

**УНИВЕРЗИТЕТ „СВ. КИРИЛ И МЕТОДИЈ“ ВО СКОПЈЕ
ФАКУЛТЕТ ЗА ЕЛЕКТРОТЕХНИКА И ИНФОРМАЦИОНИ ТЕХНОЛОГИИ**

ГОЦЕ СТЕФАНОВ

**РЕЗОНАНТЕН ПРЕОБРАЗУВАЧ ЗА ИНДУКЦИОНО
ЗАГРЕВАЊЕ НА МЕТАЛИ СО ПОДОБРУВАЊЕ НА
КОЕФИЦИЕНТОТ НА ПОЛЕЗНО ДЕЈСТВО**

**- ДОКТОРСКА ДИСЕРТАЦИЈА -
(АВТОРЕЗИМЕ)**

СОДРЖИНА

1	ВОВЕД	3
1.1	Предмет на докторската дисертација	3
1.2	Цели	5
1.3	Содржина	6
2	РЕЗУЛТАТИ ОД ИСТРАЖУВАЊАТА	8
2.1	Метод за индиректно управување на фреквенцијата преку промена на фазната разлика меѓу излезните напон и струја од трудовите [24] и [25]	8
2.2	Нов метод за директно фазно управување на мостен сериски резонантен конвертор	10
2.2.1	Сериско резонантно коло напојувано од генератор на простопериодичен напон	12
2.2.2	Сериско резонантно коло напојувано од генератор на правоаголни напонски импулси	13
2.2.3	Споредба на зависностите на временските еквиваленти при напојување со простопериодичен и правоаголен напон	16
2.2.4	Равенки на новиот метод	18
3	ЗАКЛУЧОК	20
	ТРУДОВИ ПРОИЗЛЕЗЕНИ ОД ИСТРАЖУВАЊЕТО	26
	ЛИТЕРАТУРА	28

1 ВОВЕД

Резонантните преобразувачи се дел од областа Енергетска електроника. Оваа област на електрониката доживува интензивен развој во изминатите неколку децении со напредување во повеќе со неа поврзани области: новите полупроводнички технологии и електронски енергетски елементи; интегрирање на енергетските елементи и колата за управување во полупроводнички интегрирани кола; нови методи на управување и нивната дигитална имплементација; развојот на нови магнетни материјали за високофреквенциски апликации; развојот на софтверски апликации за компјутерско помогнато проектирање и оптимизација и слично.

Еден од основените критериум при проектирањето на уредите во енергетската електроника е постигнување на што е можно поголем коефициент на полезно дејство. Ова барање, покрај заштеда на електричната енергија, доведува и до намалувањето на габаритот, тежината и цената на овие уреди. Загубите на моќност/енергија поради прекинување на прекинувачите се посебно изразени кај големите вредности на струите низ нив кога и времињата на исклучување се поголеми, како и во случаи со високи работни фреквенции кои се користат како една од мерките за намалување на габаритот на уредот.

Решенијата за намалување на овие загуби се со различни топологии на резонантни конвертори кај кои брановите облици на напонот и струјата се по делови синусоидални. Тоа дава можност вклучувањето и исклучувањето на прекинувачите да го правиме кога нивниот напон минува низ нула вредност (zero voltage switching – ZVS) или нивната струја минува низ нула вредност (zero current switching – ZCS). Со тоа прекинувачите загуби ќе бидат приближно нула, а коефициентот на полезно дејство ќе биде поголем. Истражувањата на различни топологии на резонантни преобразувачи продолжуваат, употребувајќи различни енергетски електронски прекинувачи со цел да се дојде до топологија која ќе работи со минимални прекинувачки загуби на моќност/енергија.

1.1 Предмет на докторската дисертација

Основна примена на резонантните преобразувачи која се среќава во голем број апликации е управување на излезната моќност со промена на работната фреквенција, а со тоа и промена на нејзиното отстапување од резонантната. Управувањето со работната фреквенција може да биде директно, или пак индиректно преку следење и управување на фазниот агол меѓу напонот и струјата на резонантното коло.

Управувањето со излезната моќност е посебен предизвик кај процесите со голема динамика на оптоварувањето, како што е индукционото загревање на метали. Кога енергијата од калемот се предава со индукција директно на металот станува збор за директно индукционо загревање, а доколку таа се предава на проводен лонец (најчесто од графит) во кој се наоѓа парчето метал станува збор за индиректно индукционо загревање. Електричните параметри на обработуваниот материјал се моделираат со одредена импеданса (индуктивност и отпорност) која се пресликува на примарната страна и влијае врз вкупната импеданса на калемот. Ако калемот е дел од резонантно коло, промената на неговата импеданса ја менува резонантната фреквенција на резонантното коло. Вакво влијание врз еквивалентната импеданса и резонантната фреквенција се јавува кај директното индукционо загревање, каде промените на електричните параметри на обработуваниот материјал поради зголемување на температурата се посебно изразени кога се врши загревање на феромагнетни материјали. За да се обезбеди пренесената енергија да биде максимална потребно е работната фреквенција да ја следи резонантната. Затоа товарно–резонантните преобразувачи со нивните методи за управување со работната фреквенција се од посебен интерес во овие апликации на индукционото загревање на метали.

Примената на товарно–резонантните преобразувачи во процесот на топење и термички третман на метали е предмет на голем број научни трудови презентирани на меѓународни конференции и објавени во меѓународни списанија во последните години [4], [20], [29], [30], [89], [93], [94]. Тоа покажува дека истражувањата за примената на овие преобразувачи во процесот на индукционо загревање на метали не е завршена и се уште претставува актуелно поле за работа. Постои простор за истражувања во поглед на оптимизацијата на загубите на енергија и управувањето на конверторот.

Примената на класичната напонска повратна врска, како и поновите методи на струјно управување, бараат сè посложени нивни хардверски имплементации. Сложените алгоритми на управување многу поедноставно и со повеќе дополнителни можности и функции, може да се имплементираат со дигитално управување со микро-процесори, DSP, микроконтролери или FPGA.

Во достапната литература [14], [24], [25] и [42], во анализата на сериските резонантни конвертори се користи резонантната кружна фреквенција ω_0 од две причини. Прво, под претпоставка дека вредноста на отпорноста на резонантното коло е

многу мала, нема придушување, а со тоа резонантана ω_0 и придушувачката кружна фреквенција ω_d имаат иста вредност. Второ, активната моќност се пресметува во зависност од фазниот агол пресметуван како доцнење на струјата во однос на првиот хармоник на напонот. Тоа значи дека изведените изрази за зависноста на φ од ω_s и ω_0 се однесуваат на анализа каде двата бранови облика се простопериодични, а со тоа не се зема во предвид влијанието на придушувањето.

Кај сериските резонантни конвертори резонантното коло се напојува со правоаголни напонски импулси, при што во колото се јавуваат придушени осцилации со кружна придушувачка фреквенција ω_d . Примената на резонантните конвертори покажува дека активната моќност што се предава на потрошувачот за време од една периода (активна енергија) е од ист ред на големина со максималната енергија складирана во резонантното коло на резонантна фреквенција. Затоа кај нив влијанието на отпорноста на резонантното коло не може да се занемари.

1.2 Цели

Основни цели на истражувањето се развој на нов метод и проектирање на електронски кола за управување на товарно–резонантни преобразувачи во режим на работа над резонантната фреквенција и во услови на вклучување на прекинувачите при ZCS и ZVS.

Согласно погоре кажаното, во примента на резонантните конвертори, влијанието на отпорноста на резонантното коло не може да се занемари, осцилациите се придушени, а во изразите на зависноста на φ треба да се користи придушувачката кружна фреквенција ω_d . Од оваа причина, ново во развиениот метод за управување, е тоа што при нагдувањето кон новата стационарна работна периода, фазниот агол, односно временскиот еквивалент t_φ , се споредува со придушувачка периода T_d што е поточно отколку кога споредбата се прави со резонантната периода T_0 . При тоа, се користи изведена зависност на фазниот агол φ (временски еквивалент t_φ) од отстапувањето на работната кружна фреквенција ω_s од придушувачката ω_d . Постоечките методи овој фазни агол го одредуваат приближно во однос на работната периода. Исто така, методот треба да даде подобрувања и во поглед на бројот и големината на осцилациите на фазниот агол при нагдувањето кон неговата референтна вредност, како и што помали отстапувања на факторот на исполнетост D од неговата оптимална вредност 0,5. Во примените на директно индукционо загревање развиениот метод треба да овозможи преобразувачот секогаш да работи со

фреквенција блиска на придушувачката, независно од промената на параметрите на резонантното коло. Развиениот метод треба да има алгоритам кој ќе може да се имплементира со помош на микроконтролер.

Исто така, цел на истражувањето е развој и проектирање на товарно-резонантен преобразувач со примена на IGBT транзистори, како и електронски кола за имплементација на развиениот метод во неговото управување. На изработениот прототип ќе бидат направени тестирања на работата на преобразувачот при имплементација на новиот метод.

1.3 Содржина

Дисертација се состои од седум поглавја. Во првото воведно поглавје даден е краток осврт на развојот и примената на енергетската електроника, најзначајните критериуми при проектирање на енергетските преобразувачи, како и современите трендови и предизвици на оваа научна и инженерска област. Исто така дадени се целите на истражувањата извршени во дисертацијата и користената методологија на работа.

Во второто поглавје се одредени потребните податоци за вредностите на електричните величини кои се користаат при развојот на методот за управување на резонантниот конвертор применет кај уред за директно индукционо загревање. Исто така, овде накратко се претставени теоретските основи на индукционото загревање на проводни материјали, врз основа на која се одредени еквивалентните електрични параметри на уредот за индукционо загревање.

Во третото поглавје направена е анализа на товарно-резонантните конвертори. Анализирани се техниките на вклучување/исклучување на прекинувачите во конверторот при премин на напонот низ нула (ZVS) и при премин на струјата низ нула (ZCS) и нивниот придонес во намалување на загубите на енергија, односно зголемување на коефициентот на полезно дејство. Исто така анализирана е работата на овој вид конвертори под и над резонантна фреквенција, како и предностите и недостатоците на овие два режима на работа.

Во ова поглавје е направена и анализа на методите кои се користат за управување на товарно-резонантните конвертори. Прикажани се методи за директно фреквенциско управување и индиректно со управување на фазната разлика. Исто така, согледани се предностите и слабостите на проучените методи за управување на преобразувачи. На крајот од оваа поглавје, врз основа на недостатоците на

анализираните методи, констатирано е дека постои простор за истражувања со цел за нивно подобрување.

Во четвртото поглавје е развиен нов метод за управување на мостен сериски резонантен преобразувач. Методот се базира на директно управување на фазниот агол меѓу излезниот напон и излезната струја кај мостен сериски резонантен преобразувач. Тој е развиен врз основа на математичка анализа на зависноста на фазниот агол φ од отстапувањето на работната ω_s од резонантната ω_o (односно од придушувачката ω_d) кружна фреквенција и нејзина линеаризација околу работната точка $\omega_s/\omega_d = 1$. Со анализа на сериско резонантно коло напојувано од генератор на правоаголни напонски импулси, се изведени изрази за зависноста на фазниот агол φ и неговиот временски еквивалент t_φ , од отстапувањата на работната ω_s од придушувачката кружна фреквенција ω_d . Овие изрази се споредени со истите, во случајот кога сериското коло се напојува со простопериодичен напон. Согледувајќи ја блискоста на зависностите на временските еквиваленти за двата случаја, со постапка на линеаризација во околината на работната точка $x = \omega_s/\omega_d = 1$, се изведени изрази за пресметка на придушувачката T_d и работната периода T_s . За развиениот метод направен е алгоритам од 10 чекори со кој тој може дигитално да се имплементира.

Во петтото поглавје е направена верификација на новиот метод со негова примена во две типични апликации на резонантните конвертори. Верификацијата е направена со пресметки според развиените равенки во поглавјето 4 и симулации во програмскиот пакет PSpice. Првата апликација е случај на директно индукционо загревање кога има промена на параметрите на колото, а е потребно одржување на максимална можна излезна моќност со работа на фреквенција блиска до придушувачката. Втората апликација е управување на излезната моќност со промена на работната фреквенција, што кај новоразвиениот метод се врши индиректно преку управување со референтниот фазен агол. Во оваа поглавје исто така е направена и споредба на работата на методот со други методи и се дадени резултатите од практичната имплементација на методот. Во недостаток на реален уред за директно индукционо загревање употребен е калем со подвижно јадро како пример на потрошувач со променлива индуктивноста.

Во шестото поглавје е дадена постапка за проектирање на мостен сериски резонантен конвертор со IGBT транзистори во режим на работа над резонантната фреквенција и во услови на ZVS и ZCS. Со помош на програмските пакети Mathematica 7, PowerSim и SemiSiел направена е анализа на неговата работа,

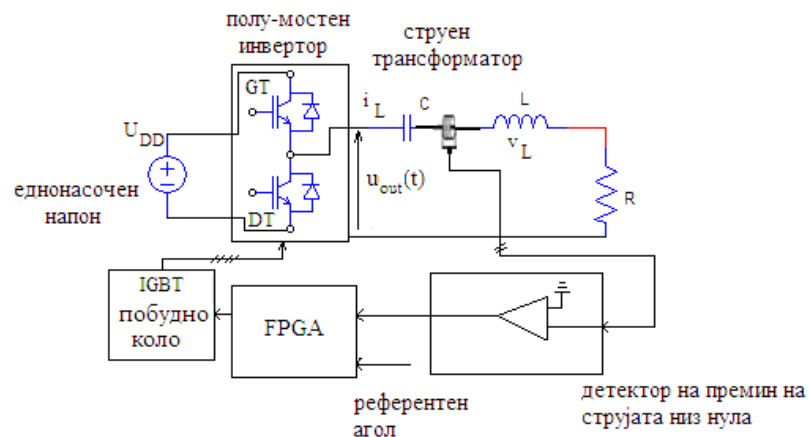
проценети се загубите на моќност/енергија, направена е анализа на хармониците во излезните напон и струја, пресметани се факторот на моќност на мостниот конвертор и параметрите на изворот на еднонасочниот напон. Измерени се карактеристиките на проектираниот преобразувач, во поглед на моќноста и хармониското изобличување на влезните напон и струја, а резултатите се дадени во еден од прилозите на крајот од дисертацијата.

Седмото поглавје е заклучокот во кој се истакнати придонесите во дисертацијата преку краток осврт на постигнатите резултати во истражувањето. Во прилозите на крајот од трудот се дадени материјали и информации кои се користени при изработката на дисертацијата.

2 РЕЗУЛТАТИ ОД ИСТРАЖУВАЊАТА

2.1 Метод за индиректно управување на фреквенцијата преку промена на фазната разлика меѓу излезните напон и струја од трудовите [24] и [25]

Во развојот на новиот метод, се користени резултатите од методот во трудовите [24] и [25] за индиректно управување на фреквенцијата преку управување на фазната разлика (директно фазно управување) меѓу излезните напон и струја кај сериски резонантен конвертор. Во трудовите [24] и [25] е развиен еден концепт на директно фазно управување кај полу-мостен сериски резонантен конвертор прикажан на сликата 1.

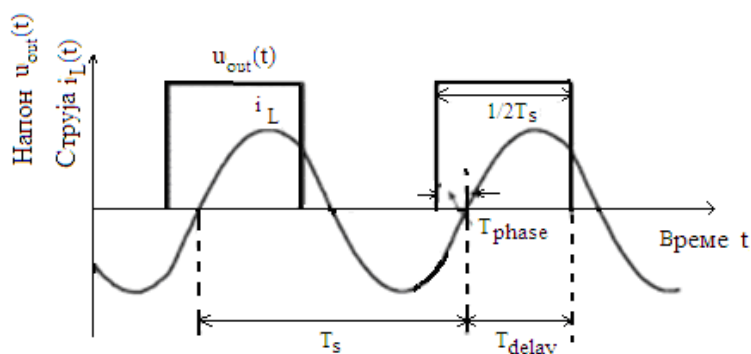


Слика 1 Блок дијаграм на полу-мостен сериски резонантен конвертор со индиректно управување на работната фреквенција преку управување на фазниот агол меѓу напонот и струјата.

Концептот на управување се базира на детекција на минувањето на струјата низ нула и пресметка на потребното временско задржување за префрлање на прекинувачите во конверторот.

Колото за управување се состои од детектор на премин на струјата низ нула и FPGA. На сликата 2 се дадени брановите форми на излезните напон и струја кај конверторот кога факторот на исполнетост е 0,5. На сликата 2 се користени следните ознаки:

- T_s е периодата на претходниот циклус,
- T_{phase} е временски еквивалент на референтниот фазен агол,
- T_{delay} е времето на задржување за исклучување на GT по премин на струјата низ нула и тоа е променливата која ја управуваме.



Слика 2 Бранови форми на излезните напон и струја кај полу–мостен сериски резонантен конвертор⁷.

Од сликата 2 се гледа дека:

$$T_{delay} + T_{phase} = \frac{T_s}{2} \quad (1)$$

Временскиот интервал T_{phase} ја дефинира вредноста на фазниот агол меѓу излезните напон и струја φ_{ref} , односно:

$$T_{phase} = \varphi_{ref} \frac{T_s}{360^\circ} \quad (2)$$

Со замена на равенката (2) во равенката (1) се добива:

$$T_{delay} = \frac{T_s}{2} - \varphi_{ref} \frac{T_s}{360^\circ} \quad (3)$$

Излезната струја може фазно да доцни во опсег од 0° до 90° зад излезниот напон на конверторот. Се воведува нова променлива θ која ја прикажува големината на доцнењето:

$$\theta = \frac{\varphi_{ref}}{90^\circ} \quad (4)$$

така што равенката (3) добива форма:

$$T_{delay} = \frac{T_s}{2} - \theta \frac{T_s}{4} = \frac{T_s}{4} (2 - \theta) \quad (5)$$

Методот за управување на фазната разлика во [24] и [25] се базира на равенката (5). Периодата на прекинување од претходниот циклус (T_s) е употребен за пресметка на времето на задржување на исклучувањето на горниот транзистор GT во тековниот циклус. Со тоа во наредниот циклус променето е само времето на проведување на горниот транзистор GT. Времето на непроведување изнесува половина од периодата на претходниот циклус, наместо да биде половина од новата вредност на периодата. Ова е причина за подолго време на нагудување кон новата вредност на работната периода (фреквенција). Втор недостаток на методот во трудовите [24] и [25] е тоа што управувањето дејствува само на позитивната полупериода, додека негативната не ја менува својата вредност. Со тоа факторот на исполнетост има вредност различна од 0,5. За задржување на факторот на исполнетост на 0,5 потребно е методот да ја пресметува новата вредност на периодата $T_{s,i}$ и таа да ја користи и за позитивната и за негативната полупериода.

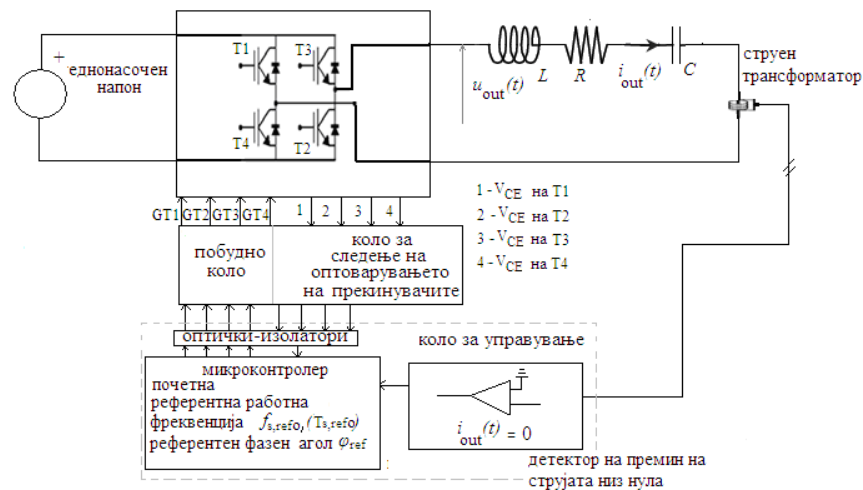
Затоа за подобрување на методот и побрзо нагудување кон новата стационарна работна периода, потребно е користење на зависноста на фазниот агол φ (временски еквивалент е t_φ) од отстапувањето на работната кружна фреквенција ω_s од резонантната ω_0 (придушувачката ω_d) (T_s од T_0 (T_d)). Дополнително, доколку процесот што се управува е таков што да има промена на вредностите на параметрите на колото, како што е примерот со индукционо загревање, потребно е и познавање на новата резонантната (придушувачка) кружна фреквенција. Таа треба да може да се одреди од она што е достапно со мерење, а тоа е фазниот агол φ_i (односно неговиот временски еквивалент $t_{\varphi,i}$) и познатата тековна работна фреквенција $f_{s,i}$ (периода $T_{s,i}$).

2.2 Нов метод за директно фазно управување на мостен сериски резонантен конвертор

Методот за директно дигитално фазно управување треба да биде имплементиран кај мостен сериски резонантен конвертор во режим на работа над резонантната фреквенција. Тоа овозможува работа на конверторот во услови на ZCS и ZVS. Конверторот е оптоварен со променлив индуктивен товар. На сликата 3 е даден блок дијаграм на мостен сериски резонантен конвертор со колата на повратната врска и управувањето. Колото за управување се состои од детектор на премин низ нула на струјата, микроконтролер и оптички галвански изолатори (оптокаплери). Влезен сигнал на детекторот е сигнал за излезната струја, односно за струјата низ резонантното коло. Тој се зема од секундарот на струјниот трансформатор. Влезен

сигнал на микроконтролерот е сигналот на излезот од детекторот кој го одредува моментот на премин на струјата низ нула. Во микроконтролерот се зададени вредностите на временскиот еквивалент $t_{\phi,ref}$ на референтниот фазен агол ϕ_{ref} и почетната работна фреквенција $f_{s,ref0}$ (односно почетна референтна периода $T_{s,ref0}$). Микроконтролерот преку оптичките изолатори и побудното коло испраќа импулси со одредена ширина и фреквенција на гејтовите на транзисторите во мостот за нивно вклучување.

Колото за следење на оптоварувањето служи за заштита од преоптоварување на транзисторите. Тоа прима повратни сигнали за големината на напоните на транзисторите во проводна состојба (U_{CESAT}) и доколку тие ја надминат дозволената вредност, ова коло испраќа сигнал преку оптичките изолатори до микроконтролерот да изврши нивно исклучување. Во оваа поглавје се задржуваме на развој на нов метод за управување кој ќе биде имплементиран во микроконтролерот.



Слика 3 Блок дијаграм на фазно управуван мостен сериски резонантен конвертор.

Промената на индуктивноста на резонантното коло доведува до промена на неговата резонантната фреквенција f_0 . Промената на f_0 и нејзината неусогласеност со работната фреквенција f_s предизвикува конверторот да работи со намалена излезна моќност. Зависно од промената на индуктивноста, новата резонантна фреквенција може биде помала или поголема од претходно пресметаната референтната работна фреквенција (односно периода $T_{s,ref}$). Тоа значи дека не само што конверторот работи со помала моќност, туку може да излезе од и условите на работа за вклучување на прекинувачите со ZCS и ZVS.

Врз основа на измерениот временски еквивалент на фазниот агол на излезната струја (добиеен со следење на нејзиното минување низ нулата) и познатата тековна

работна периода, како и зададената вредност на референтниот фазен агол, колото за управување треба да одреди дали настанала промена на резонантната фреквенција. Доколку има промена, тоа презема акција за нагодување на работната фреквенција до фреквенција блиска на новата резонантна фреквенција. Колото за управување, нагодувањето на новата работна фреквенција го врши сукцесивно низ нагодување во неколку последователни периоди. Нагодувањето завршува кога измерениот фазен агол е ист со референтниот фазен агол.

За одредување и користење на резонантната (придушувачката) фреквенција (периода) во методот за управување потребно е да се разгледа зависноста на фазниот агол φ од отстапувањето на работната од резонантната (придушувачката фреквенција). Тоа е направено за два случаја. Првиот случај е кога сериското резонантно коло се напојува од генератор на простопериодичен напон, како што се прави во наведените методи [24], [25] и литература [14], [42]. Вториот случај е кога колото се напојува од генератор на правоаголни напонски импулси, врз основа на која анализа е развиен новиот метод за управување.

2.2.1 Сериско резонантно коло напојувано од генератор на простопериодичен напон

Кога сериско резонантно коло се напојува од генератор на простопериодичен напон со кружна фреквенција ω_s , сите струи и напони во колото се исто така со простопериодична бранова форма со истата фреквенција. Зависноста на фазниот агол φ од вредностите на елементите на резонантното коло и работната кружна фреквенција ω_s е :

$$\varphi = \arctg\left(\frac{I \cdot \omega_s L - I \frac{1}{\omega_s C}}{IR}\right) = \arctg\left(\frac{\omega_s L - \frac{1}{\omega_s C}}{R}\right) \quad (6)$$

Оваа равенка покажува како фазниот агол зависи од параметрите на колото, при што за оваа анализа од значење е како тој се менува при промена на вредностите на параметрите (индуктивноста L и отпорноста R). Методот не може да ја мери и следи промената на L и R . Мерени и познати величини, како што беше објаснето погоре, се временскиот еквивалент на фазниот агол t_φ (од кој може да се одреди φ) и работната периода. Врз основа на нив потребно е да се одреди вредноста на новата резонантна периода T_0 (резонантна кружна фреквенција ω_0). Затоа, потребен е израз во кој ќе се јават само величините φ , ω_0 и ω_s . За да се добие погоден израз за развој на методот за управување, равенката (6) ќе ја напишеме во следната форма:

$$\varphi = \operatorname{arctg} \left[\frac{\omega_0 L}{R} \left(\frac{\omega_s}{\omega_0} - \frac{1}{\omega_s \omega_0 LC} \right) \right] \quad (7)$$

Имајќи предвид дека $\omega_0 = 1/(LC)^{1/2}$ и дека за Q -факторот на сериско резонантно коло важи:

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 RC} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

равенката (7) се сведува на:

$$\varphi = \operatorname{arctg} \left[Q \left(\frac{\omega_s}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_s} \right) \right] \quad (8)$$

Оваа равенка ги содржи величините φ , ω_0 и ω_s и одговара на потребите на методот. Во неа се јавува и вредноста на Q -факторот кој зависи од параметрите на колото, а со тоа и од вредностите на L и R .

Изразот (8) го има во литературата и тој обично графички се прикажува како зависност на φ од ω_s . Овде ќе се користи поинаква x -оска. При развојот на методот од интерес е зависноста на φ од отстапувањето на ω_s од ω_0 . Затоа за x -оска наместо ω_s , се користи нејзината нормализирана вредност во однос на од ω_0 , која е означена со x , т.е. $x = \omega_s/\omega_0$. Со тоа равенката (8) добива форма која може графички да се илустрира во дводимензионален систем:

$$\varphi = \operatorname{arctg} \left[Q \left(x - \frac{1}{x} \right) \right] \quad (9)$$

Временскиот еквивалент t_φ на фазниот агол φ во случајот на простопериодично напојување се пресметува во однос на работната фреквенција, т.е. во однос на аголот $\omega_s t$, т.е.:

$$t_\varphi = \varphi \frac{T_s}{2\pi} \quad (10)$$

а со замена на равенката (9), за временскиот еквивалент кога сериското резонантно коло се напојува со генератор на простопериодичен напон се добива:

$$t_\varphi = \frac{1}{2\pi f_0} \frac{1}{x} \operatorname{arctg} \left[Q \left(x - \frac{1}{x} \right) \right] \quad (11)$$

2.2.2 Сериско резонантно коло напојувано од генератор на правоаголни напонски импулси

Во претходната анализа на сериското резонантно коло сите напони и струи имаат фреквенција еднаква на напонскиот генератор. Кај мостниот конвертор

резонантното коло се побудува со правоаголни импулси, со амплитуди $\pm U_{DD}$ и фактор на исполнетост 0,5. При скоковита промена на напонот на генераторот, струите и напоните во резонантното коло осцилираат со придушувачка кружна фреквенција ω_d . Струјата $i(t)$ во сериско резонантно коло приклучено на напон $u(t)$ може да се изрази со следнава нехомогена диференцијална равенка од втор ред со константни коефициенти:

$$\frac{d^2 i(t)}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{di(t)}{dt} + \frac{i(t)}{CL} = \frac{1}{L} \frac{du(t)}{dt} \quad (12)$$

Равенката (12) се користи за добивање на струјата за време на една полупериода, во која приклучениот напон има константна вредност ($-U_{DD}$ или U_{DD}). Решението на диференцијалната равенка (12) го има следниот облик во аналитичка форма за псевдопериодичен режим:

$$i(t) = e^{-\alpha t} (A_1 \cos \omega_d t + A_2 \sin \omega_d t) \quad (\text{псевдопериодичен } \alpha < \omega_0) \quad (13)$$

каде што α (константата на придушвање) и ω_d (придушувачката фреквенција) се реалниот и имагинарниот дел на комплексно конјугираните корени s_1 и s_2 на карактеристичната равенка на равенката (12). Константите A_1 и A_2 може да се одредат од два почетни услови ($i(0)$ и $\left. \frac{di}{dt} \right|_0$), или во нашиов случај, поедноставно, од почетната и крајната вредност на струјата во разгледуваниот интервал $(0, T_s/2)$, односно $i(0)$ и $i(T_s/2)$.

Параметрите на резонантните кола користени во енергетските конвертори се такви да постојат осцилации на напоните и струите, односно колото работи во псевдопериодичен режим, каде што $\alpha = R/2L < \omega_0 = (1/LC)^{1/2}$, при што важи решението дадено со равенката (13). Исто така во овој случај конјугираните комплексни корени s_1 и s_2 на карактеристичната равенка на равенката (12) се:

$$s_{1,2} = -\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2} = -\alpha \pm j\omega_d \quad (14)$$

каде што α и ω_d се реалниот и имагинарниот дел на комплексно конјугираните корени на карактеристичната равенка спомнати погоре. Реалниот дел на равенката (14) е константата на придушвање α дефинирана погоре, а имагинарниот дел е придушувачка кружна фреквенција ω_d :

$$\omega_d = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} \quad (15)$$

Решението на равенката (12) дадено со (13) за псевдопериодичен случај може да се напише и во форма:

$$i(t) = e^{-\alpha t} K \sin(\omega_d t - \varphi) \quad (16)$$

Во овој облик на решението, наместо A_1 и A_2 , се јавуваат константите K и φ . Тие исто така може да се одредат од два познати услова. Согласно кажаното погоре, овде тоа се вредноста на струјата на краевите на разгледуваниот интервал $(0, T_s/2)$, односно $i(0)$ и $i(T_s/2)$. Во стационарен случај, кога напонските импулси се со фактор на исполнетост 0,5, брановите форми се симетрични во однос на временската оска за двете полупериоди. Тоа значи дека ако почетната вредноста на струјата изнесува $i(0) = -I_0$ (каде I_0 е позитивна вредност), нејзината вредност на крајот на полупериодата ќе биде $i(T_s/2) = +I_0$, односно има иста вредност, но со спротивен знак. Бидејќи и напонот на генераторот го сменил предзнакот, следува дека истото решение, само со спротивен знак, важи за негативната полупериода.

Со замена на овие вредности на струјата во равенката (16) се добива:

$$\text{за } t = 0 \quad i(0) = K \sin(-\varphi) = -I_0 \quad (17)$$

$$\text{и за } t = T_s/2 \quad i\left(\frac{T_s}{2}\right) = e^{-\alpha \frac{T_s}{2}} K \sin\left(\omega_d \frac{T_s}{2} - \varphi\right) = +I_0 \quad (18)$$

Водејќи сметка дека $T_s = 2\pi/\omega_s$, како и дека важи $\alpha = R/2L = \omega_0/2Q$ после одреден број на математички операции е изведен израз за зависноста на фазната разлика од отстапувањето на работната ω_s од придушувачката кружна фреквенција ω_d , односно од нормализираната фреквенција $x = \omega_s/\omega_d$, кога сериското резонантно коло се напојува со генератор на правоаголен напон, т.е.:

$$\varphi = \operatorname{arctg} \left(\frac{\sin\left(\pi \frac{\omega_d}{\omega_s}\right)}{e^{+\frac{\pi}{2Q} \frac{\omega_d}{\omega_s}} + \cos\left(\pi \frac{\omega_d}{\omega_s}\right)} \right) = \operatorname{arctg} \left(\frac{\sin\left(\frac{\pi}{x}\right)}{e^{+\frac{\pi}{2Q} \frac{1}{x}} + \cos\left(\frac{\pi}{x}\right)} \right) = \quad (19)$$

Во случајот кога напојувањето на резонантното коло е со генератор на правоаголни импулси, фазната разлика φ се пресметува во однос на придушувачката фреквенција, т.е. во однос на аголот $\omega_d t_\varphi$. Согласно тоа временскиот еквивалент t_φ во овој случај е:

$$t_{\varphi} = \varphi \frac{T_d}{2\pi} \quad (20)$$

После замената на равенката (19) во равенката (20), се добива зависноста на временскиот еквивалент t_{φ} од отстапувањето на работната ω_s од придущувачката кружна фреквенција ω_d , односно од нормализираната фреквенција $x = \omega_s/\omega_d$, кога сериското резонантно коло се напојува со генератор на правоаголен напон, т.е:

$$t_{\varphi} = \frac{1}{2\pi f_d} \operatorname{arctg} \left(\frac{\sin(\pi \frac{\omega_d}{\omega_s})}{e^{+\frac{\pi}{2Q} \frac{\omega_d}{\omega_s}} + \cos(\pi \frac{\omega_d}{\omega_s})} \right) = \frac{1}{2\pi f_d} \operatorname{arctg} \left(\frac{\sin(\frac{\pi}{x})}{e^{+\frac{\pi}{2Q} \frac{1}{x}} + \cos(\frac{\pi}{x})} \right) \quad (21)$$

2.2.3 Споредба на зависностите на временските еквиваленти при напојување со простопериодичен и правоаголен напон

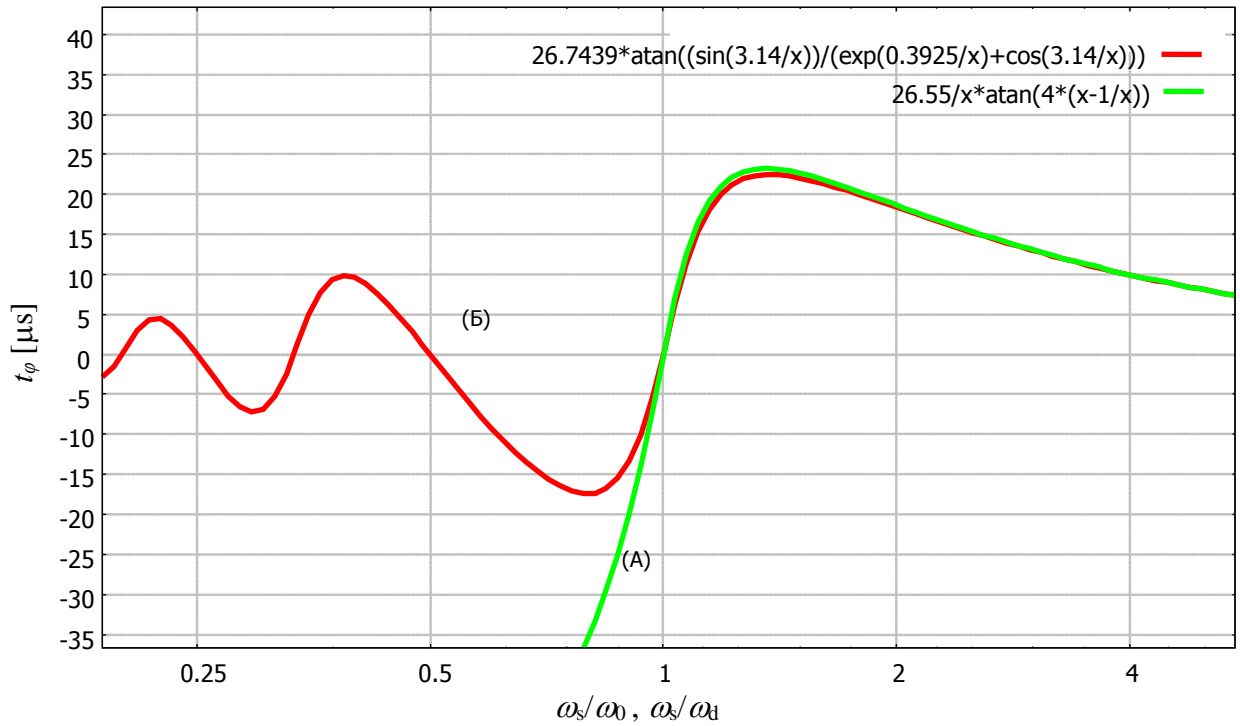
Реалните вредности на Q и x може да се согледаат со користење на вредностите на елементите R , L и C на резонантното коло кај конвертор применет во уред за индукционо загревање. Во дисертацијата се одредени вредностите на овие елементи кај конвертор со моќност од 10 kW: $R = 0,24 \Omega$, $L = 26,5 \mu\text{H}$, $C = 26,6 \mu\text{F}$. Со овие вредности за резонантната кружна фреквенција се добива $\omega_0 = 37\,664 \text{ rad/s}$, ($f_0 = 5\,994 \text{ Hz}$), придущувачката кружна фреквенција е $\omega_d = 37\,391 \text{ rad/s}$, ($f_d = 5\,951 \text{ Hz}$), а $Q = \omega_0 L/R = 4,16$. При $f_0 = 5\,994 \text{ Hz}$ и $Q = 4$, равенката (11) за временскиот еквивалент во случајот со простопериодично напојување, го добива обликот:

$$t_{\varphi} = 26,55 \frac{1}{x} \operatorname{arctg} \left[4 \left(x - \frac{1}{x} \right) \right] [\mu\text{s}] \quad (22)$$

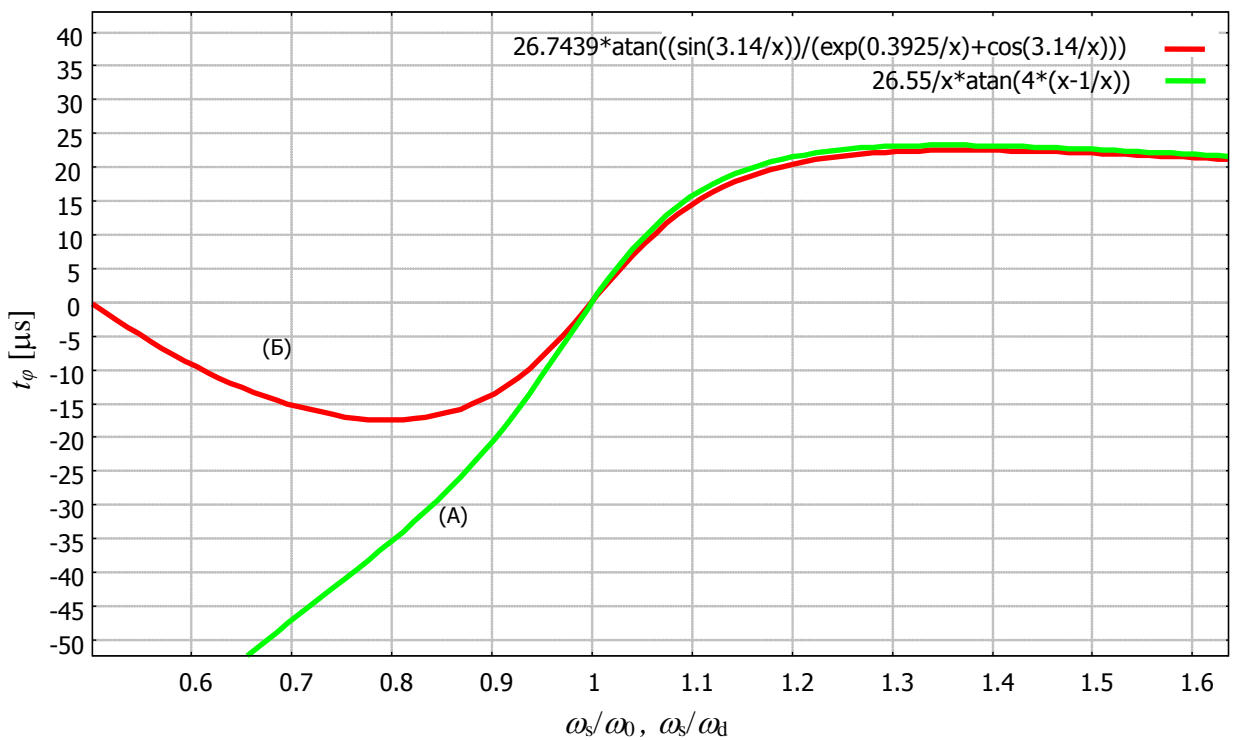
Доколку пак во равенката (21), за временскиот еквивалент во случајот на напојување со правоаголни напонски импулси, ги замениме вредностите за $Q = 4$ и придущувачката фреквенција $f_d = 5\,951 \text{ Hz}$, таа го добива следниот облик:

$$t_{\varphi} = 26,74 \operatorname{arctg} \left(\frac{\sin(\frac{3,14}{x})}{e^{+0,393 \frac{1}{x}} + \cos(\frac{3,14}{x})} \right) [\mu\text{s}] \quad (23)$$

На сликата 4 се прикажани графичките зависности на временскиот еквивалент t_{φ} од отстапувањето на работната фреквенција од резонантната (придущувачката) (x) кај сериско резонантно коло при $Q = 4$, добиени врз основа на равенките (22) и (23). Со кривата (А) прикажан е случајот кога колото се напојува од генератор на



а)



б)

Слика 4 Споредба на зависноста на временскиот еквивалент t_ϕ од отстапувањето на работната фреквенција од резонантната (придушувачката) x кај сервиско резонантно коло, и тоа: (А) случај кога колото се напојува од генератор на простопериодичен напон при што $x = \omega_s/\omega_0$ и (Б) случај кога колото се напојува од генератор на правоаголни напонски импулси при што $x = \omega_s/\omega_d$; а) приказ на логаритамска скала во поширок опсег, б) приказ на линеарна скала во потесен опсег од интерес за развој на методот за управување.

простопериодичен напон ($x = \omega_s/\omega_0$), а со кривата (Б) кога се напојува од генератор на правоаголни напонски импулси ($x = \omega_s/\omega_d$). На сликата 4а даден е приказ во поширок опсег и тоа на логаритамска скала, додека на 4б е даден приказ на потесен опсег од интерес за развој на методот за управување, и тоа на линеарна скала.

Од сликата 4 се гледа дека зависностите на временскиот еквивалент t_φ за двата случаја (кривите А и Б), се разликуваат незначително за $x \geq 1$, односно над резонантната фреквенција. За $x < 0,9$ разликата станува многу голема. Заклучок од направената споредба на зависностите (А) и (Б) дадени на сликата, е дека иако равенките (9) и (19) за фазните агли се различни, нивните временските еквиваленти t_φ дадени со равенките (22) и (23) имаат речиси идентични вредности на фреквенции повисоки од резонантната (придушувачката). Затоа при развојот на методот може да се користат значително поедноставните равенки (9) и (11) како и анализата при простопериодично напојување. Еднаквоста на t_φ за двата случаја е добра за развојот на методот бидејќи колото за управување од сликата 3 го мери ова време.

2.2.4 Равенки на новиот метод

Методот за управување, согласно претходно изнесеното, треба, врз основа на измерениот временски еквивалент $t_{\varphi,i}$ и познатата работна периода $T_{s,i-1}$, да ја одреди новата вредност на придушувачката периода $T_{d,i}$, а потоа врз основа на неа, да ја одреди новата работна периода $T_{s,i}$ при која фазниот агол ќе биде еднаков на референтниот. Ова всушност бара користење на сложени имплицитни равенки (19), (21).

Еден чекор за поедноставување на пресметките е со користење на равенките за случајот со простопериодичен напон, како што беше наведено. Но, тие, исто така, се имплицитни и сложени за имплементација. Нареден чекор кој често се користи во електрониката е линеаризација на нелинеарните зависности околу работната точка, при што линеарната зависност се користи во подрачје каде што отстапувањата се во дозволените граници. Така со постапка на линеаризација на равенката (9), за зависноста на фазниот агол при напојување со простопериодичен напон, во околината на работната точка $x = \omega_s/\omega_d = 1$, се добиваат равенките за пресметка според новиот метод.

Во услови кога важи $T_d \approx T_0$, ако тековната работна периода е $T_{s,i-1}$, измерениот временски еквивалент е $t_{\varphi,i}$, тогаш новата придушувачка периода $T_{d,i}$ се пресметува според изразот:

$$T_{d,i} = T_{s,i-1} + \frac{\pi}{Q} t_{\varphi,i} \quad (24)$$

Бидејќи конверторот треба да работи во услови на ZVS, новата работна фреквенција треба да биде повисока од придушувачката. Затоа новата работна периода ќе ја одредиме како:

$$T_{s,i} = T_{d,i} - \frac{\pi}{Q} t_{\varphi,\text{ref},i} \quad (25)$$

имајќи предвид дека според (20) за $t_{\varphi,\text{ref}}$ важи:

$$t_{\varphi,\text{ref},i} = \frac{\varphi_{\text{ref}}}{2\pi} T_{d,i} \quad (26)$$

за вредноста на работната периода се добива:

$$T_{s,i} = T_{d,i} - \frac{\pi}{Q} \frac{\varphi_{\text{ref}}}{2\pi} T_{d,i} = T_{d,i} - \frac{\varphi_{\text{ref}}}{2Q} T_{d,i} = T_{d,i} \left(1 - \frac{\varphi_{\text{ref}}}{2Q}\right) \quad (27)$$

а со замена на $T_{d,i}$ од (24) конечно се добива:

$$T_{s,i} = \left(T_{s,i-1} + \frac{\pi}{Q} t_{\varphi,i}\right) \left(1 - \frac{\varphi_{\text{ref}}}{2Q}\right) \quad (28)$$

Методот го користи времето на задржување $T_{\text{delay},i}$, за исклучување на горниот прекинувач (односно долниот за негативната полупериода):

$$T_{\text{delay},i} = \frac{T_{s,i}}{2} - t_{\varphi,i} \quad (29)$$

и со замена на $T_{s,i}$ од (28) тоа изнесува:

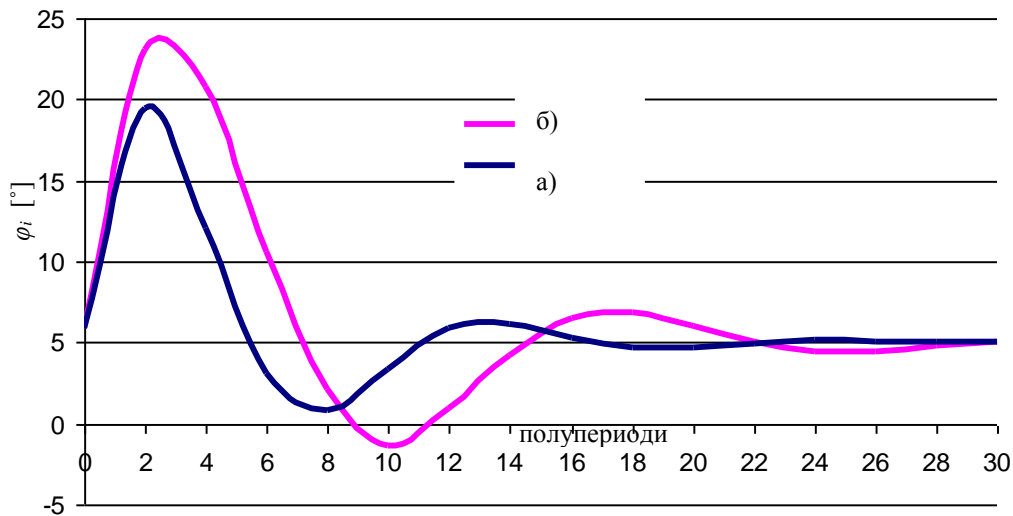
$$T_{\text{delay},i} = \frac{1}{2} \left(T_{s,i-1} + \frac{\pi}{Q} t_{\varphi,i}\right) \left(1 - \frac{\varphi_{\text{ref}}}{2Q}\right) - t_{\varphi,i} \quad (30)$$

Новиот метод за дигитално директно управување на фазната разлика е дефиниран со равенките (24), (28) и (30). Со овие равенки се врши sukcesивно нагудување кон новата работна периода со точна пресметка на новата придушувачка периода. Sukcesивните нагудувања завршуваат кога новата работна периода $T_{s,i}$ ќе стане блиска со претходната периода $T_{s,i-1}$, т.е. $T_{s,i} \approx T_{s,i-1}$, а со тоа и кога $t_{\varphi,i} \approx t_{\varphi,\text{ref},i}$.

Второ подобрување на методот се состои во нагудување на работната периода и во позитивната и во негативната полупериода. Ова го елиминира недостатокот на методот предложен во [24] и [25] каде што факторот на исполнетост на напонските импулси не е 0,5. Исто така, нагудувањето во секоја полупериода доведува до негово

побрзо завршување. Ова е овозможено со користење на равенката (29) за $T_{\text{delay},i}$, при што методот реагира во рамките на истата полупериода во која е измерено t_{ϕ} .

За да се направи споредба за приближувањето на фазниот агол ϕ_i , при скоковита промена на индуктивноста L и отпорноста R за 20 %, кон референтната вредност, според развиениот метод и според методот во трудовите [24] и [25], соодветните зависимости на ϕ_i се прикажани на сликата 5. На оваа слика со а) е означена зависноста на фазниот агол ϕ_i добиена според развиениот метод, а со б) е означена зависноста на ϕ_i добиена според методот од трудовите [24] и [25].



Слика 5 Графички приказ на промената на фазниот агол ϕ_i за скоковита промена на индуктивноста L од 26,5 μH на 31,5 μH и на отпорноста R од 0,24 Ω на 0,29 Ω при референтен фазен агол $\phi_{\text{ref}} = 5^\circ$, при што со а) е означена зависноста на фазниот агол добиена според развиениот метод, а со б) е означена зависноста на фазниот агол добиена според методот од трудовите [24] и [25].

Од сликата 5 се забележува дека во текот на нагдувањата, осцилациите на фазниот агол при користење на методот од [24] и [25] се со отстапување од околу $+23^\circ$ до -1° во апсолутен износ, или во однос на референтите 5° , осцилациите изнесуваат $+18^\circ$ до -6° . При користење на развиениот метод овие отстапувања се помали и изнесуваат од $+14^\circ$ до -4° . Исто така од сликата се забележува дека во случај на новиот метод, нагдувањата на фазниот агол завршуваат за околу 18 полу-периоди, што е скоро за една третина пократко време од случајот на методот од [24] и [25], каде нагдувањата завршуваат за околу 29 полу-периоди.

3 ЗАКЛУЧОК

Во оваа докторската дисертација, врз база на теориска анализа е развиен нов метод за управување на мостен сериски резонантен конвертор во режим на работа над резонантната фреквенција и во услови на вклучување на прекинувачите при ZCS и

ZVS, што ги намалува прекинувачките загуби на енергија и го подобрува неговиот коефициент на полезно дејство. Методот користи директно управување на фазната разлика меѓу излезните напон и струја, а за него е развиен алгоритам за дигитална имплементација.

Развиениот метод се базира на коло за управување кое го следи фазниот агол φ меѓу напонот и струјата на резонантното коло преку мерење на неговиот временски еквивалент t_φ . На основа на измереното t_φ колото за управување врши нагудување на работната периода така што фазниот агол да биде еднаков на зададениот референтен фазен агол φ_{ref} .

Во достапната литература [14], [24], [25] и [42], во анализата на сериските резонантни конвертори се користи резонантната кружна фреквенција ω_0 од две причини. Прво, под претпоставка дека вредноста на отпорноста на резонантното коло е многу мала, нема придушување, а со тоа резонантната ω_0 и придушувачката кружна фреквенција ω_d имаат иста вредност. Второ, активната моќност се пресметува во зависност од фазниот агол пресметуван како доцнење на струјата во однос на првиот хармоник на напонот. Тоа значи дека изведените изрази за зависноста на φ од ω_s и ω_0 се однесуваат на анализа каде двата бранови облика се простопериодични, а со тоа не се зема во предвид влијанието на придушувањето.

Кај сериските резонантни конвертори резонантното коло се напојува со правоаголни напонски импулси, при што во колото се јавуваат придушени осцилации со кружна придушувачка фреквенција ω_d . Примената на резонантните конвертори покажува дека активната моќност што се предава на потрошувачот за време од една периода (активна енергија) е од ист ред на големина со максималната енергија складирана во резонантното коло на резонантна фреквенција. Затоа кај нив влијанието на отпорноста на резонантното коло не може да се занемари, осцилациите се придушени, а во изразите на зависноста на φ треба да се користи придушувачката кружна фреквенција ω_d . Од оваа причина, ново во развиениот метод за управување, е тоа што при нагудувањето кон новата стационарна работна периода, фазниот агол, односно временскиот еквивалент t_φ , се споредува со придушувачка периода T_d што е поточно отколку кога споредбата се прави со резонантната периода T_0 . При тоа, се користи изведена зависноста на фазниот агол φ (временски еквивалент t_φ) од отстапувањето на работната кружна фреквенција ω_s од придушувачката ω_d .

Доколку методот се применува кај конвертори во апликации за директно индукционо загревање на метали, параметрите на резонантното коло се менуваат,

следствено настапува и промена на придушувачката периода T_d . Методот во [24] и [25] нема можност за одредување на T_d и затоа фазниот агол го пресметува во однос на работната периода T_s , што доведува до отстапувања од зададената вредност φ_{ref} , посебно при поголеми разлики на T_s од T_d .

За одредување на математичката зависност на фазниот агол φ и негово точно нагодување кон φ_{ref} , е направена анализа на сериското резонантно коло кога тоа се напојува од генератор на правоаголни напонски импулси, при што струјата нема простопериодичен облик, туку е составена од делови на придушена синусоида. Изведената зависност е дадена со сложена имплицитна равенка која е тешка за дигитална имплементација. Затоа е извршена нејзина линеаризација околу работна точка одредена со придушувачката фреквенција. Со тоа е добиена едноставна зависност која, врз основа на измереното t_φ и информацијата за големината на тековната периода, ја дава новата вредност на придушувачка периода T_d , а во однос на неа точно ја пресметува новата потребна работна периода T_s .

Методот врши нагодување на работната периода во секоја полупериода, што овозможува најмали отстапувања на факторот на исполнетост од вредноста 0,5. За овој вид конвертори тоа е оптимална вредност во поглед на хармониски изобличувања и добивање максимална вредност на факторот на моќност, а со тоа и поголем коефициент на полезно дејство. За развиениот метод направен е алгоритам од 10 чекори со кој тој може дигитално да се имплементира.

Верификација на новиот метод е направена на две типични апликации на резонантните конвертори. Првата апликација е случај на директно индукционо загревање кога има промена на параметрите на колото, а е потребно одржување на максимална можна излезна моќност со работа на фреквенција блиска до придушувачката. За оваа апликација е направена споредба за нагодувањето на фазниот агол φ_i кон референтната вредност според развиениот метод и според методот во трудовите [24] и [25]. Исто така, споредбата покажува дека во текот на нагодувањата, осцилациите на фазниот агол при користење на методот од [24] и [25] се со отстапување од околу $+23^\circ$ до -1° во апсолутен износ, или во однос на референтите 5° , осцилациите изнесуваат $+18^\circ$ до -6° , додека при користење на новиот метод овие отстапувања се помали и изнесуваат од $+14^\circ$ до -4° .

Втората апликација за која е направена верификација на развиениот метод, е управување на излезната моќност со промена на работната фреквенција, што се врши

преку промена на референтниот фазен агол. За оваа апликација исто така е направена споредба на резултатите од примената на развиениот метод и методот од трудовите [24] и [25], при скоковита промена на референтниот фазен агол φ_{ref} од 5° на 35° . Резултатите од споредбата покажуваат дека и во овој случај осцилациите на фазниот агол при нагодувањето според методот од трудовите [24] и [25], кон новата референтна вредност се поголеми од истите кај новоразвиениот метод. Имено, кај овој метод, тие изнесуваат од околу $+58^\circ$ до $+29^\circ$ во апсолутен износ, или во однос на референтите 35° , осцилациите изнесуваат $+23^\circ$ до -6° . Ова е повеќе од двојно во однос на осцилациите кај новиот метод, кои изнесуваат $+9^\circ$ до -3° во однос на референтите 35° .

Исто така споредбата на работата на новиот метод со оној од трудовите [24] и [25], кај втората апликација покажува дека: тој го одредува фазниот агол точно во однос на придрушувачката периода T_d поради што нема отстапувања од референтниот фазен агол φ_{ref} , што е посебно изразено при негови поголеми вредности; осцилациите на фазниот агол при нагодување кон неговата нова референтна вредност кај новиот метод се приближно два пати помали, така што во разгледуваните случаи на скоковита промена на параметрите не доаѓа до навлегување во неповолниот режим на работа под придрушувачката фреквенција; како и тоа дека факторот на исполнетост D има многу помали отстапувања од 0,5 во првите периоди на нагодувањата.

Резултатите од споредбата во двете апликации покажуваат дека при скоковита промена на параметрите на резонантното коло методот, успешно работи, при што процесот на нагодување кон новата работна фреквенција завршува за помалку од 18 полупериоди, што претставува околу третина помалку од потребното време на другиот метод.

Зависностите според кои е развиен новиот метод покажуваат дека тој може успешно да врши нагодување на новата работна фреквенција при скоковити промени на индуктивноста на резонантното коло во опсег од -36% до $+82\%$ и промени на отпорноста до 100% . Имајќи предвид дека стационарната состојба не настанува моментално, туку се потребни неколку периоди, како и дека алгоритмот реагира при првата полупериода по настанатата промена, следува дека методот успешно може да работи и при поголеми промени на параметрите.

Во докторската дисертација е направена практична проверка на работата на методот. Колото за управувањето е реализрано со микроконтролерот PIC18F452, а алгоритмот на методот е имплементиран со код во програмскиот јазик C. Работа на

алгоритмот и програмскиот код е верифицирана со симулација во програмскиот пакет Proteus. За експериментално проверка на работата на новиот метод проектиран е прототип на сериски резонантен конвертор. При тоа, посебно внимание е посветено на соодветен избор на прекинувачките елементи во мостниот конвертор, кои поради големите моќности во апликациите на индукционо загревање, се избрани да бидат IGBT-транзистори кои имаат доволно голема струјна и напонска оптоварливост.

За проценка на прекинувачките загубите на енергија (моќност) во конверторот и избор на соодветен тип на IGBT-транзистори користена е симулација со наменскиот софтверски пакет SemiSiel.

Во недостаток на реален уред за директно индукционо загревање, во сериското резонантно коло, како потрошувач со можност за промена на индуктивноста, е употребен калем со подвижно јадро. Ова претставува симулација на реалниот случај на директно индукционо загревање на метал со прототип со скалирани параметри на резонантното коло и работна фреквенција. Пресметките во методот не зависат од напонот на напојување на преобразувачот, излезната моќност, ниту од големината на придушувачката фреквенција на резонантното коло, па затоа направеното експериментално тестирање дава веродостојна потврда на работата на методот. Испитувањето на влезните и излезните карактеристики на проектираниот прототип во поглед на моќноста, хармониското изобличување на влезните напон и струја и нивното експерименталното мерење покажуваат дека колото за управување со имплементираниот нов алгоритам, при промена на индуктивноста на резонантното коло успешно ја нагодува фазната разлика кон референтната.

Методот е развиен за константен Q -фактор. За методот да може да ја одредува и промената на вредноста на Q -факторот при промена на параметрите, потребна е примена на посложено коло за управување кај кое ќе се обезбеди и информација за максималните или ефективните вредности на напонот и струјата на резонантното коло. Исто така, потребно е да се одреди експлицитната зависност на активната моќност од фазниот агол, односно од отстапувањето на работната од придушувачката фреквенција, во случајот на напојување со генератор на правоаголни напонски импулси. Оваа зависност е посебно сложена во подрачјето под придушувачката фреквенција. Овие подобрувања ќе бидат предмет на натамошна работа.

Развиениот метод за директно фазно управување, како и развиените електронски кола за негова имплементација, можат да најдат примена кај сериските резонантни конвертори во други слични апликации каде параметрите на

оптоварувањето се менуваат во текот на негова обработка. Теориските истражувања и добиените резултати во дисертацијата се претставени на меѓународни конференции и објавени во научни списанија од областа на енергетската електроника.

ТРУДОВИ ПРОИЗЛЕЗЕНИ ОД ИСТРАЖУВАЊЕТО

1. **Goce Stefanov**, Risto Dambov, “Fundamental Principles of Resonant Converter Operation in Induction Heating”, Annual of University of Mining and Geology “St. Ivan Rilski”–Sofia, Part III: Mechanization, Electrification and Automation in Mines, 2009, Vol. 52, pp. 23-27, 2009. (This paper was also presented at the International Symposium MGU “St. Ivan Rilski”, Sofia, 19–20 Oct 2009.)

2. **Goce Stefanov**, “Computer Simulation of the Topologies of Resonant Converters Used in Induction Cookers”, Annals of the "Constantin Brancusi", University of Targu Jiu, Engineering Series, No. 2/2009, Targu Jiu, Romania, pp.161-170, 2009. (This paper was also presented at the International Scientific Conference “CONFRENG” 2009, Targu Jiu, Romania, 13–14.11.2009.)

3. **Goce Stefanov**, Ljupco Karadzinov, Konstantin Comu, “Influence of Control Signals on the Power Converter Operation”, Proceedings of the 33-rd International Convention on Information and Communication Technology, Electronics and Microelectronics – MIPRO 2010, Opatia, Croatia, 24–28 May 2010, Vol.1, pp. 158–163.

4. **Goce Stefanov**, Ljupco Karadzinov, Dejan Karanfilov, “Design of Power Converter for Induction Furnaces with Computer Simulations”, Proceedings of the 33-rd International Convention on Information and Communication Technology, Electronics and Microelectronics – MIPRO 2010, Opatia, Croatia, 24–28 May 2010, Vol.1, pp. 164–169.

5. **Goce G. Stefanov**, Vasilija J. Sarac, Ljupco V. Karadzinov, “Analysis of Power Converter with Computer Simulation”, Journal of International Scientific Publication: Materials, Methods & Technologies, Volume 4, Part 2, pp. 30–47, Publisher Info Invest, Bulgaria, 2010. (This paper was also presented at the 12-th International Symposium on Materials, Methods & Technologies MMT 2010, Sunny Beach, Bulgaria, 13–14 June 2010.)

6. **Goce Stefanov**, Vasilija Sarac, “Estimation of the Parameters of Electromagnetic Field at Induction Device by the Aid of Computer Simulation”, SAEM 2010, Third Symposium on Applied Electromagnetics, pp. 31–36, Ptuj, Slovenia, May 30 – June 2, 2010.

7. **Goce G. Stefanov**, Ljupco V. Karadzinov, Vasilija J. Sarac, “Numerical Based Simulation and Electromagnetic Field Calculation at Metal Induction Heating”, Proceedings of the 14th International IGTE Symposium 2010, Graz, Austria, 19–22 Sep 2010, pp. 70–75.

8. **Goce Stefanov**, Ljupco Karadzinov, “Phase Controlled Bridge Converter with Serial Resonant Load”, Proceedings of the 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010, Ohrid, Macedonia, 6–8 Sep 2010, pp. T3/81–87.

9. **Goce Stefanov**, Ljupco Karadzinov, Tomislav Dzhekov, “Design of an IGBT Bridge Converter for Serial Resonant Load”, Proceedings of the 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010, Ohrid, Macedonia, 6–8 Sep 2010, pp. T9/19–26.

10. **Goce Stefanov**, Ljupco Karadzinov, Natasa Mojsoska, “Calculation of Induction Device with Simulation Methods”, Annual of the University of Mining and Geology “St. Ivan Rilski”, Sofia, Bulgaria, Part III: Mechanization, Electrification and Automation in Mines, 2010, Vol. 53, pp. 160–165. (This paper was also presented at the International Symposium MGU “St. Ivan Rilski”, Sofia, 19–20 Oct 2010.)

11. **Goce Stefanov**, Ljupco Karadzinov, Dejan Milcevski, “Control Circuit for H–Bridge IGBT Power Converter with Constant Output Duty Cycle”, Annals of the

„Constantin Brâncuși” University of Târgu Jiu, Engineering Series, Issue 3/2010, Tg-Jiu, Romania, pp. 189–198. (This paper was also presented at the International Scientific Conference “CONFERENG” 2010, Targu Jiu, Romania, 05-07.11.2010.)

12. **Goce G. Stefanov**, Ljupco V. Karadzinov, Vasilija J. Sarac, “Regulation of the Output Power at the Resonant Converter”, Journal of International Scientific Publication: Materials, Methods & Technologies, Volume 5, Part 2, pp. 13–23, Publisher Info Invest, Bulgaria, 2011. (This paper was also presented at the 13-th International Symposium on Materials, Methods & Technologies MMT 2011, Sunny Beach, Bulgaria, 07-10.06.2011.)

13. **Goce Stefanov**, Ljupco Karadzinov, Vasilija Sarac, Risto Dambov, “Distribution of the Temperature and Energy at Induction Heating of Copper Work Piece”, International Virtual Journal: Machines, Technologies, Materials—MTM, Publisher: Scientific-Technical Union of Mechanical Engineering, Sofia, Bulgaria, Issue 7/2011, pp. 3–6.

14. **Goce Stefanov**, Ljupco Karadzinov, Biljana Zlatanovska, “Mathematical Calculation of H–Bridge IGBT Power Converter”, Proceedings of the Bulgarian Academy of Sciences, Sofia, Bulgaria, Volume 64, Issue No. 6, 2011, pp. 897–904.

15. **Гоце Стефанов**, Љупчо Карадинов, „Методи на управување резонантни енергетски конвертори оптоварени со товар со променлива динамика“, Зборник на трудови на 10-та Меѓународна конференција ЕТАИ 2011, Охрид, Македонија, 16–20 септември 2011, Е2-2/1–6, стр. 29.

16. Dejan Milcevski, Ljupco Karadzinov, **Goce Stefanov**, Maja Kukuseva, “Design and Practical Implementation of a Variable Duty Cycle Control Circuit for Bridge Power Converters”, Proceedings of the 10-th International Conference ETAI 2011, Ohrid, Macedonia, 16–20 Sep 2011, P-2/1–7, pp. 103.

17. **Гоце Стефанов**, Љупчо Карадинов, Василија Шарац, Дејан Милчевски, „Анализа на преодниот период на прекинувачите кај H–топологија на сериски резонантен конвертор при работа со уред за индукционо загревање“, Зборник на трудови од 7-мо Советување МАКОСИГРЕ 2011, Охрид, Македонија, 2–4 октомври 2011, стр. B4-101R/1–8.

18. **Goce Stefanov**, Ljupco Karadzinov, Dobri Cundev, “Estimation of the Switching Losses in IGBT Bridge Power Converter”, Annual of University of Mining and Geology "St.Ivan Rilski", Sofia, Bulgaria, Part III: Mechanization, Electrification and Automation in Mines, 2011, Vol. 54 ISSN 1312–1820, pp. 38–43. (This paper was also presented at the International Symposium MGU “St. Ivan Rilski”, Sofia, 19-20.10.2011.)

19. Dejan Milcevski, **Goce Stefanov**, Ljupco Karadzinov, “Microcontroller Based Phase Control Circuit for Resonant Power Converters”, Proceedings of the 16-th International Symposium on Power Electronics—Ee 2011, Novi Sad, Serbia, 26–28 Oct 2011, pp. T1-1.3/1–5.

20. **Гоце Стефанов**, Љупчо Карадинов, „Проектирање на мостен сериски резонантен конвертор со IGBT транзистори“, Летен симпозиум за електроника и процесирање на сигнали - ЛЕОС 2012, Маврово, 14-15 Септември 2012, Р.Македонија.

21. Љупчо Карадинов, **Гоце Стефанов**, „Методи за директно дигитално фазно управување на резонантни енергетски конвертори“, Зборник на трудови од 8-мо Советување МАКОСИГРЕ 2013, Охрид, Македонија, 22–24 септември 2013, B4.160R/1-12.

Л И Т Е Р А Т У Р А

- [1] G.E.Totten, *Steel Head Treatment*, Portland State University, Oregon USA, Second Edition 2006.
- [2] V. Rudnev, D. Loveless, R. Cook, M. Black, *Handbook of induction Heating*, Madison Heights, Michigan, USA, 2003.
- [3] Y. Deshmukh, *Industrial Heating, Principles, Techniques, Materials, Applications and Design*, Taylor and Francis Group, Boca Raton, 2005.
- [4] G. M. Segura, “Induction heating converter's design, control and modeling applied to continuous wire heating”, *Doctoral Thesis, Universitat Politècnica de Catalunya*, Barcelona, June 2012.
- [5] E. Rapoport, Y. Pleshitseva, *Optimal control of induction heating processes*, 2007.
- [6] R. Ruffini, V. Nemkov, Goldstein R., “Computer Simulation of Induction Heating”, *Fluxcontrol, N° Trimestriel – June 2001*.
- [7] Simulation programs *ELTA 4.1, Fluxcontrol 2009*.
- [8] Application Note AN9012, “Induction Heating System Topology Review”, *Fairchild*, July, 2000.
- [9] R. W. Ericson, D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, Kluwer, 2002.
- [10] W. B. Williams, *Principles and Elements of Power Electronics*, University of Strathclyde, Glasgow, 2006.
- [11] P. Viriya, N. Yongyuth, Matsuse K., “Analysis of Two Continuous Control Regions of Conventional Phase Shift and Transition Phase Shift for Induction Heating Inverter under ZVS and NON-ZVS Operation”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 2794–2805, Vol.23, No. 6, 2008.
- [12] Goce Stefanov, Ljupco Karadzinov, Tomislav Dzhekov, “Design of an IGBT Bridge Converter for Serial Resonant Load”, *14th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPEPEMC 2010, Ohrid, R.Macedonia*, pp. T9 19–26, 6–8 Sep 2010.
- [13] A. Elasser, D.A Torrey, “Switching Losses of IGBTs under Zero-Voltage and Zero-Current Switching”, *PESC'96, Baveno, Proc. Vol. I*, pp.600-607.
- [14] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, John Wiley & Sons, 2003.
- [15] M. Kuwata, H. Ogiwara, M.Itoi, M.Nakaoka, Y.Tanaka and T.Yatsuo, “SEPP-ZVS High Frequency Inverter for Induction Heating Using Newly Developed SiC-SI”, *14th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC*, pp.T2 1-6, *Ohrid, R.Macedonia*, 2010.
- [16] P. Viriya, N. Yongyuth, I. Miki, K. Matsuse, “Analysis of circuit operation under ZVS and NON-ZVS conditions in phase-shift inverter for induction heating”, *Inst. Electr. Eng. Jpn. (IEEJ) Trans. Ind. Appl.*, vol. 126, no. 5, pp.560-567, May 2006.
- [17] P. Viriya, N. Yongyuth, and K. Matsuse, “Analysis of transition mode from phase-shift to zero-phase shift under ZVS and NON-ZVS operation for induction heating inverter”, in *Proc. IEEE Power Convers. Conf., Nagoya, Japan*, Apr. 2–5, pp.1512–1519, 2007.
- [18] T. Takahara, M.Okamoto, E.Hiraki, T.Tanaka, T.Hashizume and T.Kachi, “Performance Verification of a Novel Soft Switching Three-Phase Utility Frequency AC to High Frequency AC Direct Power Converter with PFC Function for Industrial

- IH Applications”, *14th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC*, pp. T6 54- 60, Ohrid, R.Macedonia, 2010.
- [19] L. A. Barragan, J. M. Burdio, J. I. Artigas, D. Navarro, J. Acero, and D. Puyal, “Efficiency optimization in ZVS series resonant inverters with asymmetrical voltage-cancellation control”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 5, pp.1036–1043, Sep. 2005.
- [20] H.M. Unver, M.T. Aydemir, “Power and Frequency Control in a 60kW Induction Steel Heating Furnaces through PLC”, *National Scientific Meetings, Ankara, Turkey*, 9-12 September 2002.
- [21] Y. Kwon, S. Yoo, D. Hyun, “Half-bridge series resonant inverter for induction heating applications with load-adaptive PFM control strategy”, *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp.575-581, 14-18 Mar 1999.
- [22] L. Grajales, F. C. Lee, “Control system design and small-signal analysis of a phase-shift- controlled series-resonant inverter for induction heating”, *Power Electronics Specialists Conference, 1995. PESC '95 Record., 26th Annual IEEE*, Volume: 1, pp.450–456, 1995.
- [23] L. Grajales, J. A. Sabate, K. R. Wang, W. A. Tabisz, F. C. Lee, “Design of a 10 kW, 500 kHz phase-shift controlled series-resonant inverter for induction heating”, *Industry Applications Society Annual Meeting, 1993., Conference Record of the 1993 IEEE*, vol.2, pp.843–849, 1993.
- [24] Y. Yin, Z. Regan, “Digital Phase Control for Resonant Inverters”, *IEEE Power Electronics Letters*, Vol. 2, pp.51–54, June 2004.
- [25] Y. Yin, M. Shirazi, R. Zane, “Electronic ballast control IC with digital phase control and lamp current regulation”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 1, pp. 11 – 18, Jan. 2008.
- [26] Гоце Стефанов, Љупчо Караџинов, “Методи на управување резонантни енергетски конвертори оптоварени со товар со променлива динамика”, *ETAИ 2011, Охрид, Р.Македонија*, стр.29, 16-20.09.2011.
- [27] P. Viriya T. Thomas, “Power transfer characteristics of a phase-shift controlled ZVS inverter for the application of induction heating”, in *Proc.Int. Power Electron. Conf. (IPEC), San Francisco, CA*, pp.423–428, 2000.
- [28] Shih-Liang Jung, Meng-Yueh Chang, Jin-Yi Jyang, Li-Chia Yeh, Ying-Yu Tzou, “Design and implementation of an FPGA-based control IC for AC-voltage regulation”, *IEEE Transactions on Power Electronics 14(3)*, pp.522–532, 1999.
- [29] K.M Ho., “Design and Implementation of Voltage-Fed Load Series Resonant Inverter for Induction Heating System”, *Master thesis, E.E. Department, Chungyuan University*, June, 2002.
- [30] E. Dede, “Transistorised inverters for induction heating: from fundamentals to the analysis and design”, *Tutorials of International Seminar on Heating by Internal Sources, Padua*, 2001.
- [31] Goce Stefanov, Ljupco Karadzinov, Dejan.Milcevski, “Control Circuit for H–Bridge IGBT Power Converter with Constant Output Duty Cycle”, *Annals of the „Constantin Brâncuși” University of Târgu Jiu, Engineering Series, Issue 3/2010*, Târgu Jiu, Romania, pp.189-198, 05-07.11.2010.
- [32] Goce Stefanov, Ljupco Karadzinov, “Phase Controlled Bridge Converter With Serial Resonant Load”, *14th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2010, Ohrid, R.Macedonia*, pp. T3 81–87, 6–8 Sep 2010.

- [33] Goce G. Stefanov, Ljupco V. Karadzinov, Vasilija J. Sarac, “Regulation of the Output Power at the Resonant Converter”, *Science journals MMT 2011, Sanny Beach, Bulgaria*, Volume 5, Part 2, pp.13-23, 07-10.06.2011.
- [34] Mathematica 7 program, Wolfram Mathematica, www.wolfram.com
- [35] Powersim 8.0.5, simulation program, www.powersim.com.
- [36] SEMISEL Thermal calculator & simulator, www.semikron.com, semisel.semikron.com
- [37] Goce Stefanov, Ljupco Karadzinov, Bilijana Zlatanovska, “Mathematical Calculation of H–Bridge IGBT Power Converter”, *Comptes rendus de l’Academie bulgare des Sciences*, Volume 64, Issue No6, pp.897–904, 2011.
- [38] G. Stefanov, L. Karadzinov, D. Cundev, “Estimation of the Switching Losses in IGBT Bridges Power Converter”, *Annual of University of Mining and Geology “St.Ivan Rilski”–Sofia, Vol. 54 ISSN 1312–1820*, pp.38–43, 19-20.10.2011.
- [39] Goce Stefanov, Ljupco Karadzinov, Dejan Karanfilov, “Design of Power Converter for Induction Furnaces with Computer Simulations”, *MIPRO 2010, Opatia, Croatia 33 International Convention*, pp.164-169, 24-28.05.2010.
- [40] Goce G. Stefanov, Vasilija J. Sarac, Ljupco V. Karadzinov, “Analysis of Power Converter with Computer Simulation”, *Science journals MMT 2010, Sanny Beach, Bulgaria*, Volume 4, Part 2, pp.30-47, 13-14.06.2010.
- [41] M. Weber, T. Nitsch, S. Clutterbuck, G. Lindsay, “LCC resonant inverter for a High Frequency Distributed Power System”, Department of Electrical and Computer Engineering, British Columbia Canada, July 2006.
- [42] W. Shepherd, Li Zhang, *Power Converter Circuits*, Marcel Dekker, 2004.
- [43] F. Renken, “Analytic Calculation of the DC–link Capacitor Current for Pulsed Single Phase H–Bridge Inverter”, *EPE Journal Volume 13–No4–September–October–November 2003*.
- [44] J.W. Kolar, S.D. Round, “Analytical calculation of the RMS current stress on the DC-link capacitor of voltage-PWM converter systems”, *IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 153, No. 4, July 2006*.
- [45] K. Kretschmar, H-P Nee, “An AC Converter with a Small DC Link Capacitor for a 15 kW Permanent Magnet Synchronous Integral Motor”, *Power Electronics and Variable Speed Drives, 1998. Seventh International Conference on (Conf. Publ. No. 456)*, pp.622–625, 21-23 Sep 1998.
- [46] Arman Bolourian, “Evaluations of Energy Efficiency Improvement”, *Master of Science Thesis in Electric Power Engineering*, CHALMERS UNIVERSITY OF TECHNOLOGY, Goteborg, Sweden, 2010.
- [47] Dejan Milcevski, Goce Stefanov, Ljupco Karadzinov, “Microcontroller Based Phase Control Circuit for Resonant Power Converters”, *EE 11*, pp. T1-1.3/1–5, Novi Sad, R.Serbia, 26-28.10.2011.
- [48] Гоце Стефанов, Дејан Милчевски, Љупчо Карацинов, “Модул за фазно контролиран резонантен конвертор”, *Makinova 2010, Skopje, P.Makedonia*, 19 – 20.11. 2010, награда на град Скопје.
- [49] L. Karadzinov, D. Milcevski, G. Stefanov, “Modul for Phase Controlling Resonant Converter”, *ПРОНАЈАЗАШТВО – БЕОГРАД 2011, Београд, Р.Србија*, 25.05.2011, Бронзена плакета.
- [50] Goce Stefanov, Ljupco Karadzinov, Natasa Mojsoska, “Calculation of Induction Device with Simulation Methods”, *Annual of University of Mining and Geology “St.Ivan Rilski”–Sofia, Vol. 53 ISSN 1312–1820*, pp.160-165, 19-20.10.2010.

- [51] G. Stefanov, Lj. Karadzinov, V. Sarac, R. Dambov, “Distribution of the Temperature and Energy at Induction Heating of Work Piece Copper”, *journal Machines – Technologies –Materials MTM Issue 7*, pp.3-6, Sofia, R.Bulgaria, 2011.
- [52] Goce Stefanov, Vasilija Sarac, “Estimation of the Parameters of Electromagnetic Field at Induction Device by the Aid of Computer Simulation”, *SAEM 2010, Third Symposium on Applied Electromagnetics, Ptuj, Slovenia*, pp.31–36, May 30 – June 2, 2010.
- [53] Goce G. Stefanov, Ljupco V. Karadzinov, Vasilija J. Sarac, “Numerical Based Simulation and Electromagnetic Field Calculation at Metal Induction Heating”, *14th International IGTE Symposium 2010, Graz, Austria*, pp.70-75, 19.9.-22.9.2010.
- [54] “Power Quality for Induction Melting in Metals Production, Electric Power Research Institute”, Center for Materials Production, TC–114625.
- [55] Dejan Milcevski, Goce Stefanov, Ljupco Karadzinov, Maja Kukuseva, “Design and Practical Implementation of a Variably Duty Cycle Control Circuit for Bridge Power Converters”, *ETAI 2011, Ohrid. R.Macedonia*, P-2/1–7, pp.103,16-20.09.2011.
- [56] B. J. Baliga, *Modern Power Devices*, John Wiley & Sons, New York, 1987.
- [57] B.J. Baliga, M.S. Adler, R.P. Love, P.V. Gray, N.D. Zommer, “The Insulated Gate Transistor: A new Three-Terminal MOS Controlled Bipolar Power Device”, *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 31, No. 6, pp.821-828, June 1984.
- [58] P. T. Krein, *Elements of Power electronics*, OUPress, 1998.
- [59] M. Hierholzer, H. Brunner, T. Laska, A. Porst, “Characteristics of High Voltage IGBT Modules”, *PCIM 1995, Proc. Power Electronics, Nürnberg*, pp.135-139, 1995.
- [60] C. Soule, “Thermal Management of IGBT Power Modules”, *PCIM 1995, Proc. Power Electronics, Nürnberg*, pp.297-312, 1995.
- [61] Module 1, *Power Semiconductor Devices – IGBT*, Lesson 7. Version 2, EE IIT, Kharagpur.
- [62] J. Millman, C. C. Halkias, *Integrated Electronics, Analog and Digital Circuits and System*, Tata McGraw-Hill Publishing Company Limited, New Delhi, 1991.
- [63] Goce Stefanov, “Computer Simulation on the Topologies of Resonant Converters Used in Induction Cookers”, *Annals of the „Constantin Brancusi” University of Targu Jiu, Engineering Series*, No. 2/2009, Targu Jiu, Romania, pp.161-170, 06-08.11.2009.
- [64] Y. Dum, H. Jin, “Digital controller design for switchmode power converters”, *Applied Power Electronics Conference and Exposition 2*, pp.967–973, 1999.
- [65] D. Maksimovic, R. Zane, R. Erickson, “Impact of digital control in power electronics”, *In Proceedings of the IEEE 16th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs*. May: 13–22. 2004.
- [66] L. H. Barreto, M. G. Sebastiao, L. C. de Freitas, E. A. A. Coelho, V. J.Farias, J.B. Jr. Vieira, “Analysis of a soft-switched PFC boost converter using analog and digital control circuits”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 52(1), pp.221–227, 2005.
- [67] “Signetics Digital, Linear, MOS Applications”, *Signetics Corporation*, pp.6-78, 1974.
- [68] A. R. Hefner, “An Investigation of the drive circuit requirements for the Power Insulated Gate Bipolar Transistor”, *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 6 No. 2. April 1991.

- [69] Goce Stefanov, Ljupco.Karadzinov, Konstantin Comu, “Influence of Control Signals on the Power Converter Operation”, *MIPRO 2010, Opatia, Croatia, 33 International Convention*, pp.158-163, 24-28.05.2010.
- [70] P. Hofer, N. Karrer, “Modelling of Power Converter using Paralleled Intelligent IGBT Power Modules”, *EPE 1997, Trondheim, Proc. Vol. II*, pp.256-261.
- [71] R. Krümmer, S. Konrad, L. Lorenz, “Investigation and Comparison of the Parallel Connection of Discrete PT- and NPT-IGBTs”, *PCIM 1997, Nürnberg, Proc. Power Electronics*, pp.335-343, Nürnberg, 1997.
- [72] H. Iwamoto, M. Tabata, “Features and Applications of New 1200V Trench Gate IGBT Modules”, *PCIM'99-CD-ROM-Proceedings*.
- [73] “SKHI 23/12 drives manual”, Semikron, 2008.
- [74] Мито Златановски, “Загревање на собирниците под дејство на електрична струја”, Електротехнички факултет–Скопје.
- [75] Гоце Стефанов, Василија Шарац, Дејан Милчевски, Љупчо Карацинов, “Анализа на предниот период на прекинувачите кај Н – топологија на сериски резонантен конвертор при работа со уред за индукционо загревање”, *МАКОСИГРЕ 2011, Охрид, Р. Македонија*, В4-101R, 02-04.10.2011г.
- [76] J. Lamp, “IGBT Peak Voltage Measurement and Snubber Capacitor Specification”, *Semikron AN7006*, 2008.
- [77] “Smart 1,4 r1, Circuit Board Design”, *Wintek* 1988.
- [78] O. M. Krippner, S. Hähre, F. Schultmann, “Report on best available techniques (BAT) in copper production”. French – *German Institute for Environmental Research, University of Karlsruhe*, Germany, March 16 1999.
- [79] V.Conić, V.Cvetkovski, M. Cvetkovska, “Copper Recovery from Mine and Metallurgical Waste Solutions by Solvent Extraction with Aim of Environment Protection”, *Journals Copper*, No. 2, 2008.
- [80] R. Marković, S. Živković Nikolić, V. Cvetkovski, “Possibility of Copper Recovery from Cement Slurry by hydrometallurgical Procedures”, *Proceedings of the VII. International Mineral Processing Symposium*, Turkey, 15-17 September 1998, pp.469-471.
- [81] F. Mustovic, “Propan Butan, Bemust”, Sarajevo, 2006.
- [82] V. Brajovic, *Elektrotermija-sistem indukcionog grejanja*, Beograd, 1985.
- [83] L.F.Mal'tseva, E.N.Marmer, “Determining Electrical Properties of Graphite at High Temperature”, *Air Force System Comand*, 1961 USA.
- [84] R.M. Baker, “Design and calculation of induction heating coils”, *AIEE Trans.* 1957, Vol.76, Pt.II.
- [85] “Electric Power Industry of Serbia, Internal Standard IS 37”, *Firs edition*, December 2003.
- [86] “Главни елементи на разводните постројки”, Електротехнички факултет–Скопје.
- [87] S. Cundev, *Elektrotermija*, Skopje, 1977.
- [88] “Advantage of Diode Converters in UPS”, *Toshiba Leading Inovation*, 2012.
- [89] N. Nguyen-Quang, D.A. Stone, C.M. Bingham, M.P. Foster, “Comparison of single-phase matrix converter and H-bridge converter for radio frequency induction heating”, *Power Electronic and Applications, 2007 European Conference*, 2-5 Sept. 2007, Aalborg Denmark.
- [90] N. Gayathri, M. Chandorkar, “Design and implementation on FPGA – based phase

- modulation control for series resonant inverters”, *Sadhana*. Vol. 33, Part 5, pp.505–522, October 2008.
- [91] Norbert Grass, “Efficiency Improvements on Large Industrial Electrostatic Precipitators with IGBT Inverter Technology”, *ICESP X – Australia 2006*.
- [92] J. Zgraja, J. Berza, “A computer simulation of an induction heating system with transistor Inverter”, *Technical University of Lodz Al. Politechniki 11*, pp.90–924, Lodz, 2005.
- [93] S. Lorente, F. Montrede, J. Burdio, J. Acero, “A Comparative Study of Resonant Inverter Topologies Used in Induction Cookers”, *The IEEE Seventeenth Annual Power Electronics Conference and Exposition*, Vol. 2, pp.1168-1174, 2002.
- [94] T. Szelitzky, I. Inoan, D. C. Dumitrache, “Advantages of Robust Control for Series Load Frequency Controlled Induction Heating Inverters”, *CONTROL ENGINEERING AND APPLIED INFORMATICS*, Vol.13, No.1, pp. 62-68, 20.
- [95] T.Szelitzky, I.Inoan, M.Tulbure, A.O.Neaga, “Complex Model of a Series Load Induction Heating Inverter”, *Electronics and Telecommunications, ACTA TECHNICA NAPOCENSIS*, Volume 52, Number 1, pp. 23-27, 2011.
- [96] M. Orban, M. Orban, K. Ianakiev, E. Katzelin, “Static Converters and their Application”, *St.Ivan Rilski, Publishing house, University of mining and geology, Sofia*, 2002.
- [97] C. Henze, N. Mohan, J. Hayes, “Constant Frequency Resonant Power Converter with Zero Voltage Switching”, *U.S.Patent*, Aug.1989.
- [98] J. M. Burdio, F. Canales, P. M. Barbosa, and F. C. Lee, “A comparison study of fixed-frequency control strategies for ZVS DC/DC series resonant converters”, in *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf. (PESC), Vancouver, BC, Canada*, vol 1, pp.427–432, 2001.
- [99] J. Yeon, K. Cho, W. Oh, H. Kim, “A Novel Half-Bridge Resonant Inverter Having Load-Freewheeling Modes”, *35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Aachen, Germany*, 2004.
- [100] Yu. Blinov, B. Kachanov, A. Shagin, V. Ishin, “Resonant transistor inverters for induction heating”, *Proceedings of International Seminar on Heating by Internal Sources, Padua*, pp.85-90, 2001.
- [101] Mu-Ping Chen, Jan-Ku Chen, K. Murata, “On the Switching Surge in the Current Resonant Inverter for the Induction Furnace Application”, *T.IEE Japan*, Vol.121- D, No.6, 2001.
- [102] Biju S Nathan, “Analysis, simulation and design of series resonant converter for high voltage applications”, *M.S Thesis, Indian Institute of Science Bangalore*, 1999.
- [103] J. S. Won, G. P. Cho, C. C. Ro, D. H. Kim, J. H. Kim, and D. Y. Jung, “A study on characteristic estimation of ZVS high frequency resonant inverter”, in *Proc. Int. Symp., Pusan, Korea*, vol. 2, pp.891–895, 2003.
- [104] J.M. Burdio, L.A. Barragan, F. Monterde, D. Navarro, J. Acero, “Asymmetrical voltage-cancellation control for full-bridge series resonant inverter”, *IEEE Trans. Power Elec.*, Vol.19, no 2, pp.461-469, Mar 2004.
- [105] A. Khaligh, A. M. Rahimi, A. Emadi, “Modified pulse-adjustment technique to control DC/DC converters driving variable constant-power loads”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(3):1133–1146, 2008.
- [106] S. Saggini, M. Ghioni, A. Geraci, “An innovative digital control architecture for low-voltage, high-current DC-DC converters with tight voltage regulation”, *IEEE*

- Transactions on Power Electronics*, 19(1):210–218, 2004.
- [107] H. Sugimura, S. Mun, S. Kwon, T. Mishima, M. Nakaoka, “High-Frequency Resonant Matrix One-Chip Reverse Blocking IGBT-Based Bidirectional Switches for Induction Heating”, 66 *Power Electronics Specialists Conference*, pp.3960-39, June, 2008.
- [108] J. M. Burdío, F. Monterde, J. R.García, L. A.Barragán, and A. Martínez, “A Two-Output Series-Resonant Inverter for Induction-Heating Cooking”, *IEEE Transactions on Power Electronics-IEEE TRANS POWER ELECT*, vol. 20, no.4, pp.815-822, 2005.
- [109] J. M. Burdio, L. A. Barragan, F. Monterde, D. Navarro, and J. Acero, “Asymmetrical voltage-cancellation control for full-bridge series resonant inverter”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 2, pp.461–469, Mar. 2004.
- [110] H. Ogiwara and M. Nakaoka, “ZCS high frequency inverter using SIT for induction heating Applications”, *IEE Proc., Electr. Power Appl.*, vol.150, No.2, pp.185-192, 2003.