

Martin Zavřel, Vladimír Kindl, Pavel Drábek

# Simulace WPT v okamžitých hodnotách

Technická zpráva

Pracovní balíček:

# WP8 – Elektrické části pohonů, hybridní pohony, rekuperace

Rok řešení:

2017





Projekt č. TE01020038 "Centrum kompetence drážních vozidel" je řešen s finanční podporou TA ČR.



Fakulta elektrotechnická Regionální inovační centrum elektrotechniky

# Simulace WPT v okamžitých hodnotách

Pracoviště:	Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky
Číslo dokumentu:	22190-051-2017
Typ zprávy:	Výzkumná zpráva
Řešitelé:	Martin Zavřel, Vladimír Kindl, Pavel Drábek
Hlavní řešitel:	Zdeněk Peroutka
Počet stran:	37
Datum vydání:	15. 1. 2018
Oborové zařazení:	JA – Elektronika a optoelektronika, elektrotechnika

## Zadavatel / zákazník:

FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ ZÁPADOČESKÉ UNIVERZITY V PLZNI

Západočeská univerzita v Plzni Regionální inovační centrum elektrotechniky Univerzitní 8 306 14 Plzeň

## Zpracovatel / dodavatel:

Západočeská univerzita v Plzni Regionální inovační centrum elektrotechniky Univerzitní 8 306 14 Plzeň

### Kontaktní osoba:

Ing. Martin Zavřel tel. 377634420 zavrelm@rice.zcu.cz

## Další sdělení - Tato zpráva a přizpůsobovací jednotka vznikla za podpory CKDV č. TE01020038

soubor: Simulace WPT v okamžitých hodnotách

RICE-S-01-2017-P02

## Anotace

Tato výzkumná zpráva se zabývá popisem simulace systému bezdrátového přenosu výkonu v okamžitých hodnotách, která je řešena v prostředí Matlab. Zpráva je dělena do tří oblastí, z nichž prví pojednává o plně funkční části simulace, druhá pojednává o přípravách, které jsou v simulaci provedeny z důvodu plánovaného vývoje a třetí oblast se týká ověření simulace pomocí měření a simulace v symbolicko-komplexní oblasti.

## Klíčová slova

Systém Bezdrátového Přenosu Výkonu, Simulace, Okamžité hodnoty.

# Název zprávy v anglickém jazyce / Report title

Wireless Power Transfer Simulation in Immediately Values.

## Anotace v anglickém jazyce / Abstract

This research report deals with description of Wireless Power Transfer simulation in immediately values, which is solved in Matlab software. This research report is divided into three areas. The first one deals with simulation parts which is fully function. The second one deals with preparation, which is created in simulation due to planed development. The third one is related to the simulation verification by measurement and by simulation in symbolic-complex areas.

# Klíčová slova v anglickém jazyce / Keywords

Wireless Power Transfer, Simulation, Immediately values

# Seznam symbolů a zkratek

WPT	Wireless Power Transfer (Bezdrátový Přenos Výkonu)
SKM	symbolicko-komplexní metoda
PWM	Pulse Width Modulation (šířková pulzní modulace)
DC	Stejnosměrný
AC	Střídavý
U	Napětí
I	Proud
R	Odpor
Р	Výkon
fi,φ	Fázový posuv
eff,η	Účinnost
PLL	Phase Lock Loop (fázový závěs)

# Obsah

1	Ú	VOD		5
2	Ρ	OPIS SIMULA	CE	5
	2.1	Blokové sché	ÉMA SIMULACE	6
	2	.1.1 Blok P	ower Part	7
		2.1.1.1 I	Inverter	
		2.1.1.2	Resonant tank	
		2.1.1.3 I	Inverter losses	
		2.1.1.4 I	Rectifier	15
		2.1.1.4.1	Active Rectifier	
		2.1.1.4.2	Passive rectifier	
		2.1.1.5	Rectifier losses	
		2.1.1.5.1	Active rectifier	
		2.1.1.5.2	Passive rectifier	
		2.1.1.6	Power calculating	
		2.1.1.7	Effective values	
		2.1.1.0		
		2.1.1.8.1	Input Strategy	
	2	17 Blok D	base Lock Loon	
	2	.1.2 Diok Pl .1.3 Primai	rv Power Control	
3	N	ASTAVENÍ SIN	у MULACE	
	3.1	<b>N</b> ASTAVENÍ UŽ	ÍVATELSKÝCH VOLEB	
	3.2	NASTAVENÍ FIX	(NÍCH PARAMETRŮ	
	3.3	NASTAVENÍ SO	DLVERU SIMULACE	
4	v	ÝSLEDKY SIM	ULACE	
5	S	ROVNÁNÍ SIM	IULACE V OKAMŽITÝCH HODNOTÁCH SE SIMULACÍ ZALOŽENOU NA SK	M A S MĚŘENÍM31
6	Z	ÁVĚR		

# 1 Úvod

Systém Bezdrátového přenosu výkonu v sobě snoubí několik odvětví elektrotechniky, což pochopitelně komplikuje jeho rozvoj. Jedním z možných přístupů, jak se s touto komplexností problému vypořádat je simulace, která umožní pozorovat děje v systému.

V začátcích vývoje systému WPT na RICE/FEL byl vytvořen model s SKM, který věrně vystihuje chování systému v ustálených stavech a efektivních hodnotách [1-2]. Z pohledu výkonových měničů, jejich řízení a regulace je však simulace v SKM nedostatečná. Z tohoto důvodu je vyvíjena simulace systému WPT v okamžitých hodnotách, která ze simulace v SKM vychází, neboť z ní přebírá poznatky simulace vazebních členů systému WPT a stanovené veličiny reálného systému WPT.

Simulace systému WPT v okamžitých hodnotách je přínosná ze dvou hledisek. Tím hlavním je bezesporu možnost zjištění libovolné veličiny z celého systému v okamžitých hodnotách. Druhým, který s prvním úzce souvisí, je možnost simulace řízení a regulace systému.

Možnost simulace řízení a regulace systému WPT je z hlediska komplexnosti problematiky systému WPT a počtu možných přístupů k jeho řízení prakticky nezbytná. Začlenění navržené regulace do DPS je pak také o mnoho rychlejší a kvalitnější.

Obdobný přínos, jako pro implementaci regulace do DSP, má simulace systému WPT v okamžitých hodnotách také pro návrh a dimenzování výkonových měničů či dokonce volbu jejich topologie.

# 2 Popis simulace

Simulace WPT v okamžitých hodnotách je vytvořena v prostředí Matlab / Simulink R2015b. V simulaci je hojně využíván blok *Matlab Function*, ve kterém jsou psané hlavní i vedlejší funkce. Bloky prostředí Matlab / Simulink jsou použity primárně ke spojení bloků *Matlab Function*. Z bloků Matla/Simulink jsou používány pouze násobičky, sčítačky, displeje, osciloskopy apod. Výkonové prvky a některé výkonové obvody jsou modelovány v prostření *Simulink/Plecs*. Tato koncepce kombinuje přehlednost prostředí Matlab / Simulink s výhodami simulace psané v kódu. Přehlednost je dále navýšena členěním simulace do subsystémů a bloků, tak jak je naznačeno na blokových schématech, které jsou uvedeny v této kapitole.

Výstupy simulace jsou dělené na dva typy a to na výstupy zběžné a výstupy finální. Zběžné výstupy jsou provedeny bloky *Osciloskop* a *Display*, které slouží pro potřeby ladění simulace a systému. Finální výstupy slouží pro potřeby generování publikovatelných výstupů, které jsou zpracovávány po ukončení simulace v prostředí *Matlab*. K exportu dat z prostředí *Matlab / Simulink* do prostředí *Matlab* je využíván blok *To Workspace* v režimu structure with time.

Bližší představa o simulaci WPT v okamžitých hodnotách poskytují následující podkapitoly.

## 2.1 Blokové schéma simulace

Základní blokové schéma simulace (Obr. 1) slouží pro vytvoření představy o složení a realizaci simulace. Velký přínos mají uvedená bloková schémata (Obr. 1 a Obr. 2) také z hlediska definování jednotlivých subsystému simulace, která byly zmíněny v předchozí podkapitole.

Simulace se dělí do tří hlavních částí:

- 1. Primary Power Control
- 2. Power Part
- 3. PLL (Phase Lock Loop)

Uvedené hlavní části jsou graficky znázorněny na Obr. 1 a popsány v následujících podkapitolách.

V blokových schématech nejsou uváděny výstupní bloky typu *Oscilloscope, To Workspace, Display* apod., které by je značně znepřehlednily. Zcela dostačující jsou grafická znázornění výstupní veličiny *output*.



Obr. 1. blokové schéma simulace

**Poznámka:** Na blokovém schématu z Obr.1 je patrná možnost volby zdroje spínacího kmitočtu mezi pevně uživatelsky nastaveným kmitočtem a automaticky regulovaným kmitočtem. Automatické nastavení kmitočtu provádí regulátor fázového posuvu mezi primárním napětím a proudem.

### 2.1.1 Blok Power Part

Blokové schéma bloku Power Part je uvedeno na následujícím Obr. 2. V této podkapitole je dále uveden popis jednotlivých částí z Obr. 2.



Obr. 2. Detail bloku Power Part

Pro úplné pochopení Obr. 2 je velmi důležitá legenda, která je jeho součástí. Tato legenda obsahuje několik, na první pohled, ne zcela pochopitelných údajů. Tyto jsou dovysvětleny v následujících bodech:

1.

Fix value	- jde o blok <i>Constant,</i> kterým je zadáván
	pevný uživatelský parametr.

- 2. Done jde o blok, který je plně funkční
- Preparation jde o blok, který slouží jako příprava pro další plánované rozšíření simulace. Nebo jde o blok, který je z části funkční (Tučně zvýrazněné) ale obsahuje části, které slouží jako příprava (nezvýrazněné).

#### 2.1.1.1 Inverter

Jde o první blok v řetězci výkonových částí simulace. Skládá se z H-můstkového jednofázového střídače vybaveného vstupním filtrem DC meziobvodu a těmito vlastnostmi:

- Nastavitelný spínací kmitočet (f<sub>sw</sub> = f<sub>switching</sub>). Tímto parametrem je nastavován kmitočet referenčního pilovitého napětí PWM. Vzhledem k práci střídače v režimu výstupního obdélníkového napětí je tento kmitočet zároveň kmitočtem výstupního napětí. Spínací kmitočet je vhodné volit s ohledem na připojený rezonanční obvod WPT, který pracuje v okolí svého hlavního rezonančního kmitočtu.
- 2. Nastavitelná střída výstupního obdélníkového napětí (*crumb*). Tento parametr má dvojí význam Předně slouží k respektování mrtvých časů střídače, neboť jeho maximální hodnota je omezena na hodnotu respektující vypínací čas tranzistorů (166 ns). Druhá slouží k umožnění nastavování výstupního výkonu rezonančního obvodu pomocí snižování efektivní hodnoty napětí (omezení je v tomto případě provedeno na minimálně 0,3 dle [3]).
- Nastavení napětí stejnosměrného meziobvodu (U<sub>DC bus</sub> = DC bus voltage). Tento parametr slouží jako jedna z možných řídících veličin výstupního výkonu rezonančního obvodu (je omezena maximálně na 350 V).

Část *PWM saw* je realizována pomocí bloku *integrator Limited* a *Compare to Constant*. Generuje trvale rostoucí pilovitý signál *saw*, který nabývá hodnot v mezích 0 až 1. Bližší popis této části je zbytečný.

Část *PWM generator* and *Inverter Switching* je realizována pomocí bloku *Matlab Function*. V tomto bloku je velice jednoduše realizováno generování spínacích signálů pro tranzistory a signál odpovídající výstupnímu napětí střídače. Vývojový diagram této části je uveden na Obr. 3.



Obr. 3. Vývojový diagram bloku PWM generator and inverter switching

V uvedeném spínacím diagramu se objevuje parametr s, který představuje vektor sepnutých součástek. Aby bylo zřejmé, o které součástky jde, tak je na Obr. 4 uvedeno ekvivalentní obvodové schéma střídače s vysvětlující legendou.



Obr. 4. Ekvivalentní obvodové schéma simulovaného střídače

Pro popisovaný střídač je také možné uvést spínací diagram, který lépe vystihuje napěťové poměry na zátěži (rezonanční obvod WPT). Na Obr. 5 je uveden pro střídy crumb ≅ 0,5 a crumb = 0,25. Hlavní přínos takto řešeného spínaní spočívá v definovaném nulovém napětí na zátěži (V1 a V3 spolu s příslušnou nulovou diodou). Dále je na Obr. 6 uvedeno odsymulované výstupní napětí střídače při uvedených střídách, kmitočtu 240 kHz a napětí stejnosměrného meziobvodu 350 V.



Obr. 6. Simulované výstupní napětí střídače

#### 2.1.1.2 Resonant tank

Rezonanční obvod je druhý v řetězci výkonové částí simulace a zároveň nejdůležitější blok celé simulace. Jde o blok, který představuje primární a sekundární cívku systému, jejich vzájemnou vazbu, kompenzační kondenzátory a jejich parazitní parametry při sériové konfiguraci. Lepší představa o tomto bloku je zprostředkována Obr. 7 a rovnicí (1)



Obr. 7 Obvodové schéma rezonančního obvodu (literatura 4)

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_{S1} \\ \bar{I}_{S2} \\ \bar{I}_{S3} \\ \bar{I}_{S4} \\ \bar{I}_{S5} \\ \bar{I}_{S6} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \begin{cases} R_{E1} + \\ j \left( \omega L_{E1} - \frac{C_{p1} + C_{1}}{\omega C_{1}} \right) \\ j \frac{1}{\omega C_{1}} & R_{G1} - j \frac{1}{\omega C_{1}} & 0 & 0 & 0 \\ j \frac{1}{\omega C_{1}} & R_{G1} - j \frac{1}{\omega C_{1}} & 0 & 0 & 0 \\ j \frac{1}{\omega C_{p1}} & 0 & \left\{ j \left( \omega L_{1} - \frac{1}{\omega C_{p1}} \right) \right\} & j \omega M & 0 & 0 \\ j \frac{1}{\omega C_{p1}} & 0 & \left\{ j \left( \omega L_{1} - \frac{1}{\omega C_{p1}} \right) \right\} & j \omega M & 0 & 0 \\ 0 & 0 & j \omega M & \left\{ j \left( \omega L_{2} - \frac{1}{\omega C_{22}} \right) \right\} & 0 & j \frac{1}{\omega C_{22}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{G2} - j \frac{1}{\omega C_{22}} & j \frac{1}{\omega C_{22}} \\ 0 & 0 & 0 & j \frac{1}{\omega C_{p2}} & j \frac{1}{\omega C_{22}} & \left\{ j \left( \omega (L_{E2} + L_{ac}) - \frac{C_{p2} + C_{2}}{\omega C_{2}} \right) \right\} \end{bmatrix} \end{bmatrix}$$

Realizace bloku rezonančního obvodu pomocí zmíněné rovnice (1, literatura 4) byla porovnávána s realizací bloku v prostředí Simulink/Plecs s prakticky shodnými výsledky a prakticky totožným simulačním časem. Z tohoto důvodu byla pro finální simulaci zvolena druhá jmenovaná varianta (Simulink/Plecs). Ta je pak uvedena na následujícím Obr. 8.



Obr. 8. Provedení bloku Resonant Tank

Z Obr. 8 jsou také patrné hodnoty jednotlivých součástek, které vycházejí z měření na reálných vazebních členech 5kW systému WPT a simulace s SKM.

Výsledky simulovaných veličin na rezonančním obvodu jsou uvedeny na následujícím Obr. 9. V horní polovině obrázku je uvedeno primární napětí (červená), proud (modrá) a napětí na primárním kompenzačním kondenzátoru (zelená). Spodní polovina obrázku pak zaznamenává sekundární napětí (červená), proud (modrá) a napětí na sekundárním kompenzačním kondenzátoru (zelená).



Obr. 9. Od simulované veličiny na bloku Resonant Tank

#### 2.1.1.3 Inverter losses

Třetí blok výkonové části simulace, který slouží pro výpočet okamžitých ztrát na střídači. Pro jeden tranzistor se tyo ztráty řídí vztahem (2)

$$dp_1(t) = dp_{sw}(t) + dp_{ON}(t) + dp_D(t),$$
(2)

kde dp<sub>1</sub> je okamžitý ztrátový výkon střídače, dp <sub>sw</sub> je okamžitý spínací ztrátový výkon a dp <sub>ON</sub> je okamžitý vodivostní ztrátový výkon.

Spínací ztrátový výkon je pak určen vztahy (3 - 11)

$$dp_{sw} = dp_{sw ON}(t) + dp_{sw OFF}(t), \, \text{kde}$$
(3)

$$dp_{sw\,ON} = (E_{ON}(t) \cdot ku \cdot kt \div 1000) f_{sw}(t) \tag{4}$$

 $dp_{sw\,OFF} = (E_{OFF}(t) \cdot ku \cdot kt \div 1000) f_{sw}(t)$ (5)

Kde spínací a vypínací energie je pro proudy  $I_{DS}$ <5 A dána vztahy (6 a 7) a pro proudy vyšší pak vztahy (8 a 9)

$$E_{ON}(t) = 0.2$$
 (6)

$$E_{OFF}(t) = 0.05$$
 (7)

$$E_{ON}(t) = -3 \cdot 10^{-8} i(t)^4 + 4 \cdot 10^{-6} i(t)^3 + 7 \cdot 10^{-6} i(t)^2 + 8.3 \cdot 10^{-3} i^1 + 0.1597$$
(8)

 $E_{OFF}(t) = -1 \cdot 10^{-8} i(t)^4 + 2 \cdot 10^{-6} i(t)^3 - 6 \cdot 10^{-5} i(t)^2 + 2.7 \cdot 10^{-3} i(t)^1 + 0.0336 \text{ (9)}$ Kde E<sub>ON</sub>, E<sub>OFF</sub> vychází v mJ a :

$$ku = \frac{u_{DS}(t)}{600} \tag{10}$$

$$kt = \frac{T_j(t)}{120} \tag{11}$$

Proměnná  $u_{DS}(t)$  je aktuální napětí na přepínaném prvku a  $T_j(t)$  je teplota jeho čipu. Ze vztahů (9-10) je zřejmá uvažované závislost (v simulaci) spínací a vypínací energie tranzistoru na jeho napětí a teplotě.

Vodivostní ztrátový výkon je dále určen vztahem (12-13)

$$dp_{ON}(t) = u_{DS}(t)I_{DS}(t) + R_{DSON}(t)i_{DS}(t)^2$$
(12)

Kde R<sub>DS ON</sub> je odpor sepnutého kanálu tranzistoru, který je závislý na teplotě čipu dle (13) avšak tato závislost není na požitých inženýrských vzorcích použitých tranzistorů specifikována. Simulace však umožňuje její snadné dospecifikování.

$$R_{DS\,ON}(t) = f\{T_i(T)\}\tag{13}$$

Zmíněná strategie spínání a možnost provozování zátěže mimo hlavní rezonanční kmitočet vedou na využívání zpětných diod H-můstku. Jelikož mají tyto diody citelně horší parametry než tranzistory, je nutné počítat i s jejich výkonovou ztrátou dle vztahu (14)

$$dp_D(t) = abs(u_{f D}(t) \cdot i_{AK}(t)), \qquad (14)$$

kde uf D je prahové napětí zpětné diody a i<sub>AK</sub> proud přes ni procházející.

Vzhledem k cílené vysoké přesnosti simulace a shodě s měřeními je v simulaci uvažován také úbytek napětí na polovodičových součástkách střídače jako (15) pro tranzistory a (16) pro diody. Výsledný úbytek napětí je pak dán vztahem (17).

$$du_T(t) = abs(R_{DS\,ON}(t) * I_{DS}(t))$$
(15)

$$du_D(t) = u_{f\,D}(t) \tag{16}$$

$$du(t) = du_T(t) + du_D(t)$$
<sup>(17)</sup>

V použité topologii jednofázového H-můstku a strategii jeho spínání však střídavě vedou 0 až 2 tranzistory současně. Toto vystihuje následující vývojový diagram bloku inverter losses uvedený na Obr. 10. Stejný obrázek je také prostředkem pro pochopení struktury bloku.



Obr. 10. Vývojový diagram bloku Inverter Losses

Odsimulované hodnoty ztrát na střídači jsou uvedeny na Obr. 11. V levé části jsou uvedeny výsledky pro spínací kmitočet 240 kHz (hlavní rezonanční kmitočet) a v pravé pak pro 250 kHz. Z jejich srovnání je velmi jasně patrný vliv spínacích ztrát a ztrát nulových diod při tvrdém spínání (zachována stejná ohmická zátěž).



Obr. 11. Od simulované výkonová ztráta na střídači

### 2.1.1.4 Rectifier

Tento blok je čtvrtým blokem výkonové části simulace a je dělený na další dva podbloky a to na pasivní a aktivní usměrňovač. Pojmem pasivní usměrňovač je v tomto případě rozuměn jednofázový diodový můstkový usměrňovač a pojmem aktivní usměrňovač pak pulzní usměrňovač.

Blok je řešen jako subsystém obsahující řídící část aktivního usměrňovače (Matlab Function block) a výkonovou část aktivního a pasivního usměrňovače (Simulink/Plecs). Součástí výkonových částí usměrňovačů jsou také výstupní filtry.



Detailní blokové schéma bloku Rectifier je uvedeno na Obr. 12.

Obr. 12. Blokové schéma bloku Rectifier

### 2.1.1.4.1 Active Rectifier

Simulace aktivní části usměrňovače je realizována dvěma bloky – řídící část (Matlab Function) a výkonová část (Simulink/Plecs).

Aktivní část usměrňovače je v této zprávě řešena pouze jako příprava pro plánované rozšiřování systému WPT a jeho simulací.

#### 2.1.1.4.2 Passive rectifier

Pasivní část usměrňovače je realizována jedním blokem Simulink/Plecs. Jeho podoba je uvedena na Obr. 13. Jelikož jde o jednofázový můstkový diodový usměrňovač, je jeho obvodové schéma známé a nahrazuje jej zmíněný Obr. 13.



Obr. 13. Simulační schéma pasivní části usměrňovače

#### 2.1.1.5 Rectifier losses

Jde o další (pátý) blok výkonové části simulace WPT v okamžitých hodnotách. Tento blok je také realizován pomocí bloku *Matlab Function*. Zároveň také využívá několik rovnic z předchozího pododstavce (2.1.1.3), na které zde bude odkazováno.

Blok Rectifier looses slouží k výpočtu okamžitých hodnot usměrňovače, který je popsán v pododstavci 2.2.1.5 této výzkumné zprávy. Umožňuje tedy výpočet okamžitých ztrát jednofázového můstkového zapojení diodového (pasivní) i tranzistorového (aktivní) usměrňovače (po doplnění parametrů). Rozhodujícím parametrem je zde příznak zvoleného usměrňovače, který je skrytý pod proměnnou *active (viz Obr. 12 a 14)*.

#### 2.1.1.5.1 Active rectifier

Výpočet okamžitých ztrát aktivního usměrňovače je velmi podobný s výpočtem ztrát střídače (viz kapitola 2.2.1.3). Rovnice (2 až 5) a rovnice (14 až 17)jsou shodné i pro tento případ, samozřejmě, hodnoty konstant jsou odlišné. Rovnice (6 až 11) jsou shodné pouze svou podobou, neboť jejich konkrétní tvar souvisí s použitými součástkami. Přesný tvar všech

rovnic a hodnoty konstant nelze nyní zapsat, neboť aktivní usměrňovač není v této fázi řešen simulačně ani fyzicky.

Bližší detaily o simulaci okamžitých ztrát aktivního usměrňovače budou zmíněny v budoucí zprávě, která tuto zprávu doplní.

#### 2.1.1.5.2 Passive rectifier

Výpočet okamžitých ztrát pasivního usměrňovače je vcelku jednoduchý. Pro jeden prvek usměrňovače platí rovnice (18)

$$dp_u(t) = dp_{u \, ON}(t) + dp_{u \, turn \, off}(t)$$
(18)

Kde dp<sub>u ON</sub> jsou okamžité vodivostní ztráty diody a dp<sub>u OFF</sub> jsou okamžité ztráty způsobené zotavovacím nábojem (tyto jsou zanedbávány, jelikož jsou využívány diody s velmi malým zotavovacím nábojem). Pro tyto ztráty platí rovnice (19 a 20).

$$dp_{u\,ON} = 2 \cdot u_f(t) \cdot abs(i_{AK}(t)) \tag{19}$$

Kde koeficient 2-krát respektuje současné vedení vždy dvou prvků (diod).

$$dp_{u \ OFF} \cong 0 \tag{20}$$

Proměnná  $u_f(t)$  je prahové napětí použité usměrňovací diody, které je závislé na teplotě čipu diody a procházejícím proudu  $i_{AK}(t)$  přes tuto diodu. Tato závislost je popsána rovnici (20)

$$T_{j} \leq 30^{\circ}C \rightarrow u_{f}(t) = 0,0308 \cdot abs(i_{AK}(t) + 0,9178)$$
  

$$T_{j} \leq 80^{\circ}C \rightarrow u_{f}(t) = 0,0453 \cdot abs(i_{AK}(t) + 0,8433)$$
  

$$T_{j} \leq 130^{\circ}C \rightarrow u_{f}(t) = 0,0692 \cdot abs(i_{AK}(t) + 0,75)$$
  

$$T_{j} > 130^{\circ}C \rightarrow u_{f}(t) = 0,0787 \cdot abs(i_{AK}(t) + 0,8767)$$
(20)

Mimo ztrát je v tomto bloku také počítán úbytek napětí na těchto diodách (21), čímž je zvýšena přesnost simulace podobně jako v kapitole (2.2.1.5)

$$du_D(t) = 2u_f \tag{21}$$

Vývojový diagram simulace okamžitých ztrát pasivního usměrňovače je uveden na Obr. 14. Tento obrázek slouží ke zprostředkování představy o skladbě této části simulace a jejího chodu.



Obr. 14. Vývojový diagram bloku Rectifier- Passive part

Na následujícím Obr. 15 jsou uvedeny odsimulované hodnoty okamžitých ztrát pasivního usměrňovače při spínacím kmitočtu 240 kHz (vlevo) a 250 kHz (vpravo). Z jejich porovnání je patrné, že při hlavním rezonančním kmitočtu rezonančního obvodu jsou ztráty usměrňovače vyšší, neboť je přenášen vyšší výkon (zachována stejná ohmická zátěž).



Obr. 15. Odsimulovaný ztrátový výkon pasivního usměrňovače

#### 2.1.1.6 Power calculating

Jde o čtvrtý blok výkonové části simulace, ve kterém je pomocí základních bloků *Matlab/Simulink* počítána okamžitá hodnota vstupního výkonu střídače za vstupním filtrem a výstupního výkonu usměrňovače před výstupním filtrem dle vztahů 22 a 23

$$p_{1DC}(t) = u_1(t)i_1(t) + dp_1(t)$$
(22)

$$p_{2DC}(t) = u_2(t)i_2(t) - dp_2(t)$$
(23)

Proměnná dp<sub>1</sub> a dp<sub>2</sub> představují ztráty na polovodičových měničích (viz kapitola 2.2.1.3 a 2.2.1.5).

Výkony  $p_{1DC}$  a  $p_{2DC}$  byly zvoleny s ohledem na zaběhlou koncepci měření účinnosti systému WPT jako "DC to DC efficiency".

Na Obr. 16 je uveden odsimulovaný okamžitý výkon na vstupu střídače (za vstupním filtrem) (nahoře) a na výstupu usměrňovače (před výstupním filtrem) (dole) při spínacím kmitočtu 240 kHz (hlavní rezonanční kmitočet rezonančního obvodu systému WPT), napětím DC meziobvodu 350 V a odporové zátěži 100 Ω.



Obr. 16. Odsimulované výkony bez vstupních/výstupních filtrů

#### 2.1.1.7 Effective Values

Blok *Effective Values* je předposledním blokem (pátý blok) výkonové části simulace. Je tvořený v bloku *Matlab Function* a slouží k výpočtu efektivních hodnot výkonů z kapitoly 2.2.1.6 a k výpočtu přenosové účinnosti systému WPT (od stejnosměrné strany střídače po stejnosměrnou stranu usměrňovače bez započtení vlivu filtrů).

Efektivní hodnoty jsou vypočítávány dle známého vztahu (24)

$$P_{x,y\,eff} = \sqrt{\frac{1}{T_y} \int_0^{T_y} i_x(t)^2 dt}$$
(24)

Kde parametr x udává, jde-li o vstupní (x=1) nebo výstupní (x=2) hodnoty. Parametr y udává, za jak dlouhý horizont je efektivní hodnota počítána. Například pro výpočet efektivní hodnoty jedné periody je y=1. Na Obr. 2 je tento parametr označen jako Effective Value Horizon.

Odsimulované efektivní výkony (nahoře) a účinnost (dole) je uvedena na Obr. 17. Simulace je provedena při spínacím kmitočtu 240 kHz (vlevo) (hlavní rezonanční kmitočet rezonančního obvodu systému WPT) a 250 kHz (vpravo), napětím DC meziobvodu 350 V a odporové zátěži 100  $\Omega$ .

Z porovnání odsimulovaných výkonů a účinností při 230 kHz a 250 kHz uvedených na Obr. 17 vyplívá potvrzení předchozích tvrzení v kapitolách 12.2.1.3 a 2.2.1.5, neboť: Při hlavním rezonančním kmitočtu je přenášen vyšší výkon a účinnost je vysoká ; Při citelně vyšším kmitočtu (250 kHz) je přenášený výkon nižší a účinnost je horší.



Obr. 17. Odsimulované efektivní hodnoty a účinnost (pro 240 kHz vlevo, pro 250 kHz vpravo)

### 2.1.1.8 Load

Blok *Load* je posledním blokem výkonové části simulace WPT v okamžitých hodnotách. Podobně jako blok *Rectifier* (kapitola 2.2.1.4) je i tento blok dělen na více částí. Podrobněji o tomto dělení referuje Obr. 18, který zobrazuje detailní blokové schéma bloku *Load*.



Obr. 18. Blokové schéma bloku Load

#### 2.1.1.8.1 Input Strategy

Simulace je vybavena plně funkční pasivní strategií vstupu zátěže. Zároveň je také vybavena přípravou pro aktivní strategii vstupu zátěže (snižující pulzní měnič). Tato příprava souvisí s plánovaným vývojem systému WPT a jeho simulace.

Ve zde popisované verzi simulace je tedy možné použít pouze volbu pasivní strategie vstupu zátěže, což je prosté vodivé propojení.

#### 2.1.1.8.2 Load

Popisovaná simulace umožňuje volbu mezi ohmickou zátěží a baterií na místě zátěže. Každá z těchto zátěží je vhodná pro simulování odlišných stavů a parametrů. Odporová zátěž je vhodná spíše pro ověření shody simulace s měřeními, ladění simulace a jejího nastavování. Zátěž typu baterie je pak určena pro simulaci systému s praktickou zátěží – systém je tedy určen pro dobíjení (trakčních) baterií.

Simulační schéma odporové zátěže není třeba uvádět. Hodnoty Odporu jsou ručně voleny a vycházejí z předchozích měření na reálném systému WPT (vhodný rozsah je 80 až 120  $\Omega$ )

Simulační schéma bateriové zátěže je uvedeno na Obr. 19. Jde o RLC náhradu Li-Ion akumulátoru se zanedbáním battery managementu. Parametry reálného akumulátoru jsou pak uvedeny v Tab.II.



Obr. 19. Simulační schéma části Battery Load

Tab. I Parametry reálného akumulátoru

Parametry akumulátoru	Hodnota	Komentář
Jmenovité napětí	105 V	
Minimální napětí	93 V	
Maximální napětí	123 V	
Maximální trvalý nabíjecí proud	10 A	930 W
Maximální trvalý vybíjecí proud	40 A	3720 W
Jmenovitá kapacita akumulátoru	11,6 Ah	1253 Wh

Velmi důležitý parametr v simulačním schématu bateriové zátěže je kapacita C<sub>bat</sub>, která simuluje kapacitu Li-lion akumulátoru. Samozřejmě v případě zidealizování nabíjecího procesu na bezeztrátový. Tato kapacita je určena rovnicí (25)

$$C_{bat} = \frac{Q_{bat}}{U_{bat nom}} = \frac{Jmenovitá kapacita akumulátoru \cdot 3600}{U_{bat nom}} = 42\ 960\ F$$
(25)

#### 2.1.2 Blok Phase Lock Loop

Blok *Phase Lock Loop* obsahuje základní regulační strukturu systému WPT. Její funkce spočívá v nastavení spínacího kmitočtu střídače (tedy i kmitočtu vstupního napětí rezonančního obvodu – viz kapitola 2.2.1.1) na hodnotu hlavního rezonančního kmitočtu vazebních členů systému WPT (blok Resonant Tank – viz kapitola 2.2.1.2), nebo na hodnotu kmitočtu, která vede na nastavený fázový posuv  $\phi_{err set}$  (v povolených mezích) mezi primárním napětím a proudem.

Základem tohoto bloku jsou detekce průchodu primárního napětí a proudu nulou, které celou následující strukturo synchronizují. Detekci průchodu nulou dobře popisuje její vývojový diagram na Obr. 20.



Obr. 20. Blokové schéma Zero Crossing Detection

Blokové schéma části *Phase Lock Loop* je zřejmé z Obr. 1. Jeho vývojový diagram je pak uveden na Obr. 21. V tomto blokovém schmatu se objevují výpočty fáze  $\varphi$ , řídícího napětí u<sub>ref</sub> a výstupného kmitočtu f = f<sub>sw</sub>, které se řídí následujícími rovnicemi (26 až 29).

$$\varphi_x(t) = \varphi_x(t-1) + d\varphi_x(t), \tag{26}$$

Kde d $\phi$  je integrační přírůstek za čas kroku simulace dt

$$d\varphi_c(t) = \frac{2\pi f}{T(t)} dt$$
(27)

$$u_{ref}(t) = u_{ref}(t-1) - kp \cdot \varphi_{err}(t-1) + kp \cdot \varphi_{err}(t) + ki \cdot \varphi_{err}(t) \cdot dt, \quad (28)$$

Kde kp (0) je proporcionální zesílení a ki (1000) je integrační zesílení.

$$f(t) = \frac{999 \cdot f(t-1) + 1 \cdot (f_0 + k f p \cdot u_{ref})}{1000},$$
(29)

Kde kfp (1000) je proporční zesílení P regulátoru přírůstku kmitočtu. Rovnice (29) zároveň slouží jako jednoduchý filtr a rampa výstupního kmitočtu (tedy spínacího kmitočtu).



Obr. 21. Blokové schéma Phase Lock Loop

Průběh regulace spínacího kmitočtu f je pro parametry  $f_0 = 225$  kHz,  $\phi_{err set} = 0$ ,  $U_{DC BUS} = 350$  V a odporovou zátěž 100  $\Omega$  uveden na Obr. 22. Tento obrázek také zachycuje průběh řídícího napětí  $u_r$  a detaily ustálených stavů. Při detailním pohledu na Obr. 22 je patrné mírné zvlnění výstupního kmitočtu, které je způsobené nastavením solveru simulace na hodnoty upřednostňující rychlost simulace (viz kapitola 3.3) a laděním regulátoru za cílem co nejrychlejší regulace.



Obr. 22. Odsimulované výstupy bloku PLL

### 2.1.3 Primary Power Control

Blok Primary Power Control plní v této verzi simulace pouze roli přípravy. Jsou v něm umístěny uživatelsky nastavitelné konstantní parametry (v budoucnu plánované jako regulované) *crumb* a *DC bus voltage*.

O nastavení parametrů *crumb* a *DC bus voltage* je několik zmínek v kapitole 2.2.1.1 a v kapitole 3.1 této výzkumné zprávy.

## 3 Nastavení simulace

Tato kapitola slouží ke snadné parametrizaci simulace a to jak z hlediska uživatelských voleb a fixních parametrů, tak i z hlediska nastavení solveru simulace.

### 3.1 Nastavení uživatelských voleb

Nastavením uživatelských voleb se rozumí nastavení přepínačů z blokových schémat (Obr. 1, 12 a 18) do definovaných kombinací poloh, jak je přehledně uvedeno v Tab. II.

volba	Obr.	parametr v simulaci	hodnota parametru	poloha na Obr.	význam	ovládá	ovládaná pozice			
Vo.1	1	manuálně ovládaný	manuálně ovládaný	levá	pevné nastavení spínacího kmitočtu					
				pravá	automatická regulace spínacího kmitočtu					
Vo2	12	12 active rectifier	<del>1</del>	horní	volba aktivního usměrňovače	<del>Vs.2a a</del> <del>Vs.2b</del>	<del>horní</del>			
			0	spodní	volba diodového usměrňovače	Vs.2a a Vs.2b	spodní			
Vo.3	18	bat	0	horní	volba odporové zátěže	Vs.3a	horní			
			1	spodní	volba bateriové zátěže	Vs.3a	spodní			
Vo.4	18	18	18	18	strategy	strategy <del>1</del>	horní	<del>volba aktivní</del> <del>strategie zátěže</del>	<del>Vs.4a,</del> <del>Vs.4b</del>	<del>horní</del>
			0	spodní	volba pasivní strategie zátěže	Vs.4a, Vs.4b	spodní			

#### Tab. II Nastavení uživatelských voleb

Přeškrtnuté možnosti v Tab. II jsou v této verzi simulace ve fázi přípravy pro plánovaný vývoj a jsou tedy nepoužitelné.

## 3.2 Nastavení fixních parametrů

Nastavení fixních parametrů je přehledně zpracováno v Tab. III.

parametr	Obr.	parametr v simulaci	optimum	rozsah
teplota čipu	2	Tj	50	0-125 °C
switching frequency	1	fsw	240 kHz	200 až 300 kHz
crumb	1	crumb	0.49	0 až 0.49
DC bus voltage	1	UDC BUS	350 V	0 až 350 V
Effective Value Horizon	2	eff val hor	1	1 až 10
<b>f</b> <sub>sw start</sub>	1	initial fsw	235 kHz	200 až 300 kHz
φ <sub>err set</sub>	1	fi_err_set	0	∈(-π ; + π)

Tab. III Nastavení fixních parametrů

### 3.3 Nastavení solveru simulace

Nastavení simulace je voleno s ohledem na implementaci modelu, či jen jeho částí týkající se řízení, do DSP TMS2835, který pracuje na kmitočtu 150 MHz (6,67 ns). Zároveň je k dispozici i nastavení simulace, které upřednostňuje rychlost simulace při zachování dostatečné přesnosti. Parametry obou možností nastavení jsou k dispozici v Tab. II.

nastavení solveru zohledňující DSP (přesnost)			nastavení solveru zohledňující rychlost		
start time	0		start time	0	
stop time	>0.01		stop time	>0.01	
solver type	variable step		solver type	variable step	
solver	automatic		solver	automatic	
max step size	6.7e-9		max step size	1.0e-6	
min step size	6.67e-9		min step size	10.0e-8	
initial step	6.67e-9		initial step	10.0e-8	
relevant tolerance	1.0e-9		relevant tolerance	10.0e-8	
Absolut tolerance	1.0e-9		absolute tolerance	10.8e-8	
shape preservation	disable all		shape preservation	10.0e-8	
consecutive fix step	1		consecutive fix step	1	
zero-crossing control	enable all		zero-crossing control	enable all	
time tolerance	1,00E-09		time tolerance	10.0e-8	
algorithm	non adaptive		algorithm	non adaptive	
consecutive zero crossing	1000		consecutive zero crossing	1000	

Tab. IV nastavení solveru

# 4 Výsledky simulace

Hlavním zaměřením této verze simulace je kvalitní simulace poměrů na bloku *Resonant Tank, Inverter* a *Passive Converter*. Výsledky simulace posledních dvou jmenovaných jsou v dostatečné míře uvedeny v předchozí kapitole 2. Výsledky bloku *Power Part* z předchozí kapitoly 2 jsou zde doplněny o přechodné stavy při různých konfiguracích simulace.

Na Obr. 23 je uveden záznam simulace přechodného stavu z nulových počátečních podmínek do ustálení, kde  $U_{cx}$  je napětí na příslušném (primární či sekundární) kompenzačním kondenzátoru,  $U_1$  je napětí na vstupu střídače,  $U_2$  je napětí na výstupu usměrňovače a  $I_x$  jsou příslušné proudy.



Obr. 23. Poměry na bloku Resonant Tank při volbě 240 kHz(vlevo) a PLL(vpravo)

Na dalším obrázku Obr. 24, jsou vykresleny přechodné stavy efektivní hodnoty výkonu na vstupu střídače (červená) a na výstupu usměrňovače (zelená) a ve spodní části obrázku pak z nich stanovená účinnost. V levé části je simulace provedena pro f<sub>sw</sub> = 240 kHz a R<sub>z</sub> = 100  $\Omega$ , v pravé části pak pro PLL a R<sub>z</sub> = 100  $\Omega$ . add



Obr. 24. DC to DC efektivní hodnoty

Z předchozího Obr. 24 je patrná závislost účinnosti na spínacím kmitočtu. Tato závislost je více patrná z obrázku Obr. 25, kde je zobrazena její závislost na fázovém posuvu, respektive na spínacím kmitočtu střídače při simulačních podmínkách: PLL,  $\varphi_{err set} = 0$  rad, Rz=100  $\Omega$ . Z tohoto obrázku je patrné dosažení nejvyšší účinnosti  $\eta_{max} = 97,69$  % v oblasti ustáleného stavu, tedy při  $\varphi_{err} = 0$  rad. Zároveň Obr. 25 vypovídá o regulaci fáze při nastaveném požadavku na  $\varphi_{err set} = 0$  rad.



Obr. 25. Účinnost vs. spínací kmitočet a fázový posuv U-I

Blok Phase Lock Loop (PLL) je vybaven možností nastavení fáze. Tato možnost je odsimulována na následujícím Obr. 26, kde v čase 8 ms dojde ke změně požadavku  $\varphi_{err set} = 0$  rad na  $\varphi_{err set} = 1$  rad.



Obr. 26. Přechodový stav na bloku PLL při změně požadovaného fázového posuvu

Detaily průběhů bloku *Phase Lock Loop* z Obr. 25 a Obr. 26 jsou uvedeny v předchozí kapitole 2.

Při vyhodnocování regulace z Obr. 25 a 26 je třeba brát v úvahu dynamiku vazebních členů WPT, která je velmi malá. Tato malá dynamika vazebních členů WPT znemožňuje rychlou regulaci – systém se stává kmitavým.

# 5 Srovnání simulace v okamžitých hodnotách se simulací založenou na SKM a s měřením

Jak bylo řečeno v úvodu, tato simulace vznikla až po simulaci založené na SKM a po měřeních na reálném systému WPT s cílem vytvořit možnost simulování řízení systému, jeho snazší implementace do DSP apod. Ověření této simulace je tedy možné provést pomocí dvou, již zaběhlých možností, tedy z výsledků měření [1-2] a z výsledků simulace v SKM [3].

Hlavním ověřovacím parametrem jsou zde poměry na bloku Resonant Tank, střídači a usměrňovači.

Na Obr. 27 je znovu uveden detail poměrů na bloku *Resonant Tank* z Obr. 9. Z něj je možné přibližme stanovit maximální hodnoty těchto veličin: U<sub>c1max</sub> = 4,95 KV, I<sub>1max</sub> = 23 A, U<sub>1max</sub> = 350 V, U<sub>c2max</sub> = 2,52 KV, I<sub>2max</sub> = 11.75 A a U<sub>2max</sub> = 647,75 V.



Obr. 27. Detail poměrů na bloku Resonant Tank

Na Obr. 28 je uveden oscilograf z měření při maximálním přenášeném výkonu 5 100 W a odporu zátěže 100  $\Omega$ . Hlavní přínos tohoto oscilografu, spočívá v ověření tvaru jednotlivých průběhů a jejich fázového posuvu, které jsou téměř dokonale shodné. Další přínos spočívá v porovnání amplitud. Ty se již liší, neboť ty z měření přibližně dosahují těchto hodnot\_U<sub>c1max</sub> = 7 kV, I<sub>1max</sub> = 33 A, U<sub>1max</sub> = 270 V, U<sub>2max</sub> = 750 V.



Obr. 28. Oscilograf z měření na reálnem systému WPT

Z porovnání dosahovaných amplitud dle Obr. 27 a 28 je možné stanovit odchylku oscilogramu a simulace jako dUc1 = 2 kV, dI1 = 10 A, dU1 = 70 V a dU2 = 100 V.

Podíváme-li se však na následující srovnání efektivních hodnot výkonů a účinností, dospějeme k závěru o dobré shodě simulace a měření.

Na Obr. 29 jsou uvedeny efektivní hodnoty získané simulací, kde  $p_{1eff}$  je efektivní výkon na vstupu střídače,  $P_{2eff}$  pak na výstupu usměrňovače a eff je "DC to DC" účinnost. Zmíněné veličiny dosahují těchto hodnot: P1eff = 5486 W, P2eff = 5350,6 W a eff = 97,5 %.



Obr. 29. Efektivní hodnoty simulace

Následující Obr. 30 zachycuje odměřené výkonnostní a účinností mapy reálného systému WPT. Odměřené hodnoty na hlavním rezonančním kmitočtu, který je u reálného systému 235 kHz činí hodnoty jednotlivých parametrů:  $P_{1eff} = 5430W$ ,  $P_{2eff0} = 5254W$ , eff = 96,6 %.

Ze srovnání výkonů a účinnosti v efektivních hodnotách vychází simulace jako dobrá. Reálné efektivní hodnoty byly měřeny precizním výkonovým analyzátorem a z toho důvodu je jim přikládána větší váha než hodnotám získaným pomocí osciloskopu. (už jen pro nejasné údaje na kanálu U<sub>1</sub>).

Srovnání měření se simulaci v SKM je provedeno v literatuře [1 - 2], z něhož vychází měření a simulace v SKM jako prakticky shodné a je tedy možné prohlásit stejné závěry pro porovnání měření a simulace v okamžitých hodnotách i pro porovnání simulace v SKM a simulace v okamžitých hodnotách.



Obr. 30. Změřené výkonnostní a účinností mapy

# 6 Závěr

Aktuální verze simulace systému WPT v okamžitých hodnotách (ver.1) dosahuje dobrých výsledků a dobré shody s měřením. Což z ní dělá dobrý nástroj pro simulaci regulace a řízení systému či dimenzování výkonových měničů. Zároveň je možné z této verze simulace vycházet a dále ji vylepšovat či rozšiřovat (využít provedené přípravy).

Jedna z prvních oblastí optimalizace se týká parametrů vazebních členů (bloku Resonant Tank) s cílem větší shody simulovaných okamžitých hodnot s měřenými. Aktuální shoda činí pro okamžité proudy 70 % (shody ostatních okamžitých veličin jsou vyšší) a pro efektivní hodnoty více jak 99 %.

Z hlediska regulace  $f_{sw}$  blokem PLL je z Obr. 23 patrné odstranění počátečního kmitání vazebních členů a z Obr. 22 a Obr. 26 kvalitní doregulování na požadovaný fázový posuv při rychlosti regulace omezené dynamikou vazebných členů.

## Literatura

M. Zavřel, V. Kindl, P. Drábek, Měřící stanoviště a měření na systému WPT, Výzkumná zpráva RICE č. 22190-180-2016, ZČU v Plzni, 2016

# Seznam obrázků

Obr. 1. blokové schéma simulace	6
Obr. 2. Detail bloku Power Part	7
Obr. 3. Vývojový diagram bloku PWM generator and inverter switching	9
Obr. 4. Ekvivalentní obvodové schéma simulovaného střídače	9
Obr. 5. Spínací diagramy	. 10
Obr. 6. Simulované výstupní napětí střídače	. 10
Obr. 7 Obvodové schéma rezonančního obvodu (literatura 4)	. 10
Obr. 8. Provedení bloku Resonant Tank	. 11
Obr. 9. Od simulované veličiny na bloku Resonant Tank	. 12
Obr. 10. Vývojový diagram bloku Inverter Losses	. 13
Obr. 11. Od simulované výkonová ztráta na střídači	. 14
Obr. 12. Blokové schéma bloku Rectifier	. 15
Obr. 13. Simulační schéma pasivní části usměrňovače	. 16
Obr. 14. Vývojový diagram bloku Rectifier- Passive part	. 18
Obr. 15. Odsimulovaný ztrátový výkon pasivního usměrňovače	. 18
Obr. 16. Odsimulované výkony bez vstupních/výstupních filtrů	. 19
Obr. 17. Odsimulované efektivní hodnoty a účinnost (pro 240 kHz vlevo, pro 250 kHz vpra	avo)
	. 20
Obr. 18. Blokové schéma bloku Load	. 21
Obr. 19. Simulační schéma části Battery Load	. 22
Tab. I         Parametry reálného akumulátoru	. 22
Obr. 20. Blokové schéma Zero Crossing Detection	. 23
Obr. 21. Blokové schéma Phase Lock Loop	. 24
Obr. 22. Odsimulované výstupy bloku PLL	. 25
Tab. II         Nastavení uživatelských voleb	. 26
Tab.         III Nastavení fixních parametrů	. 27
Tab. IV   nastavení solveru	. 27
Obr. 23. Poměry na bloku Resonant Tank při volbě 240 kHz(vlevo) a PLL(vpravo)	. 28
Obr. 24. DC to DC efektivní hodnoty	. 29
Obr. 25. Účinnost vs. spínací kmitočet a fázový posuv U-I	. 30
Obr. 26. Přechodový stav na bloku PLL při změně požadovaného fázového posuvu	. 30
Obr. 27. Detail poměrů na bloku Resonant Tank	31
Obr. 28. Oscilograf z měření na reálnem systému WPT	. 32
Obr. 29. Efektivní hodnoty simulace	. 33
Obr. 30. Změřené výkonnostní a účinností mapy	. 34

# Historie revizí

Rev.	Kapitola	Popis změny	Datum	Jméno
0	Všechny	Publikování dokumentu	15.1.2018	M.Zavřel