporný a nemůže dojít k jeho skokové změně. Na primární straně je tedy proud uzavírán tranzistorem S3, a zpětnou diodou S1. Můstkové napětí u_{H1} je nulové, jelikož nejsou dohromady sepnuty 2 diagonální prvky současně. Na sekundární straně je proud veden zpětnými diodami Q3 a Q4 a můstkové napětí je u_{H2} záporné. Celkové napětí na náhradní cívce $L_a + L_\sigma$ je v této části kladné a rovno U_2/n . Proud náhradní cívkou tak začne stoupat.

Interval 1 od t_1 do t_2

Na začátku této části periody je vypnut řídicí signál S3 a zapnut S2. Tím můstkové napětí u_{H1} získá kladnou hodnotu. Jelikož byl na začátku proud cívkou stále záporný, tak na primární straně vedou proud zpětné diody S1 a S2. Na sekundární straně dojde k vypnutí Q4 a zapnutí Q1. Jelikož je proud náhradní cívkou záporný, tak proud od zpětné diody Q4 převezme IGBT Q1. Můstkové napětí u_{H2} klesne na nulu. Napětí na náhradní cívce se zvýší na U_1 .

Interval 2 od t_2 do t_3

V čase t_2 projde proud náhradní cívkou nulou a začnou vést IGBT S1 a S2 na primární straně a IGBT Q3 a zpětná dioda Q1 na sekundární straně.

Interval 3 od t_3 do t_4

Na začátku této části došlo k vypnutí řídicího signálu Q3 a zapnutí Q2. Jelikož je proud náhradní cívkou kladný tak proud od IGBT Q3 převezme zpětná dioda Q2. Můstkové napětí u_{H2} tak nabyde kladné hodnoty. Napětí na cívce se sníží na hodnotu $U_1 - U_2/n$. Proud cívkou stále stoupá. Na primární straně vedou pořád IGBT S1 a S2.

Interval 4 od t_4 do t_5

V čase t_4 vypneme řídicí signál S1 a zapneme S4. IGBT S1 přestane vést a vedení od něj převezme zpětná dioda S4. Můstkové napětí u_{H1} je nyní nulové. Napětí na náhradní cívce dostane zápornou hodnotu $-U_2/n$ a proud i_L tedy začne klesat. Na sekundární straně vedou stále zpětné diody Q1 a Q2.

Interval 5 od t_5 do t_6

V čase t_5 se vypne řídicí signál S2 a zapne S3. Proud cívkou byl v předchozím okamžiku kladný, takže od IGBT S2 převezme vedení zpětná dioda S3. Napětí u_{H1} je záporné. Zároveň dojde k vypnutí Q1 a zapnutí Q4. Proud od zpětné diody Q1 převezme IGBT Q4. Můstkové napětí u_{H2} je nulové. Celkové napětí na cívce je $-U_1$. Proud cívkou klesá.

Interval 6 od t_6 do t_7

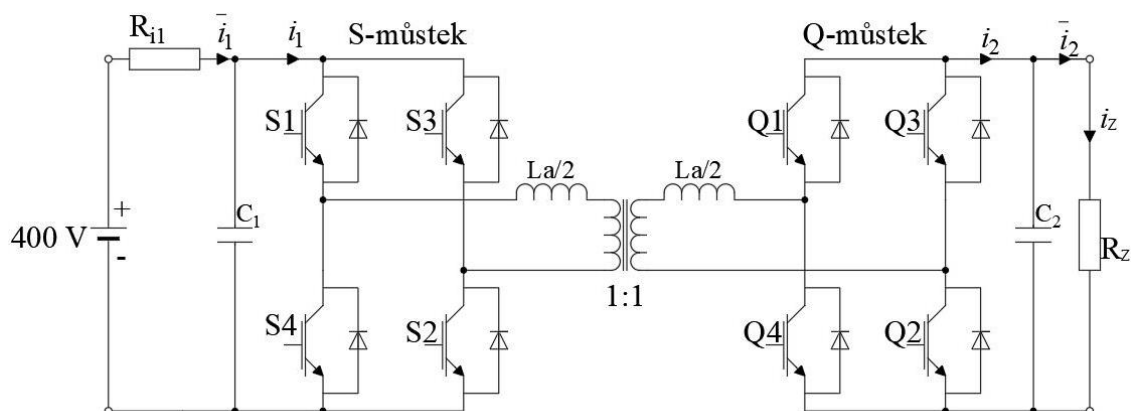
V čase t_6 projde proud cívkou nulou, takže přestanou vést zpětné diody S3, S4 a začnou vést IGBT S3, S4 na primární straně. Na sekundární straně přestanou vést zpětná dioda Q2 a IGBT Q4 a začnou vést IGBT Q2 a zpětná dioda Q4.

Interval 7 od t_7 do t_8

V čase t_7 se vypne Q2 a zapne Q3. Vedení od zpětné diody Q2 převezme IGBT Q3. Můstkové napětí u_{H2} získá zápornou hodnotu a napětí na cívce tak bude $-U_1 + U_2/n$.

4. Simulace DAM

V této kapitole jsou prezentovány průběhy důležitých veličin ze simulací duálního aktivního můstku řízeného metodami uvedené v kapitole 3.



Obr. 16 Simulované schéma

Výhodou tohoto schématu je, že umožňuje jednoduché měření přeneseného výkonu, který stačí měřit na zátěžném odporu R_z . Naopak nevýhodou je, že stejnosměrná sběrnice u Q-můstku není schopná držet konstantní napětí. Její napětí závisí na proudu dodávaném z pomocné cívky do kondenzátoru C_2 , jehož velikost závisí na fázovém posunu. Přenášený výkon tedy nebude mít stejnou závislost na fázovém posunu jako na Obr. 5, kde jsme uvažovali konstantní napětí U_2 .

Vhodným nástrojem pro simulaci je Matlab Simulink, v němž byly také všechny simulace provedeny

Kondenzátory C_1, C_2	2000 μF
Pomocná cívka – L_a	21 μH
Spínací perioda – T	10^{-4} s
Zátěžný odpor – R_z	2 Ω
Rozptylové indukčnosti $L_{\sigma 1} + L_{\sigma 2}$	4 μH

Tabulka 1 Parametry použité v simulaci

Pro zjednodušení simulujeme situaci, kdy je převod transformátoru $n = 1$. Na vstupní straně (S-můstek) je připojeno konstantní napětí $U_1 = 400$ V. Na výstupní straně (Q-můstek) je připojen zatěžovací odpor R_z . Násobek napětí a proudu na tomto odporu můžeme považovat za výkon přenesený tímto můstkem.

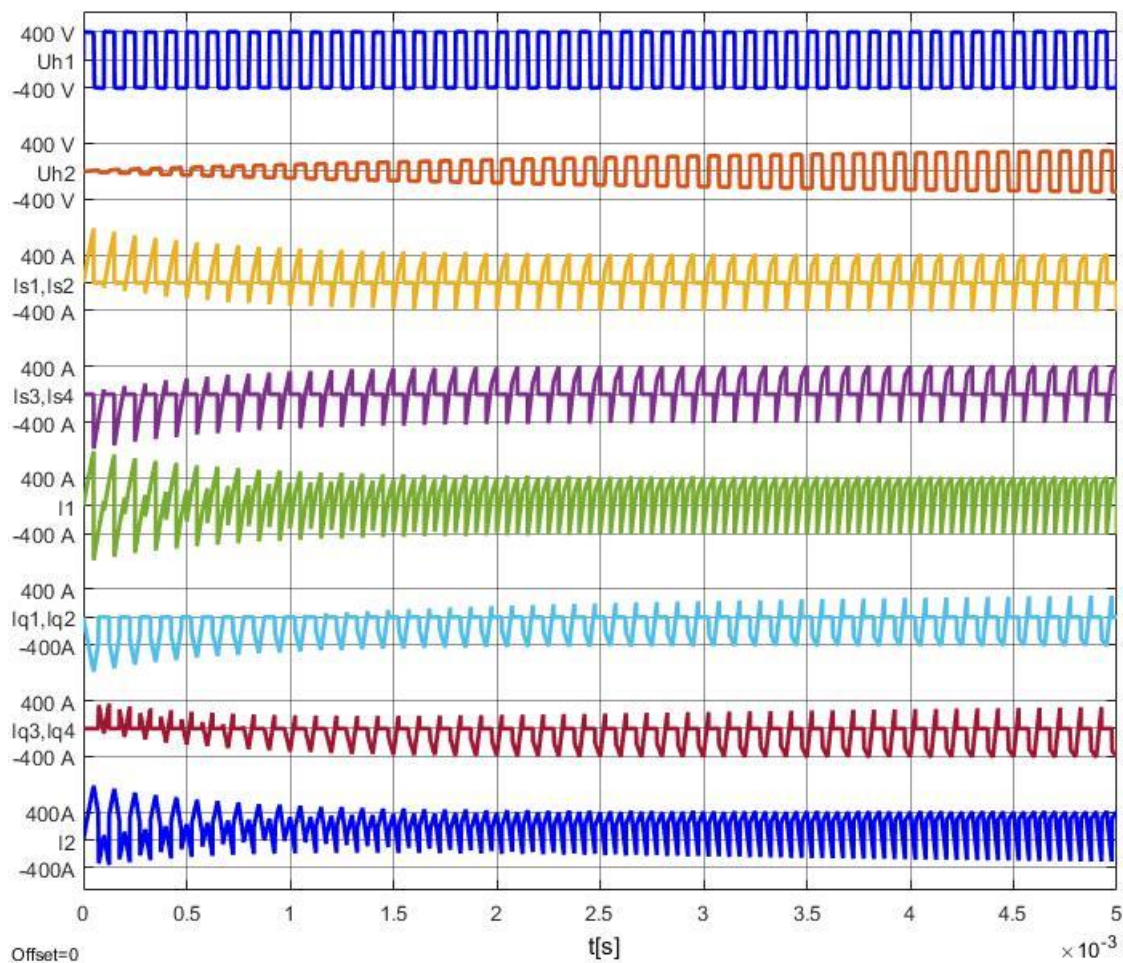
U každé simulace jsou zaznamenány průběhy proudů jednotlivými spínacími součástkami, vstupní, (resp. výstupní) proudy obou můstků i_1 a i_2 a proud stejnosměrné sběrnice Q-můstku \bar{i}_2 , přičemž ze schématu je vidět, že $\bar{i}_2 = i_z$.

Dále jsme zaznamenávali přenesený výkon u všech metod řízení pro různé fázové posuny a tyto výkony poté porovnáme.

V části 2.1 byl odvozen vzorec (14) pro přenesený výkon pro řízení s jedním fázovým posunem, proto si můžeme porovnat spočítané hodnoty s výsledky simulace.

4.1 Simulace DAM řízeného s jedním fázovým posunem

Na začátku simulace proběhl přechodový děj trvající 10 ms, než bylo docíleno ustáleného stavu. Prvních 5 ms přechodného děje, je vidět na Obr. 17. Můstkové napětí u_{H1} bylo po celou dobu konstantní, jelikož tento můstek byl napojen přímo na napěťový zdroj. Napětí u_{H2} se postupně zvyšovalo až na 395 V, kterých bylo dosaženo po 10 ms. Tuto proudovou špičku je možné snížit zmenšením kapacity C_2 , ovšem na úkor zvlnění napětí.

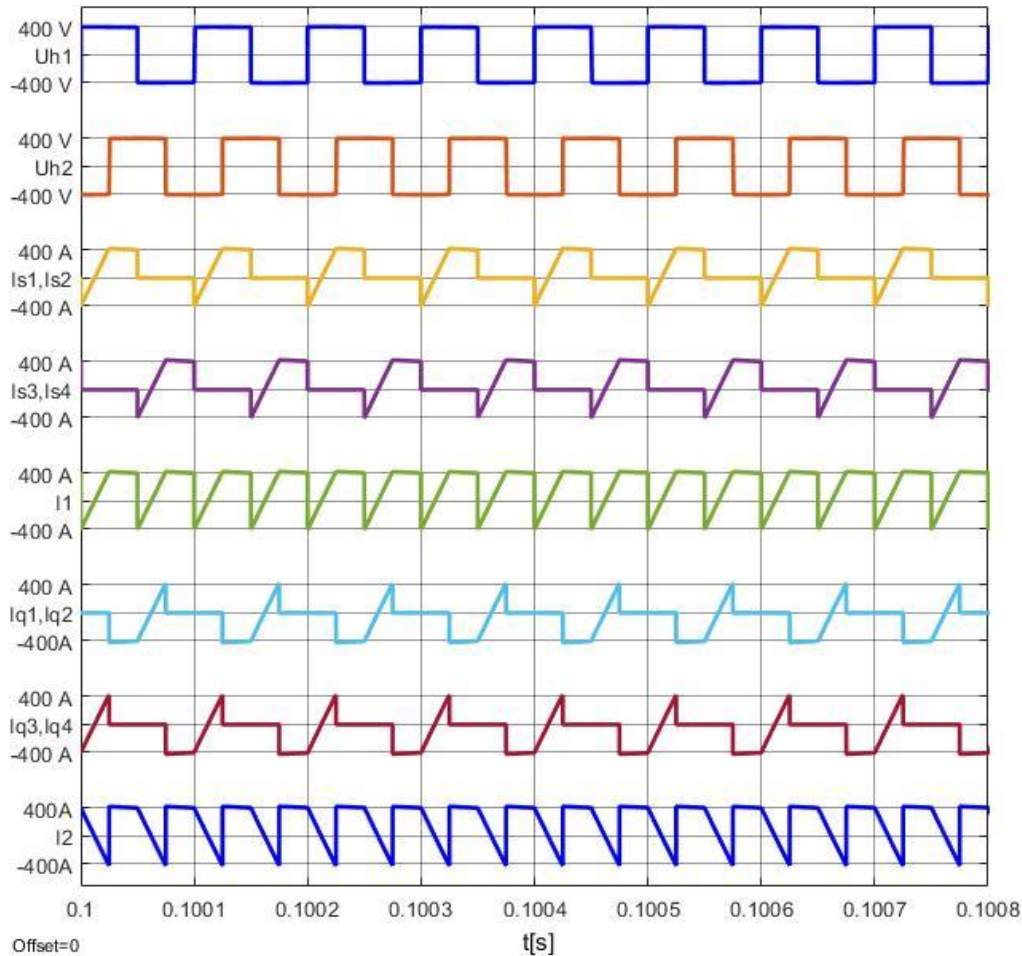


Obr. 17 Průběhy můstkových napětí a proudů i_{s1} , i_{s2} , i_{s3} , i_{s4} , i_2 , i_{Q1} , i_{Q2} , i_{Q3} , i_{Q4} , i_1 při zapnutí. Můstky jsou řízeny s fázovým posunem 0,5

Dále je vidět na začátku proudová špička u proudu i_1 . Jeho hodnota narostla přibližně na dvojnásobek ustálené hodnoty. Jelikož je tento proud polovinu času veden diagonální dvojicí spínačů S1, S2 a druhou polovinu času dvojicí S3, S4, tak je tato špička vidět i na průbězích proudů těmito součástkami.

Pro tento směr toku výkonu lze říci, že proudová špička se u S1, S2 objevuje pouze v kladném směru, tedy v době, kdy vede IGBT, a u S3, S4 pouze v záporném směru, tedy během vedení zpětné diody. Při opačném toku výkonu by to bylo obráceně. V reálné aplikaci je třeba při dimenzování součástek s touto špičkou proudu počítat.

Proudová špička se objevila i u proudu i_2 , ovšem pouze v kladném směru, takže ovlivnila proudy jen ve dvojici Q1, Q2, a to ve chvíli kdy vedla zpětná dioda.

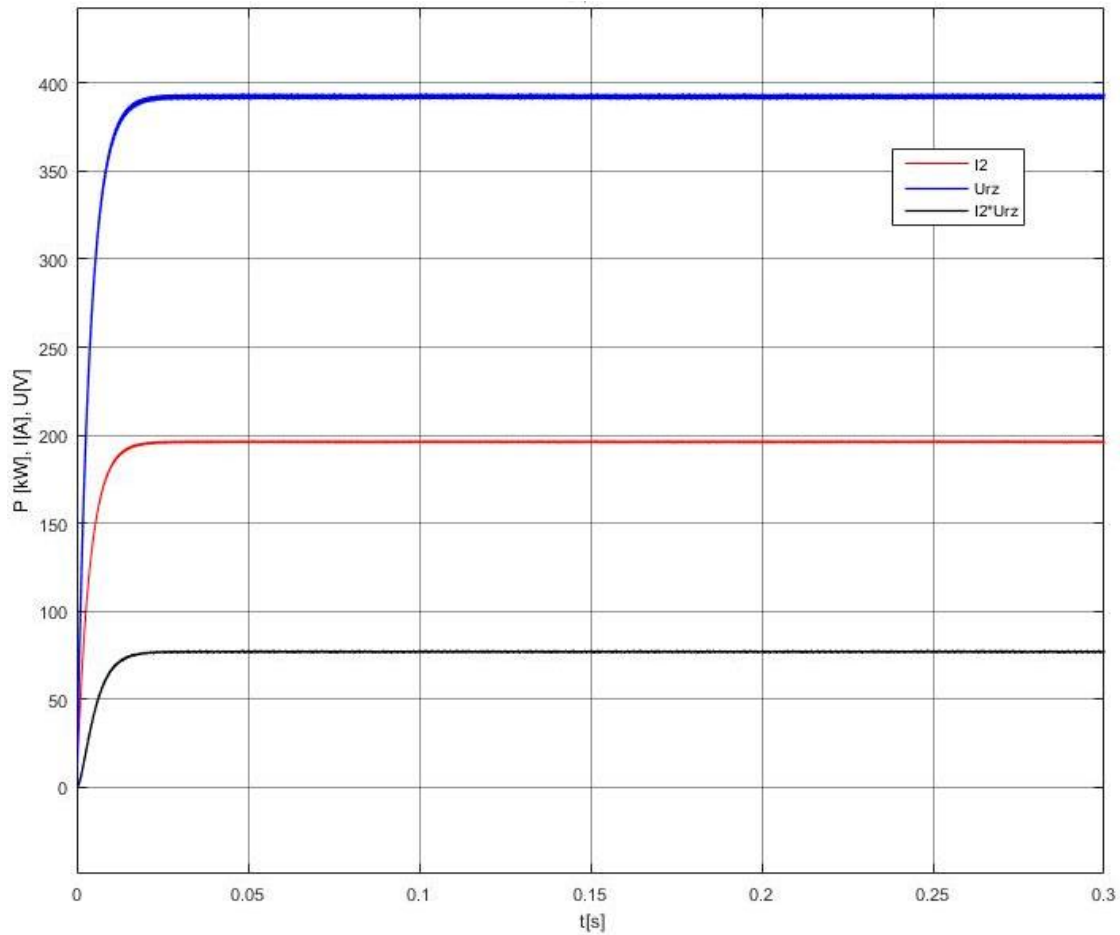


Obr. 18 Ustálené průběhy můstkových napětí a proudů i_{s1} , i_{s2} , i_{s3} , i_{s4} , i_2 , i_{q1} , i_{q2} , i_{q3} , i_{q4} , i_1
Můstky jsou řízeny s fázovým posunem 0,5

Z výše uvedených ustálených průběhů lze jasně vidět, že superpozicí proudů i_{s1} , i_{s2} a i_{s3} , i_{s4} získáme celkový proud S–můstku $-i_2$.

Superpozicí proudů diagonálních dvojic u Q–můstku získáme $-i_2$, což je způsobeno volbou směru proudů na Obr. 16.

Pro daný pracovní bod (δ) je vidět, že některé spínací součástky jsou více zatíženy než jiné. U S–můstku vidíme, že více zatíženy jsou tranzistory. Poznáme to z toho, že proudy i_{s1} , i_{s2} a i_{s3} , i_{s4} jsou delší dobu kladné (vedou tranzistory) než záporné (vedou zpětné diody). Pro fázový posun $\delta=0,5$ je rozdíl zatížení největší a při jeho zvyšování či snižování se rozdíl zmenšuje. Ovšem nikdy nedosáhne rovnoměrného rozdělení. Maximální velikost proudu je však u S–můstku stejná pro tranzistory i zpětné diody. To platí nezávisle na velikosti fázového posunu. Je to dané tím, že diagonální dvojice v S–můstku jsou přepínány ve chvíli, kdy je proud v maximu. U Q–můstku jsou naopak více zatíženy zpětné diody.



Obr. 19 Průběh u_{Rz} , \bar{i}_2 a přeneseného výkonu během celé simulace. Můstek je řízen s fázovým posunem 0,5

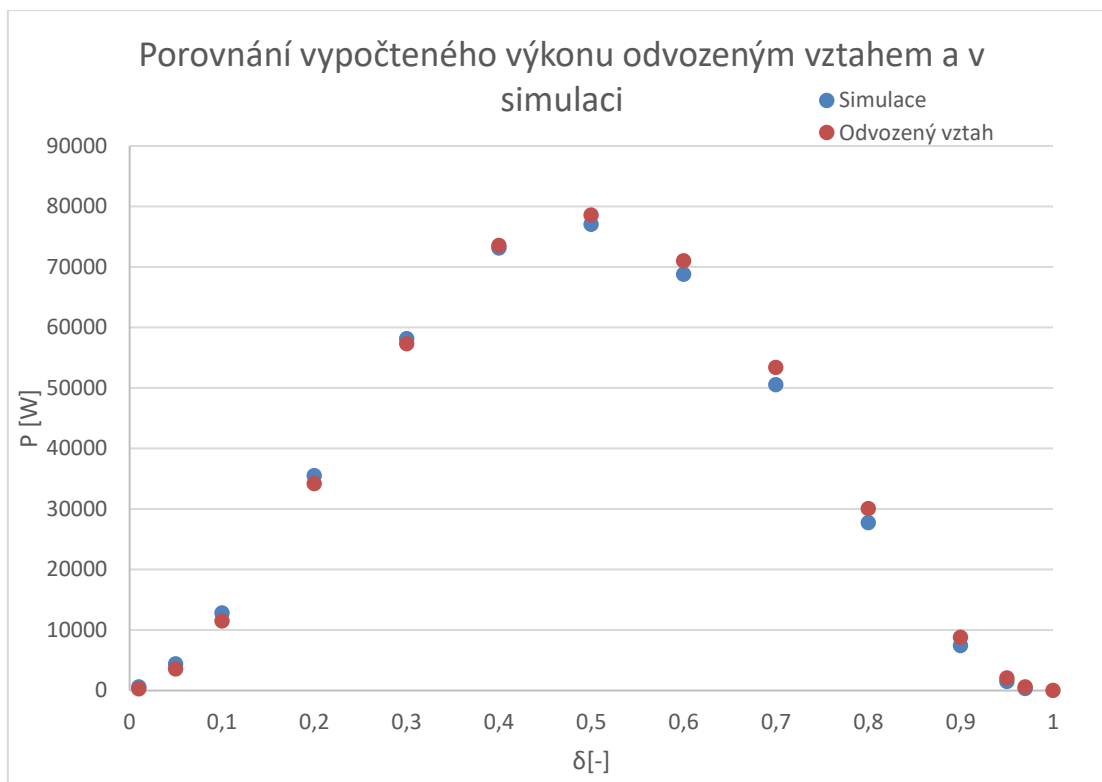
Z průběhu napětí na zátěžném odporu v Obr. 19 vidíme, že můstek nepřenesl dostatek výkonu, aby udržel napětí 400 V na zátěži, to se po počátečním přechodném ději ustálilo na 390 V (střední hodnota). Proto je i amplituda můstkového napětí u_{H2} nižší než 400 V. Velikost zvlnění napětí na zátěži je méně než 1 % střední hodnoty 3 V. Vypočtený výkon přenesený můstkem je po ustálení 77 kW, při fázovém posunu 0,5.

Tato sestava by tedy byla schopna přenést maximálně 77 kW. Při tomto výkonu tekl výkonovými součástkami proud přibližně 200 A. V současnosti IGBT součástky volně dostupné na trhu nejsou při 10 kHz schopné vést vyšší proud než 200 A. Proto, pokud by bylo třeba zvýšit přenášený výkon, je třeba uvažovat o paralelním spojování DAM, což bude probráno v kapitole 5.

Pro kontrolu výsledků dosadíme naše hodnoty použité v simulaci do odvozeného vztahu pro přenesený výkon

$$P = \frac{(1-\delta)\delta T U_1 U_2}{2nL} = \frac{(1-0,5) \cdot 0,5 \cdot 10^{-4} \cdot 400 \cdot 390}{2 \cdot 1 \cdot (10,5 + 10,5 + 4) \cdot 10^{-6}} = 78 \text{ kW}$$

Hodnoty se tedy liší jen o 1,3 %.

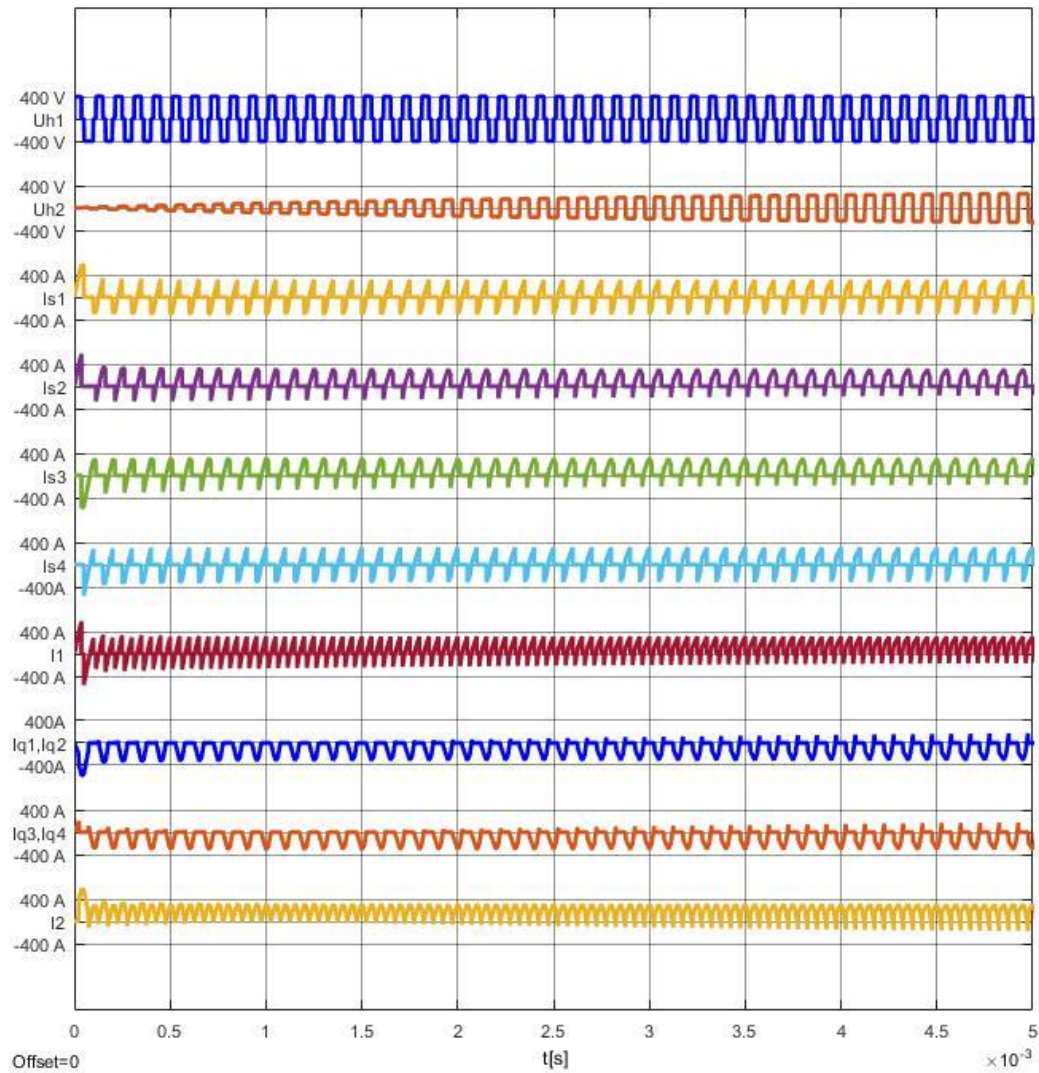


Obr. 20 Vypočtený přenesený výkon

Na obrázku Obr. 20 jsou vidět hodnoty vypočteného výkonu pro celý rozsah fázového posunu pro jeden směr toku výkonu. Po připojení napěťového zdroje na Q–můstek a zátěžného odporu na S–můstek bychom dostali stejnou křivku pro opačný směr toku výkonu, tedy pro fázový posun od 0 do -1 .

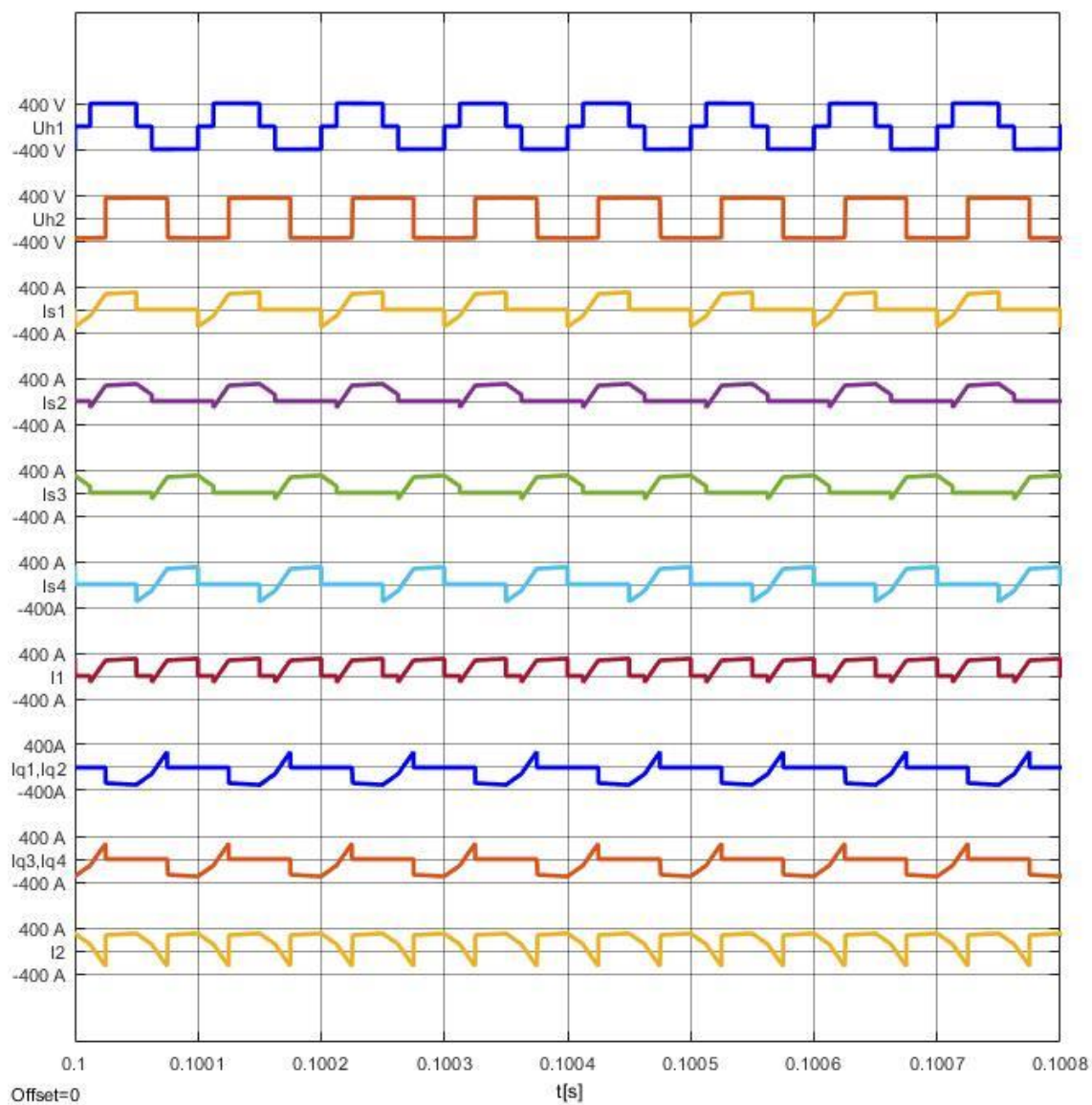
Křivky, které jsme získali, se liší od křivky na Obr. 5, protože při změně fázového posunu se měnilo i napětí U_2 . Pokud bychom na straně zátěže dokázali držet toto napětí konstantní, pak bychom získali stejnou křivku.

4.2 Simulace DAM řízeného s prodlouženým fázovým posunem



Obr. 21 Průběhy můstkových napětí a proudů i_{s1} , i_{s2} , i_{s3} , i_{s4} , i_2 , i_{Q1} , i_{Q2} , i_{Q3} , i_{Q4} , i_1 při zapnutí. Můstky jsou řízeny s fázovým posunem $\delta_1=0,25$ a $\delta_2=0,5$

Při zapnutí proběhl přechodný děj, který trval stejně dlouho jako v případě řízení s jedním fázovým posunem, nicméně výrazně se zkrátila doba, po kterou součástky spínají zvýšený proud. Proudová špička je přítomná pouze po jednu periodu u obou můstků a dosahuje velikosti dvojnásobku ustáleného proudu.



Obr. 22 Ústálené průběhy můstkových napětí a proudů i_{s1} , i_{s2} , i_{s3} , i_{s4} , i_2 , i_{Q1} , i_{Q2} , i_{Q3} , i_{Q4} , i_1 .
Můstky jsou řízeny s fázovým posunem $\delta_1=0,25$ a $\delta_2=0,5$

Na Obr. 22 vidíme mnoho nesymetrií mezi oběma můstkami. Můstková napětí mají jiné průběhy. u_{H1} má tři stupně (včetně nuly), zatímco u_{H2} má dva. Proudů diagonálními dvojicemi Q–můstku jsou stejné a u S–můstku se liší. Liší se v okamžiku, kdy je můstek odpojen od zdroje napětí, tedy když je můstkové napětí nulové. To nastává dvakrát za půlperiodu:

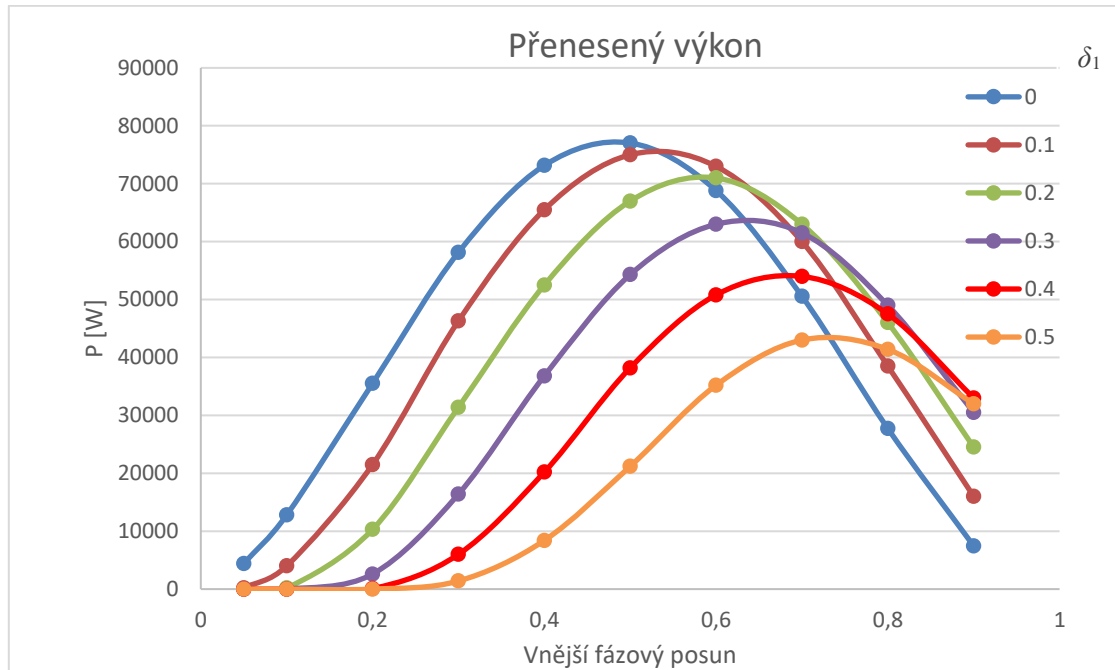
V prvním případě je řídicí signál přiveden na S1 a S3, přičemž v předchozím okamžiku byl vypnut řídicí signál S4. Proud se tedy v předchozím okamžiku uzavíral přes tranzistor S3, primární vinutí transformátoru, pomocnou cívku a tranzistor S4. Aby se po vypnutí signálu pro S4 zachoval proud v indukčnosti, začne proud procházet přes zpětnou diodu S1, což odpovídá zápornému proudu i_{S1} v čase od $t = 0,1$ s na Obr. 22. Po přivedení řídicího signálu na S2 se můstek opět připojí ke zdroji napětí.

V druhém případě je řídicí signál přiveden na S2 a S4, a v předchozím okamžiku byl vypnut řídicí signál S1. Proud se v předchozím okamžiku uzavíral přes tranzistor S1, pomocnou cívku,

primární vinutí transformátoru, a tranzistor S2. Po vypnutí signálu S1 začne proud procházet přes zpětnou diodu S4, pomocnou cívku, primární vinutí transformátoru a tranzistor S2.

U proudu i_{S2} a i_{S3} je vidět, že pro daný pracovní bod už nejsou maxima proudů stejná pro kladnou ani zápornou polaritu.

Superpozicí všech proudů i_{S1} , i_{S2} , i_{S3} , i_{S4} respektive i_{Q1} , i_{Q2} , i_{Q3} , i_{Q4} získáme proud i_1 respektive $-i_2$

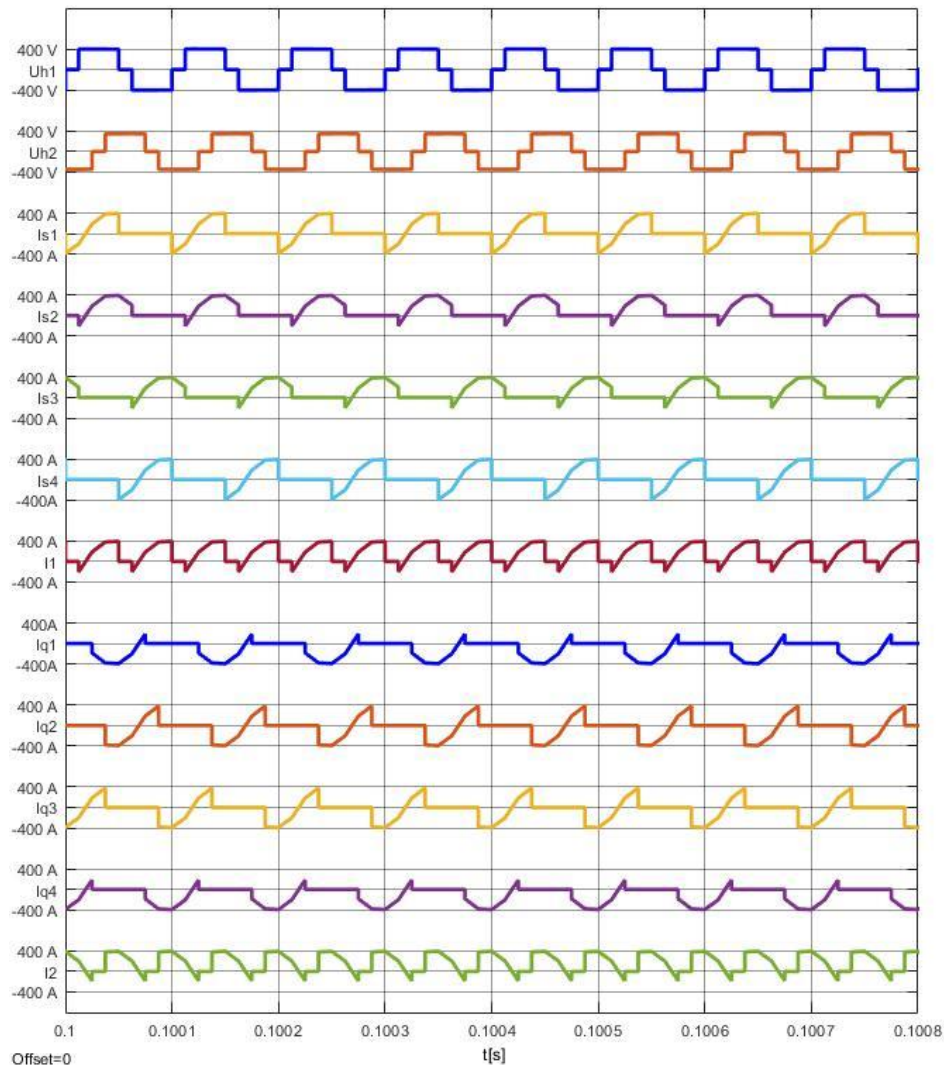


Obr. 23 Graf přeneseného výkonu v závislosti na vnějším fázovém posunu, pro různé vnitřní fázové posuny

Modrá křivka v grafu na Obr. 23 odpovídá přenesenému výkonu při vnitřním fázovém posunu $\delta_1 = 0$, což je vlastně SPS řízení. S postupným zvyšováním δ_1 se zmenšuje maximální přenesený výkon. Z toho vidíme, že jsme pro stejné parametry měniče schopni metodou SPS přenést vyšší výkon. Maximálního výkonu je pak dosaženo až u vyšších vnějších fázových posunů.

4.3 Simulace DAM řízeného s dvěma fázovými posuny

Přechodový jev při zapnutí se u této metody nijak výrazně neliší od EPS.



Obr. 24 Ústálené průběhy můstkových napětí a proudů i_{s1} , i_{s2} , i_{s3} , i_{s4} , i_2 , i_{Q1} , i_{Q2} , i_{Q3} , i_{Q4} , i_1 .
Můstky jsou řízeny s fázovým posunem $\delta_1=0,25$ a $\delta_2=0,5$

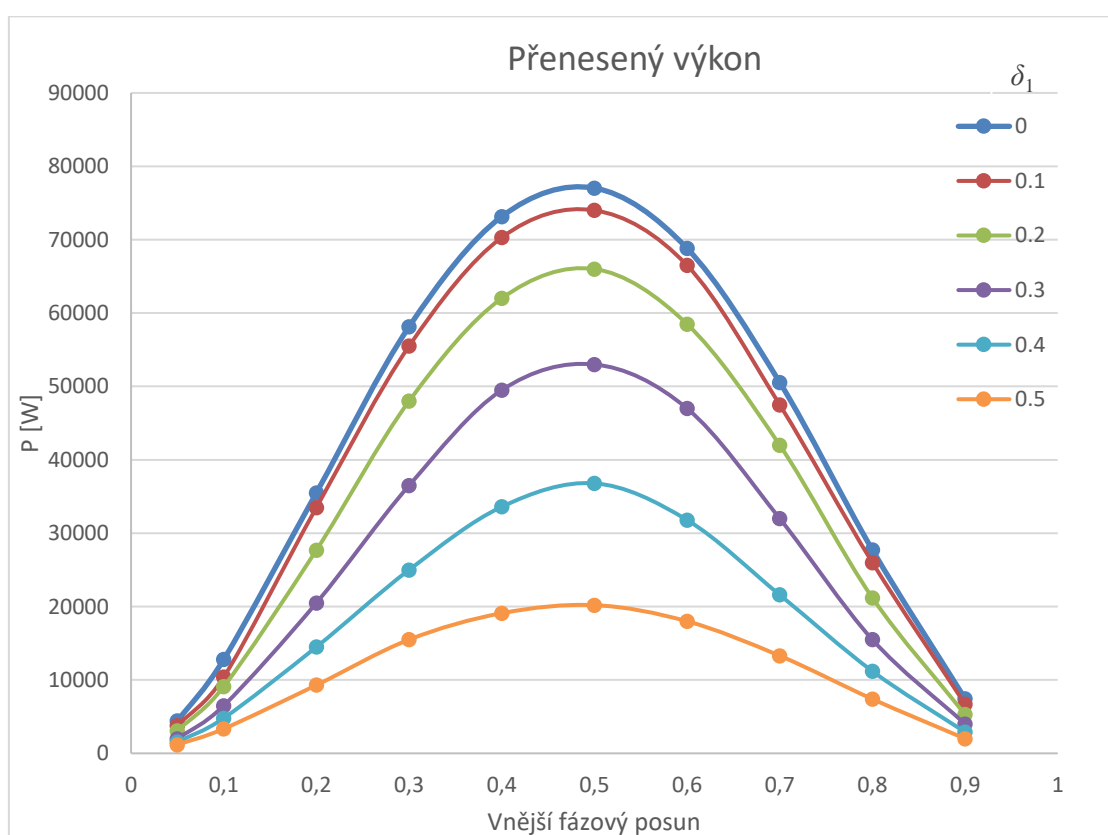
Pro obě můstková napětí na Obr. 24 jsou při DPS typické tři stupně.

Spínací pochod S–můstku po celou periodu $T=0,1$ ms od $t = 0,1$ s do $t = 0,1001$

Na začátku periody v čase $t = 0,1$ s je přiveden řídicí signál spínače S1 a vypnut řídicí signál spínače S4. V předchozím okamžiku vedly proud IGBT S3, IGBT S4 a můstkové napětí mělo hodnotu -400 V. V okamžiku $t = 0,1$ s je pak rozepnut S4, můstek je tak odpojen od zdroje napětí a můstkové napětí klesne na 0. V tu chvíli se proud začne uzavírat zpětnou diodou S1, IGBT S4, primárním vinutím transformátoru a pomocnou cívku zpět do S1. To trvá $\delta_1 T/2$, což je pro náš případ $125 \mu\text{s}$ až do doby kdy je sepnut S2 a vypnut S3. Můstek je tím připojen na zdroj napětí v kladném směru a můstkové napětí má hodnotu 400 V. Proud se uzavírá zpětnou diodou S2, primárním vinutím transformátoru, pomocnou cívku a zpětnou diodu S2. Právě v tuto chvíli

dochází k zpětnému toku výkonu, jelikož můstkové napětí a proud i_1 mají opačné znaménko. Proud i_1 postupně zaniká, neboť energie nahromaděná v indukčnosti se přelévá do kondenzátoru C_1). Po průchodu proudu nulou začnou vést IGBT S1 a IGBT S2 a výkon je opět dodáván v kladném směru – tedy ze zdroje napětí do zátěže. Doba, po kterou vedou S1 a S2 (dohromady IGBT a zpětné diody) trvá $T/2 - \delta_1 T/2$, což je 375 μ s. Pak je vypnut S1 a sepnut S4. Tím je můstek opět odpojen od zdroje napětí. Proud se uzavírá zpětnou diodou S4, pomocnou cívkou, vinutím transformátoru, IGBT S2 a zpět do S4. Poté je sepnut S3 a vypnut S4, čímž se můstek připojí na zdroj napětí v záporném směru a můstkové napětí má hodnotu -400 V. Proud se nejdříve uzavírá přes zpětné diody S3 a S4 a opět dochází ke zpětnému toku výkonu, než projde proud nulou a začnou vést IGBT S2 a S4.

Na Obr. 25 jsou přenesené výkony vypočítané v simulaci DAM při řízení DPS

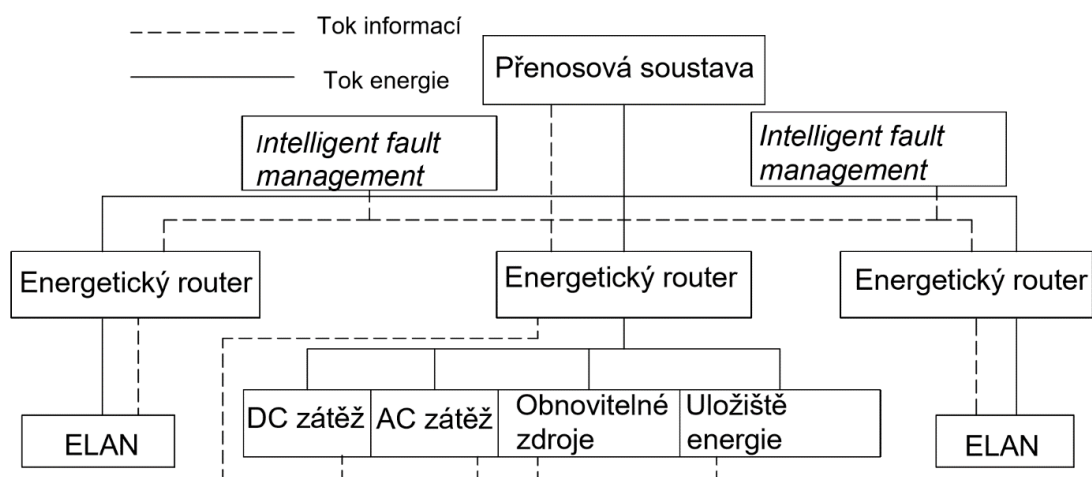


Obr. 25 Graf přeneseného výkonu v závislosti na vnějším fázovém posunu, pro různé vnitřní fázové posuny

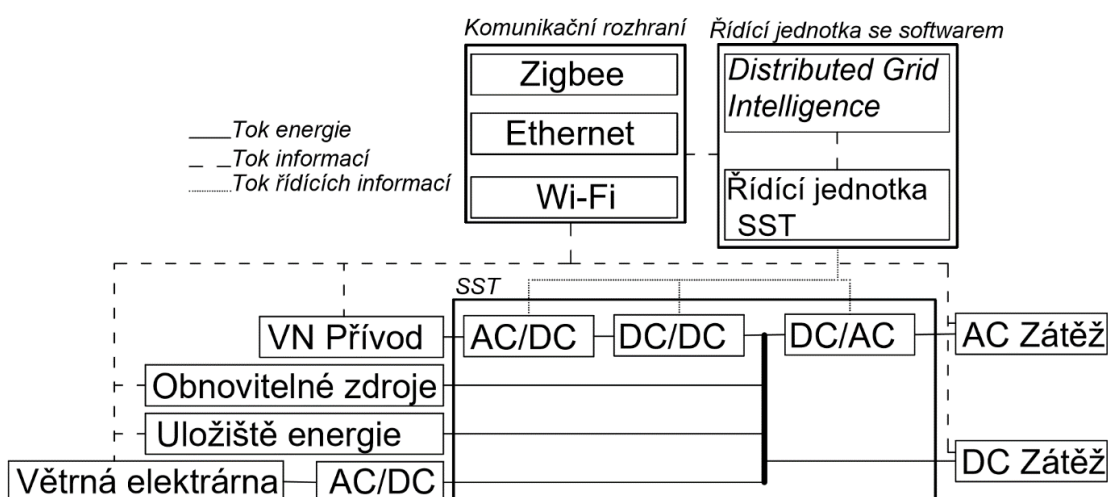
Na rozdíl od EPS řízení nastává maximální výkon stále pro $\delta_2 = 0,5$ nezávisle na velikosti vnitřního fázového posunu. To poté ulehčuje praktickou realizaci řízení můstku. Maxima výkonů jsou pro stejné vnitřní fázové posuny nižší než u EPS.

4.4 Simulace DAM v energetickém internetu

Hlavní myšlenka chytrých sítí spočívá ve sběru dat o výrobě a spotřebě elektrické energie, zvyšování účinnosti, ekonomiky a spolehlivosti sítě na základě těchto dat, a to vše online – tedy v reálném čase. Aby to vše bylo možné, je třeba najít nové způsoby, jak řídit výkonové toky v síti. V energetickém internetu se zařízení pro (nejen) řízení toků výkonu nazývá energetický router. Jeho důležitou součástí je právě DAM. Obr. 26 představuje celkové schéma energetického internetu, ve kterém je vidět umístění energetických routerů. Na Obr. 27 je vidět blokové schéma energetického routeru, na kterém je vidět právě DAM, který je reprezentovaný DC/DC blokem. Umístění energetického routeru by mělo být mezi přenosovou soustavou a lokální energetickou sítí (mikrosítí). Z toho můžeme usuzovat, že duální aktivní můstek má v tomto zapojení na své jedné straně tvrdý zdroj napětí (přenosovou síť) a na straně druhé mikrosíť, ve které by měl být řízením přenášeného výkonu udržováno konstantní napětí ve chvíli, kdy mikrosíť není schopná ostrovního provozu (tzn. není energeticky soběstačná) [13] , [14] , [15] .



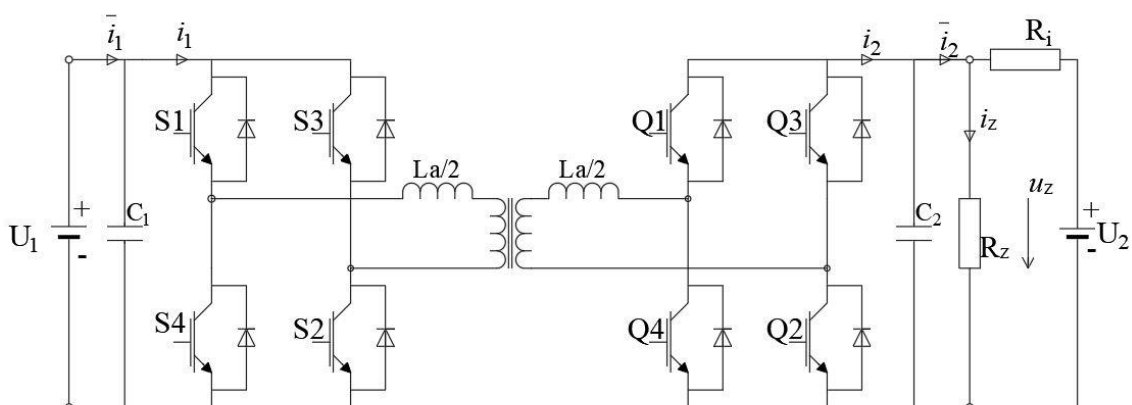
Obr. 26 Schéma energetického internetu



Obr. 27 Blokové schéma energetického routeru zapojeného do sítě

4.4.1 Simulace DAM řízeného s jedním fázovým posunem zapojeného v síti

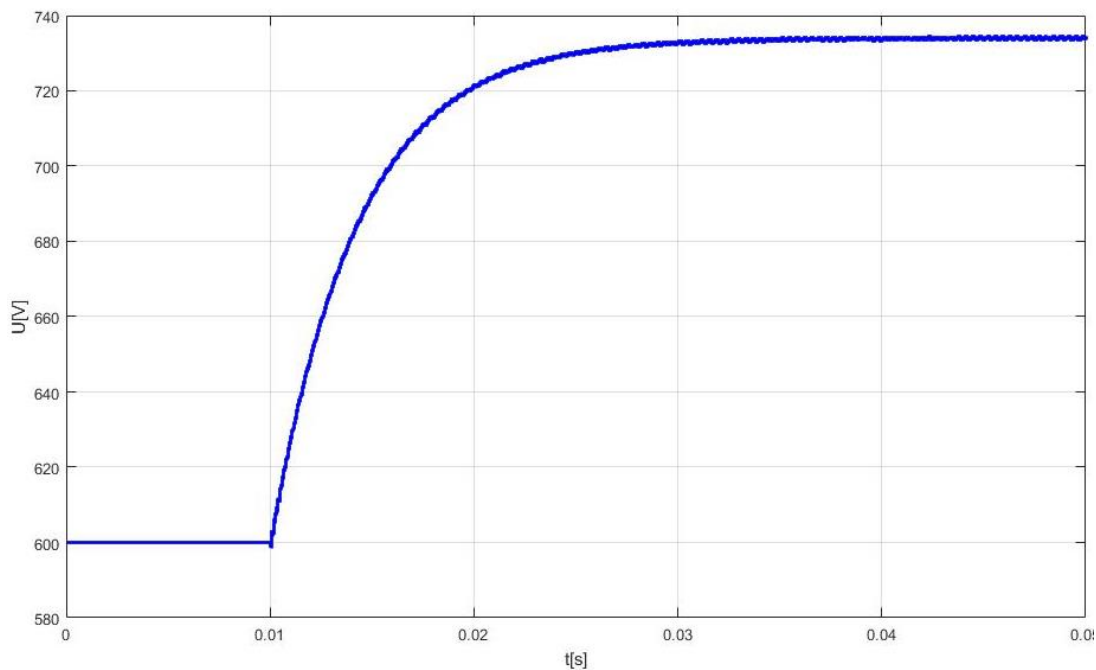
Cílem této simulace je ukázat funkčnost DAM jako součást energetického routeru. Uvažujme tedy že DAM má na straně vyššího napětí ideální zdroj napětí, který nám reprezentuje připojení energetického routeru na přenosovou síť. Na straně NN je DAM připojen na napěťový zdroj s vnitřním odporem R_i , což reprezentuje připojení energetického routeru na mikrosíť, ve které je větší spotřeba než výroba, a tak nedokáže udržet žádanou hodnotu napětí na NN sběrnici. Odpor R_z představuje zátěž. Ve skutečnosti je na NN sběrnici připojen střídač, přes který je DAM spojen se zátěží v mikrosíti, ovšem přidáním tohoto střídače by se nám výrazně zvětšila složitost simulace a tím i délka výpočtu.



Obr. 28 Simulované schéma

Kondenzátory C_1, C_2	2000 μF
Pomocná cívka – L_a	21 μH
Spínací perioda – T	10^{-4} s
Zátěžný odpor – R_z	2 Ω
Rozptylové indukčnosti $L_{\sigma 1} + L_{\sigma 2}$	4 μH
Požadované napětí na zátěži u_z	700 V
Převod transformátoru (N_2/N_1)	700/2000
U_1	2000 V
U_2	700 V
Použitá metoda řízení	SPS

Tabulka 2 Parametry použité v simulaci



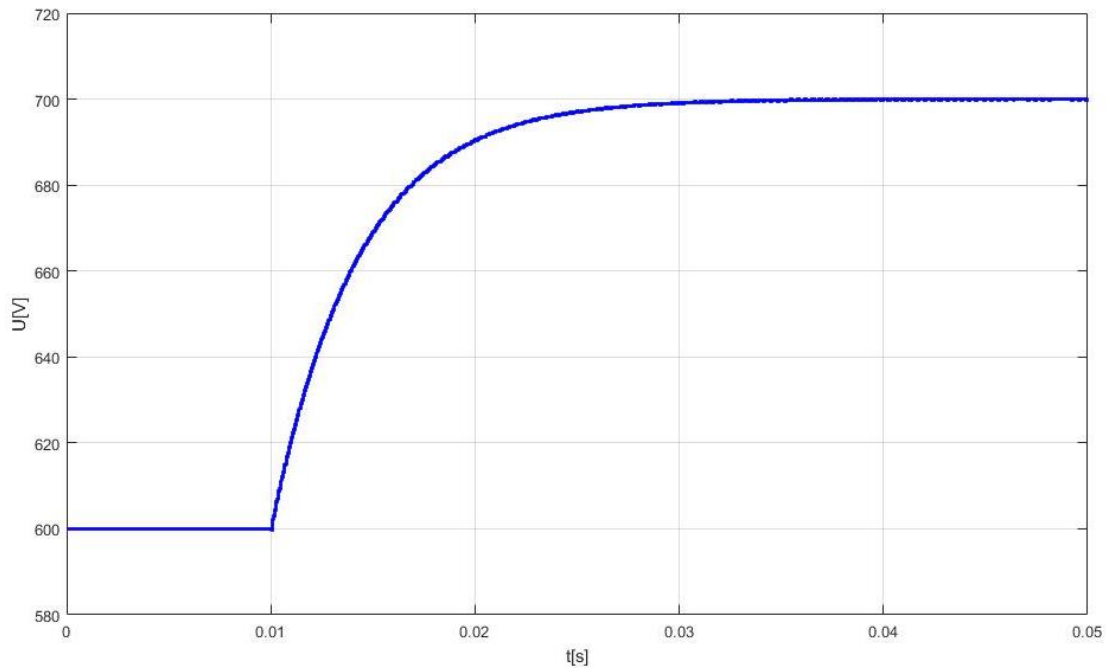
Obr. 29 Napětí na R_z při změně fázového posunu δ $0 \rightarrow 0,5$

Na začátku simulace je fázový posun nulový, takže napětí na zátěži je dáno pouze rovnicí pro napěťový dělič:

$$u_z = U_2 \cdot \frac{R_z}{R_z + R_i} = 700 \cdot \frac{1,5}{1,5 + 1,25} = 600 \text{ V} \quad (33)$$

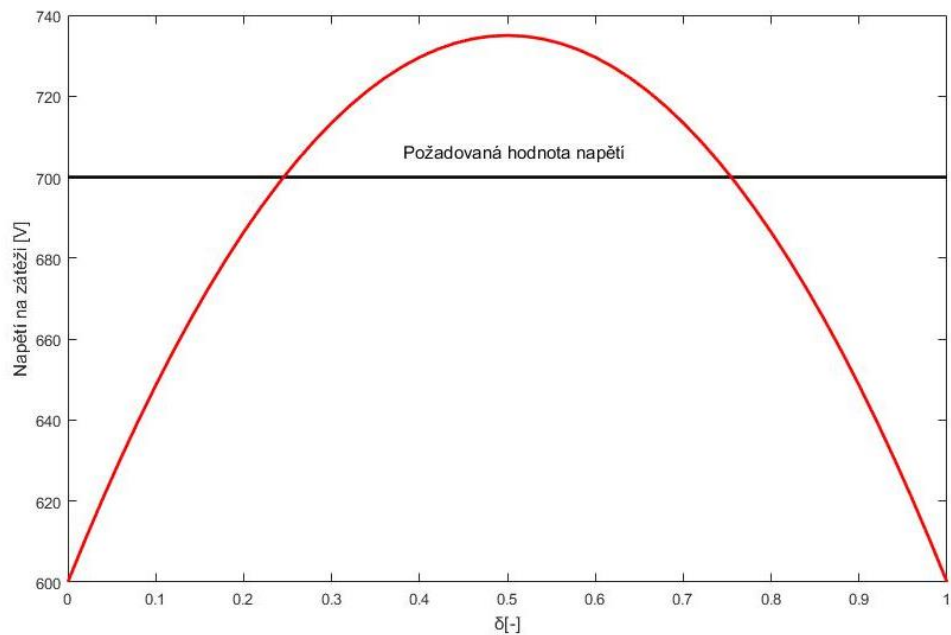
To je méně než naše požadovaná hodnota napětí, což nám naznačuje, že výroba v mikrosíti nestačí pokrýt spotřebu. Proto musíme zvýšit δ , abychom výkonem z VN strany pokryli spotřebu mikrosítě.

V čase $t = 0,1$ s jsme zvýšili δ z 0 na 0,5, což odpovídá maximálnímu přenesenému výkonu DAM. Po této změně vidíme zvýšení napětí u_z . Po dvou milisekundách se napětí ustálilo na přibližně 735 V, což je více než požadovaná hodnota, takže potřebujeme δ nižší než 0,5.



Obr. 30 Napětí na R_z při změně fázového posunu δ $0 \rightarrow 0,24$

Na Obr. 30 je průběh ze stejné simulace jako předtím ovšem tentokrát je δ změněn na hodnotu 0,24 a u_z se tak ustálilo na požadovaných 700 V.

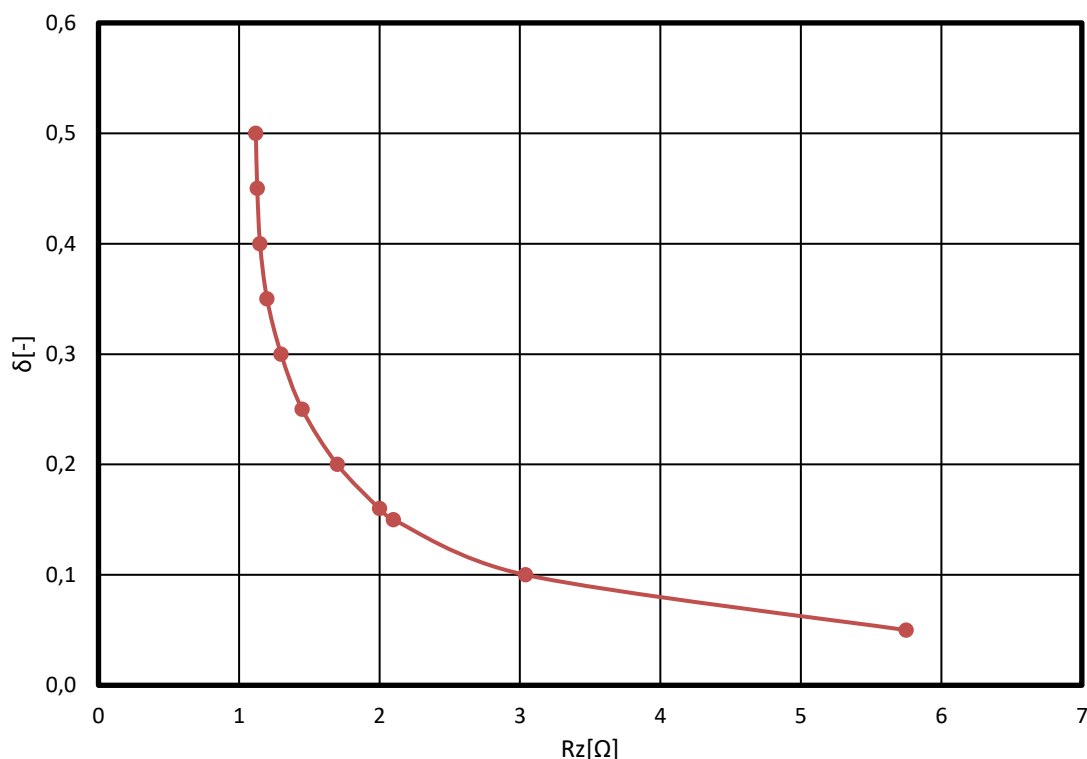


Obr. 31 Graf závislosti napětí u_z na fázovém posunu δ

Tato jednoduchá simulace demonstruje možnost regulace napětí na stejnosměrné sběrnici měniče, a tím i napětí v připojené mikrosíti, při použití SPS řízení. Na Obr. 31 je závislost napětí na zátěžném odporu R_z v závislosti na fázovém posunu. Je tedy vidět, že jsme schopni pomocí DAM toto napětí spojitě regulovat v rozsahu od 600 do 735 V. Požadované hodnoty napětí můžeme

docílit pro dva různé fázové posuny. Nelze říci který z nich je lepší použít, to záleží na dané situaci. Zejména na tom, zda se při některém fázovém posunu nedostane měnič mimo oblast ZVS.

Pokud se změní zátěž, pak je třeba pro udržení požadované hladiny napětí změnit i δ .



Obr. 32 Řídicí charakteristika pro udržování napěťové hladiny 700 V naší simulované soustavy

Jelikož v reálné aplikaci neznáme hodnotu R_z ale můžeme změřit hodnotu napětí na NN sběrnici, je třeba vytvořit regulátor, který bude nastavovat správnou hodnotu fázového posunu na základě této informace.

4.4.2 Simulace DAM s PI regulátorem fázového posunu

Pro kvalitní určení parametrů regulátoru by bylo třeba znát přenosovou funkci DAM. Přesné určení přenosu DAM je však velmi náročné, a proto jsme parametry nejdříve hrubě odhadli a poté odladili přímo v simulaci.

Vstupem do regulátoru je okamžitá hodnota u_z . Jelikož je toto napětí značně zvlněné, zvýšili jsme oproti simulaci z kapitoly 4.4.1 desetkrát hodnotu kapacity C_2 , abychom toto zvlnění snížili. Výstupem z regulátoru je hodnota fázového posunu. Ten je měněn s periodou 1 ms, tedy 10 spínacích cyklů měniče.

Hrubý odhad parametrů – pokud je odchylka od požadované hodnoty 100 V, což značí že na zátěži je 600 V, tak bychom chtěli nastavit fázový posun 0,5. Z toho lze určit proporcionální konstantu $K_p = 0,5/100 \doteq 0,005$ a K_i jsme zvolili rovné K_p .

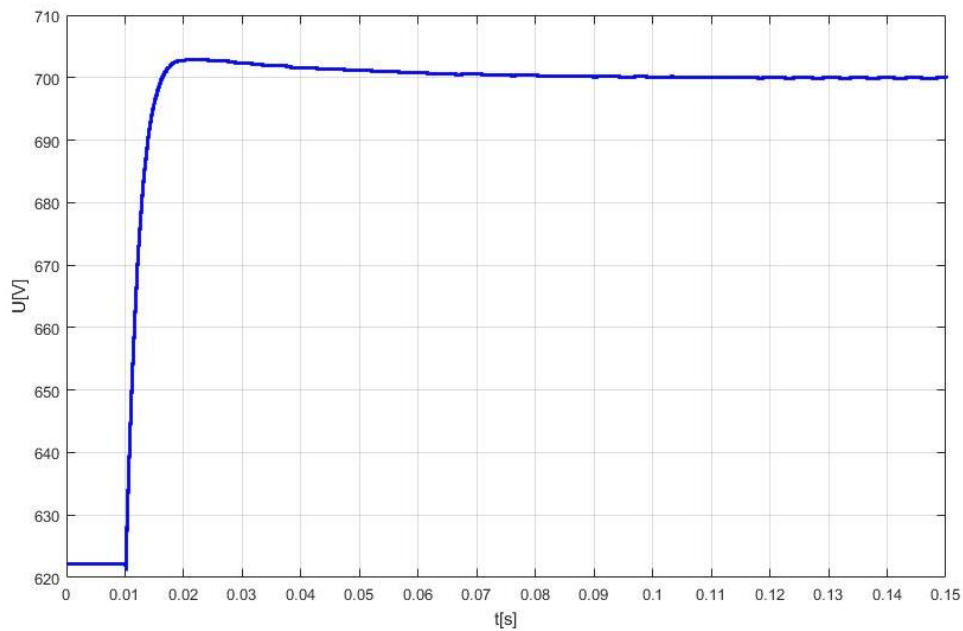
C_1, C_2	20 mF
L_a	21 μ H
T	10^{-4} s
R_i	0,25 Ω
R_z	2 Ω
Požadované napětí na zátěži u_z	700 V

Tabulka 3 Parametry použité v simulaci

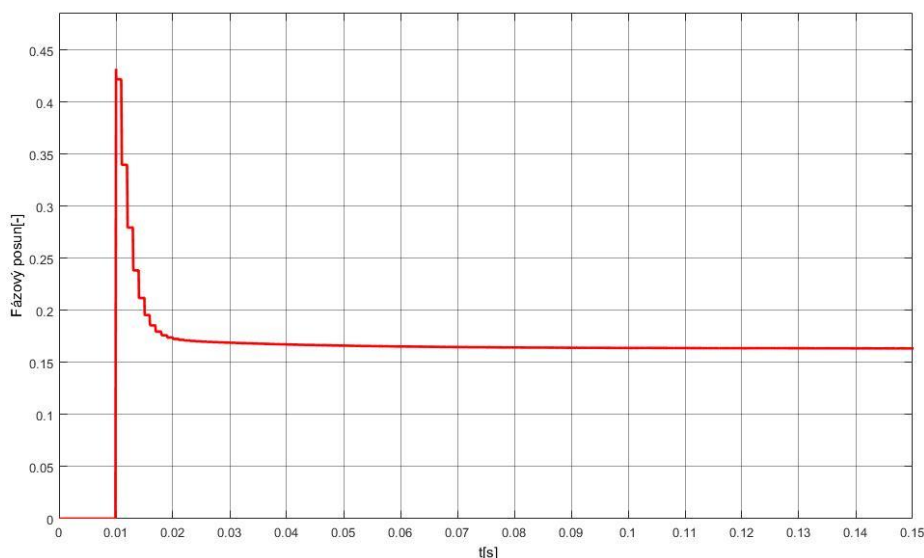
Použili jsme PI regulátor s následujícími parametry

K_P	0.0035
K_I	0.2

Z Obr. 32 víme, že fázový posun potřebný pro udržení hladiny napětí na 700 V při zátěži 2 Ω by mělo být těsně nad 0,15. Takové hodnoty náš regulátor skutečně dosáhl, což potvrzuje průběh na Obr. 34



Obr. 33 Průběh napětí na zátěži při regulačním pochodu.



Obr. 34 Průběh fázového posunu při regulačním pochodu

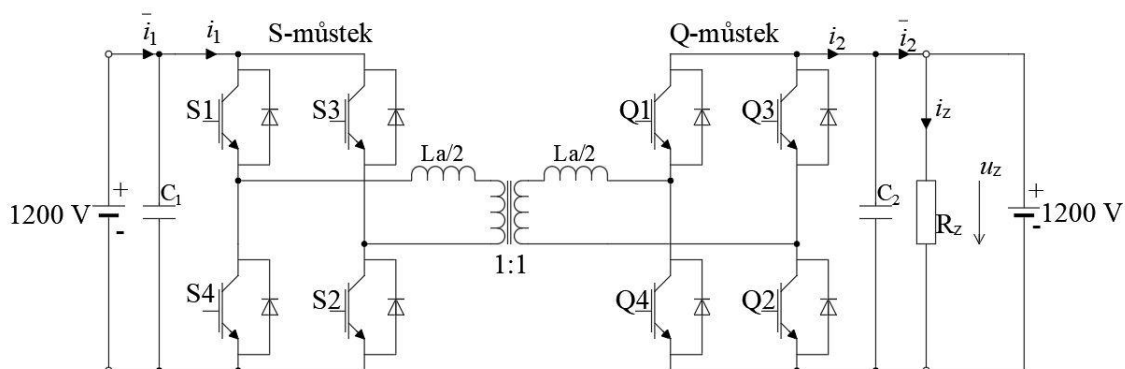
Na počátku simulace byl fázový posun nastaven na nulu a PI regulátor byl vypnut. Napětí na zátěži bylo 620 V. V čase $t = 0,01$ s jsme zapnuli regulátor a napětí začalo stoupat. Po 70 ms se ustálilo na požadovaných 700 V.

4.5 Simulace DAM s konstantním napětím na sekundární straně

V simulacích v částech 4.1 až 4.4 záviselo napětí na sekundární straně na velikosti fázového posunu. Ovšem v některých aplikacích má DAM pevné napětí na obou stranách. Pokud je napětí na jeho obou stranách konstantní, pak je při SPS řízení jednoduché dosáhnout podmínky pro spínání při nulovém napětí

$$M = \frac{N_1 U_2}{N_2 U_1} = 1 \quad (34)$$

Při konstantním napětí bychom také měli získat závislost $P=f(\delta)$ identickou s odvozeným průběhem na Obr. 5. Dodávaný výkon nyní nebude záviset na velikosti odporu R_z .



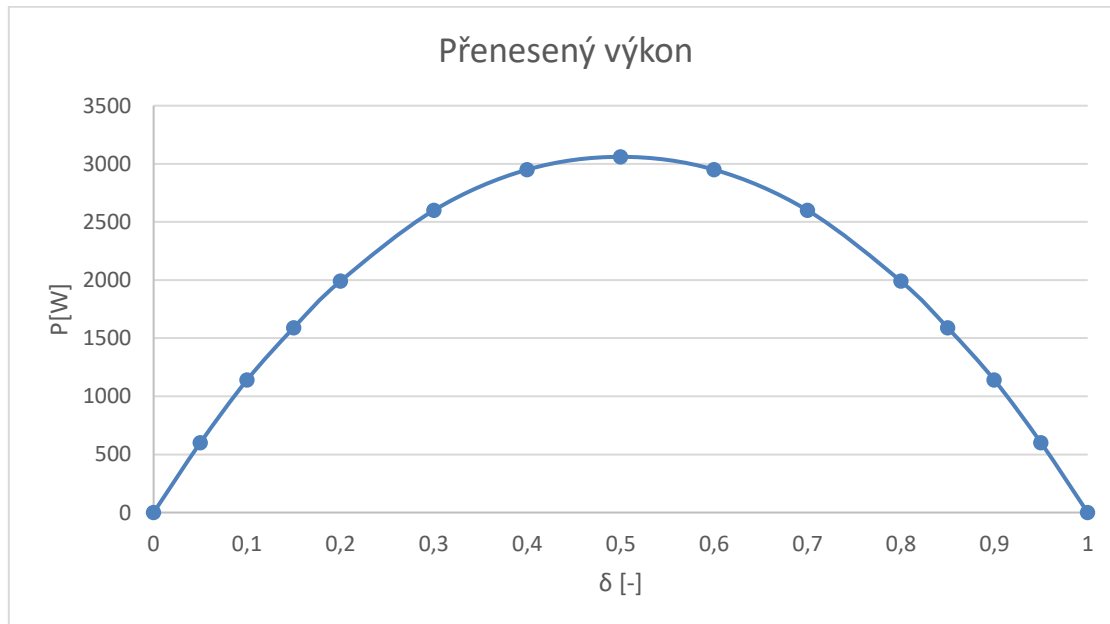
Obr. 35 Simulované schéma

Na rozdíl od simulací v kapitolách 4.1 až 4.3 už neplatí že $\overline{i_2} = i_z$. Do R_z nyní teče proud i ze zdroje napětí. Za přenesený výkon v tomto případě budeme považovat $P = \overline{i_2} \cdot u_z$. Jak proud, tak i a napětí budou samozřejmě zvlněné, a proto budeme počítat se středními hodnotami.

Zároveň si zde můžeme ukázat, jak může vypadat postup návrhu parametrů měniče. Na obou stranách měniče budeme mít konstantní napětí 1200 V. Převod transformátoru tedy zvolíme 1, čímž při použití SPS splníme podmínku pro ZVS v celém pracovním rozsahu (34). Budeme chtít dodávat 3 kW. Z toho víme že střední hodnota proudu výkonovými součástkami bude 2,5 A. Jelikož součástky budou pracovat s padesátiprocentní střídou, tak v sepnutém stavu jimi bude protékat 5 A (ve skutečnosti to bude o něco více, 5 A by platilo pro obdélníkový průběh proudu) Při přechodném jevu, který nastane při zapnutí může tento proud na chvíli vystoupat až na dvojnásobek této hodnoty tj. 10 A. Dále si zvolíme spínací frekvenci 10 kHz. Nyní už můžeme zvolit potřebný IGBT ($U_{CE}=1200$ V, $I_{cmax} = 10$ A, $f = 10$ kHz). Výkonu 3 kW budeme chtít dosáhnout pro fázový posun 0,4. Z rovnice (15) pak lze spočítat velikost indukčnosti $L=5,76$ mH. Při zanedbání rozptylové indukčnosti transformátoru, jejíž hodnoty se pohybují v řádu jednotek μH [16], lze toto považovat za hodnotu indukčnosti pomocné cívky.

Kondenzátory C_1, C_2	2000 μF
Zátěžný odpor – R_z	200 Ω
Rozptylové indukčnosti $L_{\sigma 1} + L_{\sigma 2}$	4 μH

Tabulka 4 Parametry použité v simulaci



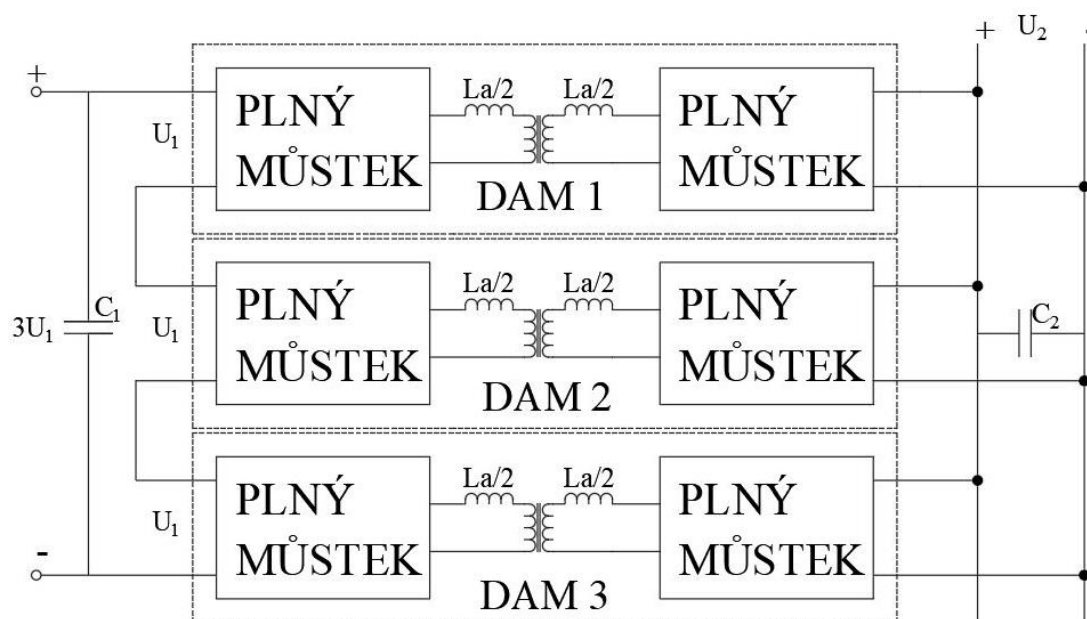
Obr. 36 Přenesený výkon

Pro fázový posun 0,4 je hodnota přeneseného výkonu 2980 W. Rozdíl od námi spočítaného výkonu (3 000 W) je způsoben zjednodušeními při odvozování vztahu pro výkon a také drobnými odpory, které jsou kvůli funkčnosti simulace připnuty sériově k napěťovým zdrojům a paralelně ke kondenzátorům. Jinak ale průběh přeneseného výkonu odpovídá přesně odvozenému průběhu, na rozdíl od Obr. 20.

5. Spojování DAM

Předchozí kapitoly demonstrovaly výhodu použití DAM pro řízení toku výkonu např. v energetickém internetu. V takovýchto aplikacích je ale třeba počítat s tím, že se jedná o toky velkých výkonů, které jsou přenášeny pomocí polovodiivých součástek pracujících na frekvencích řádově v desítkách kHz. Proto je třeba tyto DAM pospojovat, aby byl přenášený výkon rozložen. Je tedy třeba prozkoumat, jak se spojené DAM chovají při různých stavech, např. při stavu kdy je každý můstek řízen s jiným fázovým posunem.

Jedním způsobem, jak pospojovat DAM pro zvýšení přenášeného výkonu je spojit jednotlivé měniče na straně, na níž chceme připojit vyšší napětí (většinou vstup), sériově a na straně nižšího napětí paralelně.



Obr. 37 Tři DAM na výstupu spojené paralelně

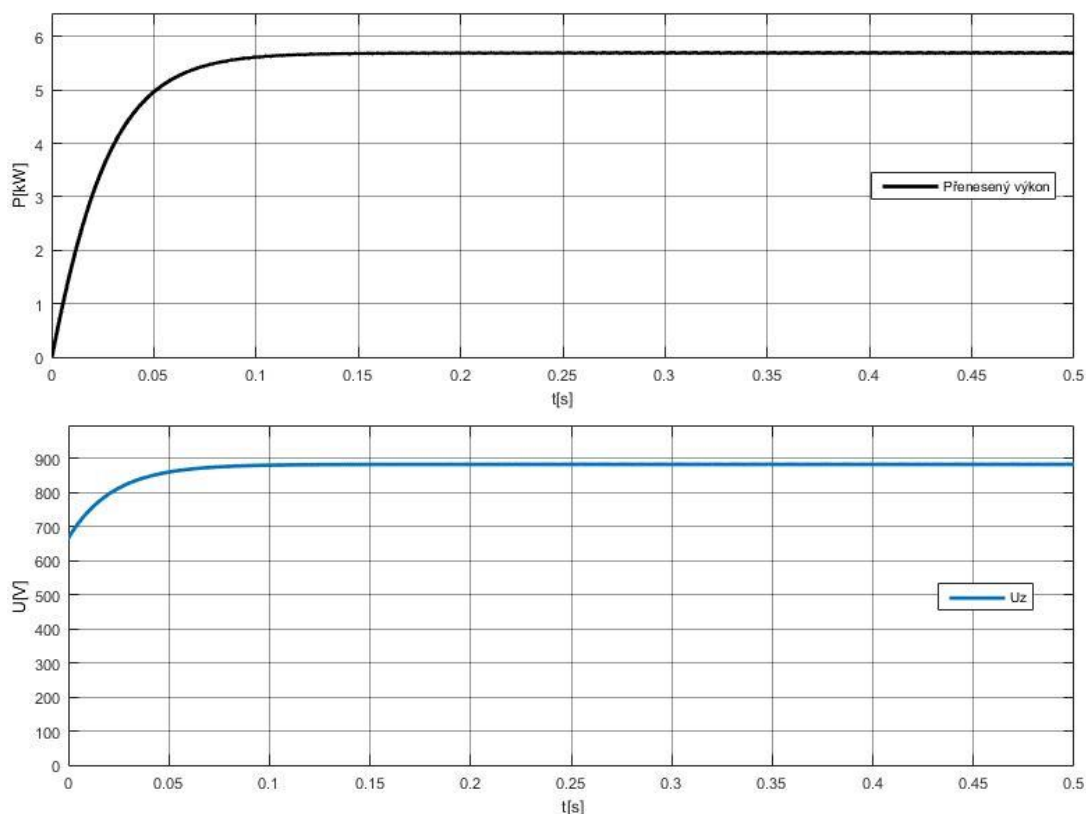
Při takovémto zapojení je třeba, aby všechny tři DAM byly stejné – tedy aby měly stejné parametry transformátoru a pomocných cívek. Rozdíly v těchto parametrech by znamenaly nerovnoměrné zatížení jednotlivých měničů.

Z pohledu primární strany jsou IGBT a zpětné diody jednotlivých můstků zapojeny sériově. Pro rovnoměrné zatížení jednotlivých měničů je třeba, aby i napětí na těchto součástkách bylo rozloženo rovnoměrně. To znamená, že součástky musí mít shodné propustné (výstupní) a závěrné charakteristiky.

5.1 Synchronní řízení

Jedná se o nejjednodušší způsob řízení více duálních aktivních můstků. Synchronním řízením rozumíme řízení, kdy všem měničům začíná a končí spínací perioda ve stejný okamžik. Pro řízení se stejným fázovým posunem tak platí, že spínač S1 měniče DAM1 je sepnut stejným signálem jako spínač S1 měniče DAM 2 atd. Pro všechny metody řízení popsané v kapitole 3 platí, že pokud jsou jednotlivé můstky identické, pak se jejich funkčnost neliší od samostatného zapojení – odebírané proudy, můstková napětí, proudy a napětí na součástkách jednotlivých měničů jsou

stejně. Maximální přenesený výkon je pak přesně třikrát větší než pro jednotlivý DAM. Zároveň se pro jednotlivé měniče nijak nemění podmínky pro spínání s nulovým napětím.



Obr. 38 Přenesený výkon a napětí na zátěži

Na Obr. 38 je průběh výkonu ze simulace tří měničů spojených sériově na vstupu a paralelně na výstupu.

C_1, C_2	2000 μF
L_a	5,76 mH
T	10^{-4} s
Převod transformátoru (N_2/N_1)	700/1 200
U_1, U_2	1200 V, 800 V
R_z	200 Ω
R_i	40 Ω

Tabulka 5 Parametry použité v simulaci.

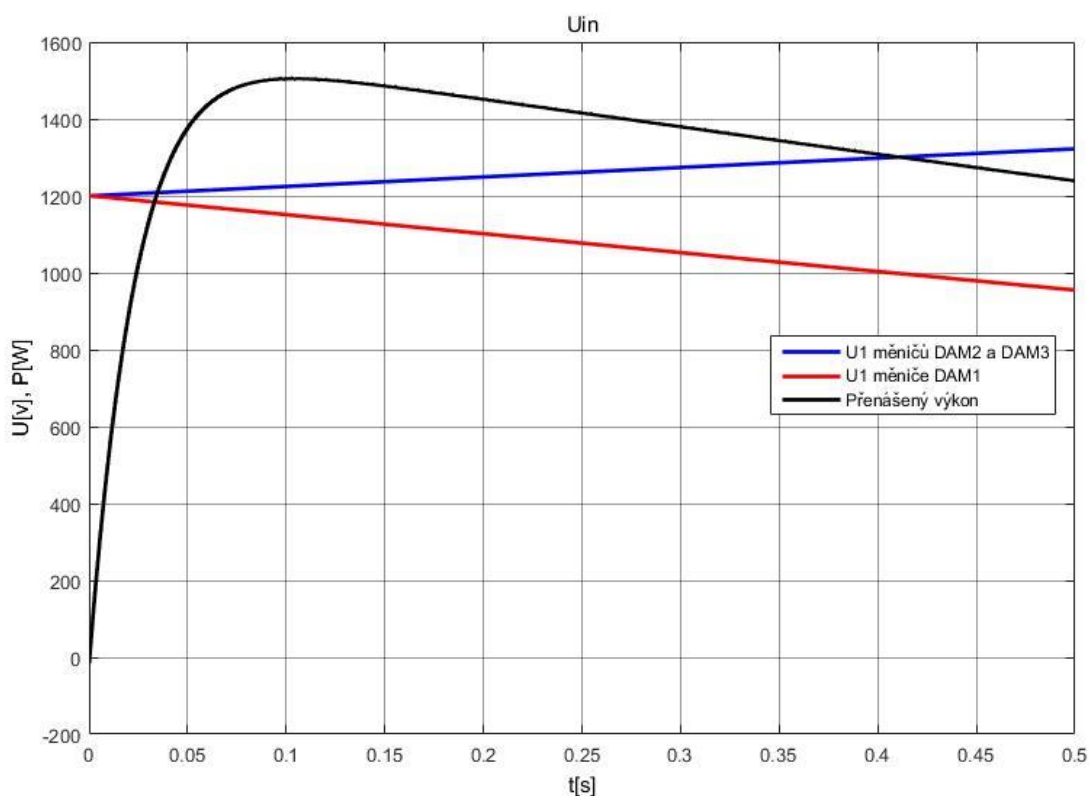
Na výstupní straně je umístěna zátěž a měkký zdroj napětí jako na Obr. 28.

Můstky byly řízeny metodou SPS a všechny pracovaly s fázovým posunem 0,5. Napětí na zátěži vystoupalo až na 880 V a můstky tak byly v boost režimu ($M = 1,26$). Každý můstek přenášel 1 900 W, dohromady tedy 5 700 W. Parametry měničů jsou zvoleny stejně jako v kapitole 4.5, kde byl jeden samostatný měnič s maximálním přeneseným výkonem 3 000 W při fázovém posunu 0,5. Použitím paralelního spojení je vidět že jsme zvýšili maximální přenesený výkon. Kdyby

měly můstky na své výstupní straně také napětí 1 200 V jako v kapitole 4.5, přenášely by přesně trojnásobný výkon tedy 9 000 W.

5.1.1 Práce jednoho měniče

V předchozí simulaci byly všechny měniče řízeny synchronně a se stejným fázovým posunem a jelikož byly parametry měničů identické, tak bylo zajištěno rovnoměrné rozložení napětí na všech třech měničích. Proto byl na vstupní straně připojen jen jeden vyhlazovací kondenzátor, který byl zapojen stejně jako na Obr. 37. Ovšem ve chvíli, kdy pracuje jen jeden měnič a ostatní jsou vypnuté, by nebylo kudy uzavírat proud na primární straně. Aby mohl pracovat pouze jeden měnič, je třeba aby každý měnič měl na svém vstupu vlastní kondenzátor.



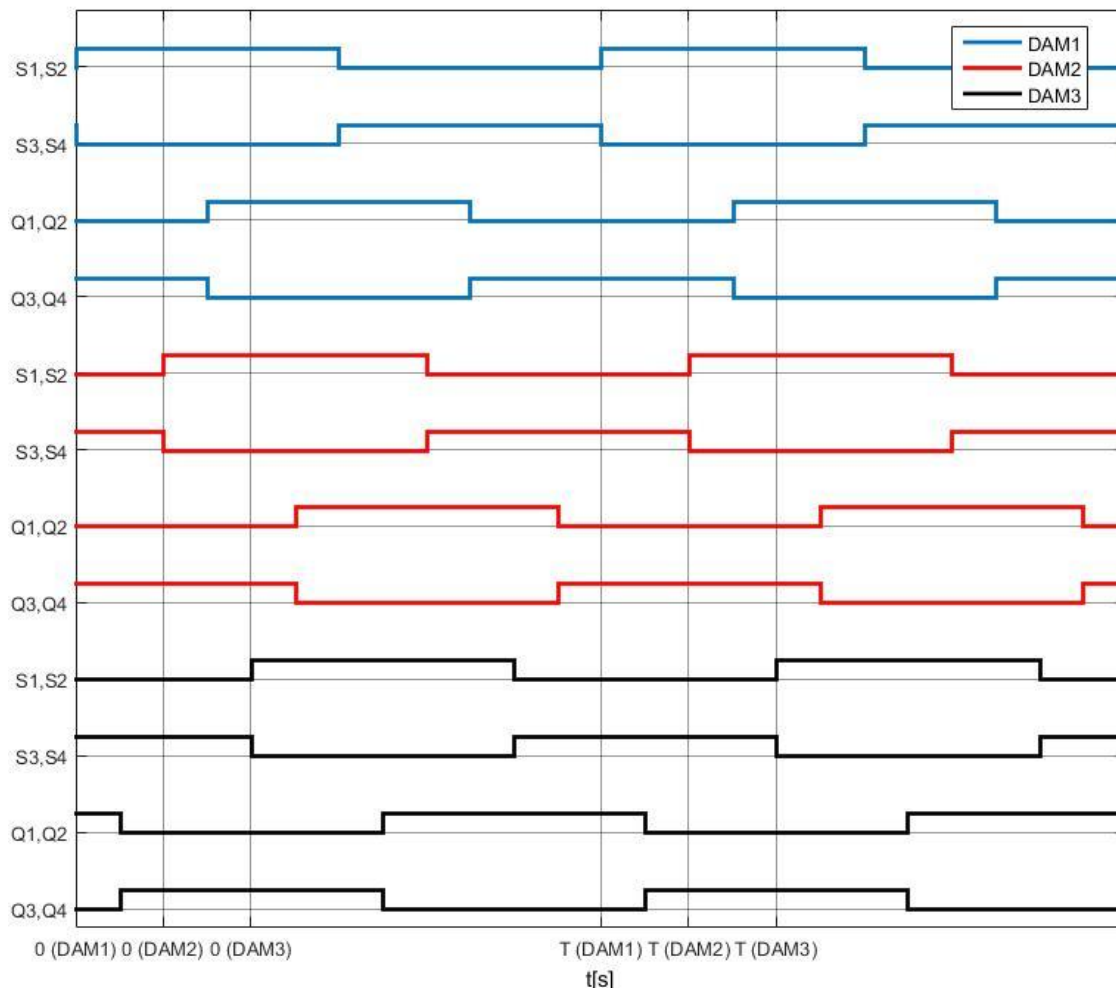
Obr. 39 Průběh vstupních napětí a přeneseného výkonu

Na Obr. 39 je průběh vstupních napětí jednotlivých měničů a celkový přenesený výkon pro samostatnou práci měniče DAM1. Tento měnič je řízen s fázovým posunem 0,5. S tímto fázovým posunem by byl schopný udržet napětí na zátěži 740 V a přenášel by výkon 1540 W. Na začátku simulace jeho přenesený výkon skutečně vystoupal až k 1500 W, ovšem od začátku simulace se jeho napětí U_1 snižovalo, a s tím se samozřejmě začal snižovat i jeho přenesený výkon. Snížení jeho napětí U_1 je způsobeno tím, že kondenzátory připojené k měničům DAM2 a DAM3 se postupně nabíjí na vyšší a vyšší napětí a jelikož měniče DAM2 a DAM3 nepracují, tak nikdy nedochází k jejich vybíjení. Tím snižují napětí na kondenzátoru připojeného k DAM1. Toto je velmi nežádoucí stav, jelikož se zvyšuje napětí na součástkách měničů DAM2 a DAM3 a může dojít k jejich poškození. Z tohoto je vidět, že samostatná práce jednoho měniče v zapojení, kde jsou vstupy spojeny sériově a výstupy paralelně, není možná.

Stejná situace nastává, pokud řídíme měniče s různými fázovými posuvy. Na vstupech jednotlivých měničů se vlivem různého nabíjení kondenzátorů objeví různá napětí, a proto ani řízení s různými fázovými posuvy není v tomto zapojení možné.

5.2 Asynchronní řízení

Asynchronním řízením myslíme řízení, kdy jsou měniče řízeny se stejnou spínací periodou, ovšem každému můstku začíná a končí v jiný okamžik



Obr. 40 Příklad asynchronního SPS řízení $\delta = 0,5$

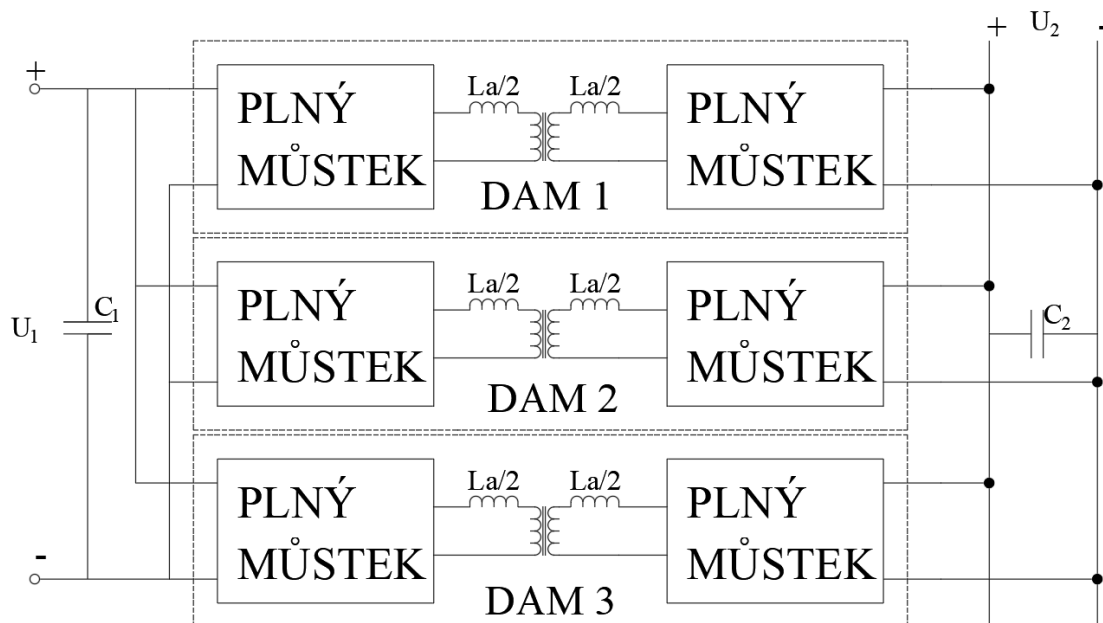
Řídicí signály na Obr. 40 jsou příkladem asynchronního řízení. Všechny můstky jsou řízeny metodou SPS s fázovým posunem 0,5. Vzájemně jsou od sebe posunuty o 1/3 půlperiody.

Pro asynchronní řízení platí stejná omezení jako pro synchronní. Je třeba aby měniče pracovaly se stejným fázovým posunem (fázovými posuvy), aby nedošlo k různému rozdělení napětí na vstupech měničů. V přeneseném výkonu se také nijak neliší. Při stejném fázovém posunu (fázových posunech) se přenáší stejný výkon jako u synchronního řízení.

Jediným rozdílem je, že u asynchronní řízení je důležité, aby každý měnič měl na svém vstupu vlastní kondenzátor. Přes něj se pak může uzavírat proud ve chvíli, kdy jeden z měničů nemá na primární straně sepnutou ani jednu diagonální dvojici (například u řízení metodou EPS v části 4 – viz. kapitola 0.)

5.3 Tři DAM spojeny paralelně na vstupu i výstupu.

Dalším možným způsobem pospojování pro zvýšení přenášeného výkonu je paralelně spojit jednotlivé měniče na vstupu i výstupu. Nevýhodou je to, že se s větším počtem měničů nezvyšuje napětí, na které je možné tento celý modul připojit. To může být nevýhodou pro některé výkonové aplikace.



Obr. 41 Tři DAM na výstupu i vstupu spojené paralelně

Takto spojené měniče se z ohledu přeneseného výkonu chovají stejně jako měniče spojené na vstupu sériově, pokud pracují synchronně a se stejným fázovým posunem. To platí nezávisle na zvolené metodě řízení (SPS, DPS, EPS, TPS). Také pro ně platí, že v takovém případě se průběhy proudů a napětí jednotlivých měničů neliší od samostatného zapojení a nemění se podmínky pro spínání s nulovým napětím.

Stejné napětí na vstupu pro všechny měniče také umožňuje stav, kdy pracuje jeden měnič samostatně. Pro toto zapojení jsme provedli stejnou simulaci jako v kapitole 5.1. V simulaci jsme nechali pracovat do stejné zátěže nejdříve jeden samostatný měnič, pak dva, a nakonec všechny tři a měřili jsme přenesený výkon. Napětí na zátěži se zvyšuje s vyšším přeneseným výkonem. Vzhledem k tomu, že přenášený výkon závisí i na velikosti napětí na výstupu měniče (zátěži), tak je třeba očekávat že zapnutí druhého měniče zvýší přenesený výkon více než dvakrát. Pokud by ovšem na výstupu měniče bylo napětí pořád stejné, pak by zapnutí druhého měniče zvýšilo výkon přesně dvakrát.

Počet pracujících měničů	1	2	3
Přenesený výkon [W]	1540	3450	5580

Tabulka 6 Hodnoty spočítaných přenesených výkonů v simulaci

6. Závěr

Prvním úkolem této práce bylo prostudovat možnosti řízení duálního aktivního můstku. Dále jsem měl popsat řídicí strategie pro obousměrný tok energie a poté je realizovat v simulačním prostředí a výsledky popsat. Nakonec jsem měl prostudovat možnosti řízení DAM spojených paralelně na výstupu.

V úvodu této práce je popsána topologie DAM a je vysvětlen princip řízení přeneseného výkonu. Dále je odvozen vzorec pro výpočet přeneseného výkonu (14). Z tohoto vzorce je vidět, že přenesený výkon lze řídit fázovým posunem mezi můstkovými napětími.

V druhé části jsou popsány čtyři řídicí strategie. U každé strategie je vysvětlen celý spínací proces a poté je ukázán průběh řídicích signálů. Také je tu objasněn pojem zpětný výkon, a předveden způsob, jak jej snížit. SPS řízení pracuje pouze s fázovým posunem mezi můstkovými napětími a je nejlehčí na provedení. EPS řízení vytváří druhý fázový posun uvnitř vstupního můstku, a tím snižuje zpětný výkon, který se objevuje u SPS. Toto řízení se ovšem hůře realizuje kvůli nesymetrii v řízení jednotlivých můstků. DPS řízení podobně jako EPS snižuje zpětný výkon. Navíc není nesymetrické, jelikož oba můstky pracují s vnitřním fázovým posunem. Proto se i lépe realizuje. Při TPS řízení ovládáme vnitřní fázový posun jednotlivých můstků zvlášť.

Ve třetí kapitole jsou simulace jednotlivých řídicích strategií. Výstupem ze simulací jsou průběhy proudů jednotlivých součástek. Je ukázán přechodový jev nastávající při zapnutí měniče, a také průběhy proudů pro ustálený stav. Dalším výstupem jsou přenesené výkony v závislosti na fázovém posunu mezi můstkovými napětími. Při stejných parametrech je nejvyšší přenesený výkon při řízení SPS.

V poslední kapitole jsou pro paralelní spojení DAM na výstupu demonstrovány různé možnosti řízení. Pokud jsou DAM spojeny na vstupu sériově, pak není možné, aby pracoval každý s jiným fázovým posunem, nebo aby pracoval jen jeden z nich. Při řízení se stejným fázovým posunem se pak jednotlivé DAM chovají jako v samostatném zapojení. Pokud jsou DAM zapojeny na vstupu paralelně, pak mohou každý pracovat s jiným fázovým posunem.

7. Použitá literatura

- [1] R. W. A. A. De Doncker, D. M. Divan and M. H. Kheraluwala, "A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 1, pp. 63-73, Jan.-Feb. 1991.
- [2] C. Mi, H. Bai, C. Wang and S. Gargies, "Operation, design and control of dual H-bridge-based isolated bidirectional DC-DC converter," in *IET Power Electronics*, vol. 1, no. 4, pp. 507-517, December 2008.
- [3] J. Pavelka a Z. Čeřovský. *Výkonová elektronika*. Vyd. 2. přeprac. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2000. ISBN 80-01-02094-0.
- [4] B. Zhao, Q. Song, W. Liu and Y. Sun, "Overview of Dual-Active-Bridge Isolated Bidirectional DC-DC Converter for High-Frequency-Link Power-Conversion System," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 8, pp. 4091-4106, Aug. 2014.
- [5] A. Rodríguez, A. Vázquez, D. G. Lamar, M. M. Hernando and J. Sebastián, "Different purpose design strategies and techniques to improve the performance of a Dual Active Bridge with phase-shift control," *2014 IEEE 15th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Santander, 2014, pp. 1-10.
- [6] F. Xu, F. Zhao, Q. Shi, and X. Wen "Studies of ZVS soft switching of dualactive-bridge isolated bidirectional DC-DC converters," *AIP Conference Proceedings* 1967, 020013, May 2018.
- [7] G. Kenny "Design and Control of a Bidirectional Dual Active Bridge DC-DC Converter to Interface Solar, Battery Storage, and Grid-Tied Inverters", 2015.
- [8] B. Zhao Biao, Q. Yu a W. Sun, "Extended-Phase-Shift Control of Isolated Bidirectional DC-DC Converter for Power Distribution in Microgrid," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 11, pp. 4667-4680, Nov. 2012.
- [9] B. Zhao, Q. Song and W. Liu, "Power Characterization of Isolated Bidirectional Dual-Active-Bridge DC-DC Converter With Dual-Phase-Shift Control," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 9, pp. 4172-4176, Sept. 2012.
- [10] M. Kim, M. Rosekeit, S. Sul and R. W. A. A. De Doncker, "A dual-phase-shift control strategy for dual-active-bridge DC-DC converter in wide voltage range," *8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia*, Jeju, 2011, pp. 364-371.
- [11] C. Calderon, A. Barrado, A. Rodriguez, A. Lazaro, M. Sanz and E. Olías, "Dual active bridge with triple phase shift, soft switching and minimum RMS current for the whole operating range," *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Beijing, 2017, pp.
- [12] H. Wen and W. Xiao, "Bidirectional dual-active-bridge DC-DC converter with triple-phase-shift control," *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Long Beach, CA, 2013, pp. 1972-1978.
- [13] Y. Ma *et al.*, "An overview of energy internet," *2016 Chinese Control and Decision Conference (CCDC)*, Yinchuan, 2016, pp. 6212-6215.
- [14] S. Hambridge, A. Q. Huang and R. Yu, "Solid State Transformer (SST) as an energy router: Economic dispatch based energy routing strategy," *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Montreal, QC, 2015, pp. 2355-2360.
- [15] A. Q. Huang, M. L. Crow, G. T. Heydt, J. P. Zheng and S. J. Dale, "The Future Renewable Electric Energy Delivery and Management (FREEDM) System: The Energy internet," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 99, no. 1, pp. 133-148, Jan. 2011.

- [16] A Bidirectional DC–DC Converter for an Energy Storage System With Galvanic Isolation
- [17] T. L. Nguyen, G. Griepentrog and V. T. Phung, "Modeling and control of dual active bridge converter with two control loops and output filter," *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Beijing, 2017, pp. 4683-4689.