新エネルギーインターフェイス用2石補助共振 DCリンクスナバ方式三相電力変換器に関する研究 Feasibility Studies on Two-Switch Auxiliary Resonant DC Link Snubber-Assisted Three - Phase PWM Power Conversion Systems for New Energy Utilization Interfaces

> March, 2004 長井真一郎 Shinichiro Nagai

山口大学大学院 理工学研究科 The Graduate School of Science and Engineering Yamaguchi University

#### 学位論文の要旨

近年、地球環境保護やエネルギー資源問題のソリューションに対して小規模分散型電源 の導入が大いに期待されている。C02の排出量増大に伴う問題もそのひとつである。この 原因の一つにエネルギーの供給源として化石燃料を効率悪く使用し、電気エネルギーを生 産するところがある。この問題に対して、エネルギー供給源を,水素から効率良く電気エ ネルギーを発電する燃料電池発電や、太陽光エネルギーを電気エネルギーとして発電する 太陽光発電及び、高効率で発電が可能なマイクロガスタービン発電などクリーンな新エネ ルギー発電方式に注目が集まっている。さらに、このような小型分散型電源利用への期待 が高まっている。

これらの新エネルギー供給源は電圧の大きさの変動が激しく、さらに交流、直流など様々 で、発電されたエネルギーをそのままの状態で使用することは難しい。これらの新エネル ギーを商用電力系統に逆潮流したり、家電民生機器、情報通信機器に利用できる高品質の交 流電圧に電力を変換するインターフェイスが必要である。このインターフェイスは、パワー エレクトロニクスの分野であり、パワー半導体デバイスを利用した電力変換装置である。

高周波スイッチングを行う電力変換装置は、電圧、電流、交流周波数、位相、相数及び 瞬時電力などの電力状態量をきめ細かく制御でき、さらに装置の小型化が可能なため、高 速なパワー半導体デバイスを使用するのが主流である。しかし、高周波スイッチングは高 速のパワー半導体デバイスを使用した場合でも、スイッチング損失が大きくなるため電力 変換装置の損失の改善には限界が見えはじめている。さらにスイッチングの高速化により 通信機器などに悪影響を及ぼす電磁ノイズの増加問題もある。

本論文ではこれらの問題を解決するための技術であるソフトスイッチング技術をとり上 げ、新エネルギーインターフェイスとして最も有効な回路トポロジーとその周辺システム に関して行った研究をまとめたものであり、以下の7章より構成されてる。

第1章では、高周波スイッチングPWMインバータの現状と問題点などの技術背景について述べ、本研究の目的と特色・意義について明らかにしている。

第2章では、分散型発電に使用される新エネルギーインターフェイスとしての高周波ス イッチング電力変換装置のメリット・デメリットを指摘している。そしてソフトスイッチン グPWMインバータを大分類・小分類し、筆者等の新開発した2石補助共振DCリンクスナ バ方式の位置付けについて一般的な背景を述べている。さらに新エネルギーインターフェ イスとしてのデメリットをソフトスイッチング技術で解決できることを述べている。

第3章では、提案する2石補助共振DCリンクスナバ方式の三相電圧形PWMインバー タを示し、三相整流器及び三相インバータにて構成される10kVAの電力変換器における 実験評価を行っている。ここでは効率及びノイズに対して優れた結果が得られている。

第4章では、提案する2石補助共振DCリンクスナバ方式の三相電圧形PWMインバー タと補助共振レッグリンク形の三相PWM整流器にて構成される50kVAの電力変換器に おける実験評価を行っている。ここでは容量アップにもかかわらず、そのデメリットである 構造上の問題などへの対策を行い効率及びノイズに対して優れた結果を得られている。

第5章では、2石補助共振DCリンクスナバ方式の不具合点であったスイッチング期間に 対する零電圧期間の割合である直流電圧利用率の悪化を解決する新しい回路トポロジーと その動作原理を紹介し、その有効性を実験評価している。

第6章では、上記の2石補助共振DCリンクスナバ回路方式を部品点数の少ないV結線 インバータに採用した回路トポロジーを新たに提案し、その動作原理及び実験による動作 確認を紹介している。ここでは、2石補助共振DCリンクスナバ回路によってV結線イン バータのいくつかの問題解決ができ、2石補助共振DCリンクスナバ回路をさらにシンプ ルにすることを紹介している。

第7章の結論では、本研究で得られた結果より、今までにない新しい応用として2石補助共振DCリンクスナバ方式の三相PWMインバータを系統連系新エネルギー利用分散型 電源に利用することが有効であることを考察している。

本研究の結果、新エネルギー分散型電源に用いられるインターフェイスとして高効率と 低ノイズ及び低コストを達成できる電力変換装置として3種類の2石補助共振DCリンク スナバ回路(3,4章と5章及び6章)を提案し、有効であることを実証した。本研究にて 得られた成果がパワーエレクトロニクスの発展の一助となり、さらに環境問題にも役に立 てば幸いである。

2

#### Synopsis

In recent year, there are the environmental problems in accordance with signi?cant increase of the carbon dioxide emission. These problems include several causes based on relative low e?ciency use of fossil fuel for the conventional electric energy generation plants For these problems, the clean new energy-related distributed power supplies with stand alone installation and utility interactive AC power have attracted special interest for the static new energy utilization systems as solar photovoltaic and fuel cell generation schemes and rotation new energy utilization systems such as wind turbine and micro gas turbine generation schemes, which have the high e?ciency power energy conversion processing.

However, it is actually di?cult that the electric energy can be directly used for a variety of power and energy utilizations for small and several k W power residential application ?elds and the telecommunication energy systems, and so forth, they need the high e?ciency and high quality power conversion systems using some technologies in power electronics research areas.

Power electronics systems technologies have grown up drastically in accordance with great advancements of Si-based power semiconductor switching devices and power modules such as IGBTs, MOS-FETs, SITs, SIThs, IEGTs and IGCTs. In addition to this, in order to realize the high power density and high performances, high frequency switching operation on the basis of purse modulation strategies has actually been required so far for various power end energy practical applications. However, the high frequency switching operation of power converters causes EMI / RFI noises with stray parasitic inductances and capacitances existing in the power conditioning conversion circuits such as AC-DC, DC-AC, DC-DC and AC-AC, power processing schemes. In actual, the signi?cant problems relating to the switching power losses as well as electromagnetic noises have given special interest for high performance enhancement of power conditioning conversion circuit systems.

It is indispensable for developing the new technologies minimize the switching losses of switching power semiconductor devices, as well as to reduce the electrical dynamic voltage and current stresses, and their peak stresses, dv/dt and di/dt related E MI/RFI noises and to improve the more reduction factor of the voltage and current rating. In recent years, the high frequency carrier based sinewave P W M power conversion circuits and of systems have attracted special interest in order to solve some problems mentioned above can operate under e?ective principles of zero voltage switching (ZVS) and zero current switching (ZCS)

schemes have been researched and developed.

This paper is concerned with the innovative developments and feasibility evaluations of three-phase voltage source soft switching inverter and recti?er systems with Auxiliary Resonant DC Link (ARDCL) Snubber circuit and Auxiliary Resonant Commutated Leg Link (ARLLARLL) Snubber circuit which can achieve the ZVS, ZCS and ZVS/ZCS commutations and minimize the electromagnetic noises, which is suitable and acceptable for the new energy related application systems. This paper is composed of six chapters including introduction and conclusions are summarized as follows.

Chapter 1 describes the status of high frequency switching pulse modulation power conversion circuits and systems The research contents in each chapter are brie?y described on the basis of the experimental results. The main objectives of this study are schematically presented.

In Chapter 2, It is pointed out that the bene?ts and demerits of the high frequency switching based power conversion systems inverter recti?er suitable for new energy interface of the distributed power supplies generation arrangement. Furthermore, it is presented that the soft switching transition techniques can solve the problems of the high frequency switching based power conversion systems

In Chapter 3, three-phase voltage source soft switching A C-D C-A C converter using simple A D R CL snubber-assisted soft switching circuit technology, which is composed of auxiliary only two power semiconductor devices is presented and discussed. The operating principle of proposed soft switching A C-D C-A C converter treated here is described and operating performances of this power converter are evaluated on the basis of experimental results in 10kVA setup in this paper. This e?ective of this power converter is pointed out.

In Chapter 4, a new conceptual circuit con?guration of three-phase voltage source soft switching AC-DC-AC converter system using IGBT module which has a single ARLL snubber circuit and one ARDCL snubber circuit in the three-phase PWM inverter side is presented and discussed. These ARLL and ARDCL snubber circuit consist of the less circuit component and devices than any conventional soft switching power conversion circuits And then, the proposed three-phase voltage source soft switching AC-DC-AC power conversion system needs no additional sensor to implement complete soft switching commutation as compared with the conventional three-phase voltage source AC-DC-AC power conversion system. In addition, these soft switching snubber circuit operate only once in one sampling term. The operating performances of proposed the soft switching PWM AC-DC-AC converter treated here are evaluated and discussed on the basis of the experimental results in 50kVA setup in this paper.

Chapter 5 presents the performance evaluations on lower noise and high e?ciency for three phase voltage-fed soft-switching PWM inverter with two switch auxiliary resonant DC link (ARDCL) snubber. The proposed simple auxiliary resonant DC link snubber circuit have the less circuit and device parts than any conventional auxiliary resonant DC link snubber circuit assisted three-phase power inverter and recti?er. In addition to this, the capacitor in auxiliary resonant DC link (ARDCL) snubber circuit could be changed from smoothing capacitor to the ?1m capacitor in proposed one. So that, it is clear that the proposed two switch auxiliary resonant DC link snubber circuit assisted three-phase power converters could get not only higher e? ciency but also lower cost reliable realization, and maintenance free. Furthermore, by reducing the capacity of resonant capacitor in proposed auxiliary resonant DC link snubber circuit, the commutated terms in proposed type is much less than the conventional one. This operation means that proposed auxiliary resonant DC link snubber circuit could get the higher e?ciency. Comparing with results, it is proved that the commutated terms are e?ectively reduced in proposed method.

In Chapter 6, a new and simple conceptual circuit con?guration of the two-switch auxiliary resonant D C link (A R D CL) snubber assisted three-phase V-connection inverter with its input side boost chopper which has only one A R D CL snubber and no smoothing capacitor. Therefore, the simplicity of the new power conditioning and processing with boost chopper cascaded three-phase V-connection inverter system can achieve high e?ciency for soft-switching commutation. And more, its operating principle in a steady state of the proposed three-phase V-connection soft switching inverter system with its input side boost chopper are presented and discussed. Furthermore, the operating performances of the proposed soft switching inverter with boost chopper treated here are evaluated and discussed on the basis of the experimental results by using the 10k W experimental setup.

Chapter 7 sum marizes the theoretical and experimental results of this study and discusses the prospective technological developments and innovative developments in addition to the future technological trends

# 目 次

<b>第</b> 1章	緒論	1
1.1	研究背景·····	1
1.2	研究の目的・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	4
1.3	論文の概要・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	5
	参考文献・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	5
<b>第</b> 2章	新エネルギーインターフェイスと高周波スイッチング電力変換	7
2.1	緒言 ••••••••••••••••••••••••••••••••••••	7
2.2	高周波スイッチングとメリットデメリット ・・・・・・・・・・・・・・・・・・	7
	2.2.1 高周波スイッチングによるスイッチングノイズ増加・・・・・・・・・	8
	2.2.2 高周波スイッチングによるスイッチング損失の増加・・・・・・・・・・	8
2.3	ソフトスイッチング技術について ・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	9
	2.3.1 原理	9
	2.3.2 補助共振 D C リンクスナバ方式 ・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	10
	2.3.3 補助共振 A C リンクスナバ方式 ・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	11
	2.3.4 補助共振レッグリンクスナバ方式・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	13
2.4	補助共振 D C リンクスナバ回路方式の分類・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	14
	2.4.1 各種補助共振 D C リンクスナバ方式の紹介 ・・・・・・・・・・・・・・	14
	2.4.2 新エネルギーインターフェイスに最適な補助共振 DC リンクスナバ方式	16
2.5	結言	17
	参考文献・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	17
<b>第</b> 3章	2 石補助共振 D C リンクスナバ回路を用いた三相電圧形 P W M 整流器・イン	
バー	·タ	21

3.1	緒言 ••••••••••••••••••••••••••••••••••••	21
3.2	回路構成・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	22
3.3	動作原理・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	22

iv			目次
	3.3.1	主スイッチの動作原理・・・・・・	22
	3.3.2	転流回路の動作原理・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	24
3.4	転流制	御原理 • • • • • • • • • • • • • • • • • • •	28
3.5	電圧電	流振動防止対策・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	29
3.6	実験結	果	31
	3.6.1	主回路構成 ••••••	31
	3.6.2	主回路の構造・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	32
	3.6.3	動作確認 · · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	34
	3.6.4	実測効率比較・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	36
	3.6.5	ノイズ比較 ・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	37
3.7	考察・		39
	3.7.1	損失解析 ••••••••••••••••••••••••••••••••••••	39
3.8	3石補助	助共振 D C リンクスナバ方式の検討 ・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	40
	3.8.1	回路構成 ••••••	40
	3.8.2	実験結果・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	41
	3.8.3	まとめ・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	42
3.9	結言 ·		42
	記号一	覧見	44
	参考文	·献·····	45
<b>笡</b> 4音	2石斌	·助共振 D C リンクスナバ方式インバータと補助共振しッグリンク方式®	<u>k</u>
流器	<u>с</u> н ГШ		- 47
W10 HH			÷ •

流奇	ř.	47
4.1	緒言 ••••••••••••••••••••••••••••••••••••	47
4.2	回路構成・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	48
4.3	インバータ部の動作原理 ・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	48
4.4	整流器部の動作原理・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	50
4.5	実験結果・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	51
	4.5.1 回路構成 · · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	51
	4.5.2 主回路の構造·····	51
4.6	動作波形 · · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	55
4.7	ノイズ比較・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	58
4.8	<b>効率比較・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・</b>	59
4.9	考察 ••••••	60

4.10	4.9.1	伝導性ノイズ・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	60
	4.9.2	損失解析・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	60
	結言 ·		61
	記号一	·覧·····	62
	参考文	、献・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	62

<b>第</b> 5章	5章 2石補助共振 D C リンクスナバ方式の直流電圧利用率改善と電解コンデンサレ		
ス化		65	
5.1	緒言 · · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	65	
5.2	主回路の構成 ・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	67	
5.3	動作原理・・・・・・・・・・・ 6		
	5.3.1 2 石補助共振 D C リンクスナバ回路動作前後状態・・・・・・	68	
	5.3.2 2 石補助共振 D C リンクスナバ回路動作原理 ·····	68	
5.4	シミュレーション結果と検討・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	72	
	5.4.1 シミュレーション結果・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	72	
	5.4.2 零電圧期間と2石補助共振DCリンクスナバ回路内電流実効値・・・・・	73	
5.5	実験結果・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	75	
	5.5.1 2 石補助共振 D C リンクスナバ回路動作確認 ·····	75	
	5.5.2 インバータ動作確認 ・・・・・	76	
5.6	結言 ••••••••••••••••••••••••••••••••••••	77	
	記号一覧・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	78	
	参考文献 · · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	78	
		0.1	
第6草	2 石補助共振 D C リンク三相 V 結線インバータ・昇圧チョッパ回路	81	
6.1		81	
6.2		82	
6.3		82	
	6.3.1 三相 V 結線インバータの動作原理······	82	
	6.3.2 ソフトスイッチング時の動作原理······	83	
6.4	シミュレーション動作確認・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	86	
6.5	, 中間電圧バランス・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・		
	6.5.1 動作原理 ······	87	
	6.5.2 共振電流ブースト時のスイッチングタイミング・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	90	
	6.5.3 デジタル制御への応用・・・・・	90	

6.6	実験結果・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	91	
6.7	結言 ••••••••••••••••••••••••••••••••••••	94	
	記号一覧	94	
	参考文献·····	95	
第7章	結論	97	
7.1	本研究の成果・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	97	
7.2	各章、提案回路の特徴・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	97	
7.3	今後の課題・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	99	
<b>研究業績一</b> 覧 10			
謝辞	謝辞 1		

### 第1章

# 緒論

#### 1.1 研究背景

近年、地球環境保護やエネルギー資源問題のソリューションに対して小規模分散型電源 の導入が大いに期待されている。C02の排出量増大に伴う問題もそのひとつである。この 原因の一つにエネルギーの供給源として化石燃料を効率悪く使用し、電気エネルギーを生 産するところがある。この問題に対して、エネルギー供給源を,水素から効率良く電気エ ネルギーを発電する燃料電池発電や、太陽光エネルギーを電気エネルギーとして発電する 太陽光発電及び、高効率で発電が可能なマイクロガスタービン発電などクリーンな新エネ ルギー発電方式に注目が集まっている。さらに、このような小型分散型電源利用への期待 が高まっている。[1],[2]

これらの新エネルギー供給源は電圧の大きさの変動が激しく、さらに交流、直流など様々 で、発電されたエネルギをそのままの状態で使用することは難しい。これらの新エネルギー を商用電力系統に逆潮流したり、家電民生機器、情報通信機器に利用できる高品質の交流 電圧に電力を変換するインターフェイスが必要である。このインターフェイスは、パワーエ レクトロニクスの分野であり、パワー半導体デバイスを利用した電力変換装置である。図 1にパワーエレクトロニクス技術の関連する分野を示す。図2にパワー半導体デバイスを利 用した電力変換装置の一例を示す。パワー半導体デバイスの発展に伴い、パワーエレクト ロニクス技術は商用電力系統、新エネルギー、電鉄、通信、情報、家電民生に至るまで目 覚しい発展を遂げている。これは、パワー半導体デバイス技術を筆頭に、電子回路技術な どの発展によるところが大きい。

パワー半導体デバイスについてはスイッチング速度の高速化、低飽和電圧による損失化、 大容量化など高機能化され、高周波スイッチングを可能とした。これによりコンデンサや リアクトルなどのパッシブ素子の小型化や、きめ細やかな交流波形生成など高品質化など の発展に大きく関与している。その他には、マイクロプロセッサやディジタルシグナルプロ セッサ、A/D、D/A 変換器などの周辺機器の高性能化により DDC (Direct Digital Control) が一段と推進している。その結果、現代制御理論の導入がなされ電力変換装置の高機能化 や、制御用基板の高密度化、小型化、低コスト化と言った実際応用上の大きなメリットを 生むようになってきた。

新エネルギーのインターフェイスとしての、パワー半導体デバイスを利用した電力変換 装置では、燃料電池発電をはじめ、太陽光発電、小型風力発電、マイクロガスタービン発 電などがあげられる。これらの発電で生まれた電力はそのまま使われることはほとんど無 く、インターフェイスとしてのパワー半導体デバイスを利用した電力変換装置を介して使 うことが大半である。

高周波スイッチングを行う電力変換装置は、電圧、電流、交流周波数、位相、相数及び 瞬時電力などの電力状態量をきめ細かく制御でき、さらに装置の小型化が可能なため、高 速なパワー半導体デバイスを使用するのが主流である。しかし、高周波スイッチングは高 速のパワー半導体デバイスを使用した場合でも、スイッチング損失が大きくなるため電力 変換装置の損失の改善には限界が見えはじめている。さらにスイッチングの高速化により 通信機器などに悪影響を及ぼす電磁ノイズの増加問題もある。[3]

M OSFE T, IGB T, IEG T, M CT に代表される M OSゲートパワー半導体デバイスの進捗に 伴って、複数パルス幅変調方式三相電圧形電力変換装置(インバータや整流器)や双方向コ ンバータにおいてはパルス変調用キャリア周波数いわゆるスイッチング周波数の高周波化 実現に向けた研究開発が活発になされている。この高周波スイッチング技術としてはアク ティブ補助部分共振スナバ回路によってソフトスイッチング三相正弦波 P W M 回路トポロ ジーの開発や評価検討が活発になされている。[4]-[6] これらの回路トポロジーの電力変換 方式では正弦波・搬送波比較によるパルス変調搬送波の高周波化いわゆるスイッチング周 波数の高周波化に伴うパワー半導体デバイス(IGBT, IEGT, M OSFET, SIT など)の、高速ス イッチング動作に伴うスイッチング電圧サージや電流サージの発生によるパワー半導体デ バイスの定格能力の低減と di=dt 及び dv=dt の急峻な変化に伴う電磁ノイズ、およびスイッ チング損失の発生を効果的に同時に低減させることができる。

小型分散型電源利用が増えてくると民生機器や情報通信機器の近くに電力変換装置が設置されることも多くなる。この電磁ノイズを低減するための大型のフィルタ(EMIフィルタ)を装置内に追加するため、装置全体が大型化し、さらにこのフィルタの導通損失が増加する問題もある。このためにソフトスイッチング方式による電磁ノイズ増加の問題を解決する期待は大きい。さらに、パワー半導体デバイスにて高周波スイッチングを使用した電力変換装置には必ず損失が発生するため、新エネルギー供給システム全体の発電効率を悪化させる。このためにソフトスイッチング方式による損失増加の問題を解決する期待も大

きい。つまり、C 0<sub>2</sub>排出の削減には電力変換装置のスイッチングによる電磁ノイズの発生 と電力損失の発生を抑制することが不可欠である。



Fig. 1 The ?eld which is instead of power electronics technology





#### 1.2 **研究の目的**

新エネルギー分散型電源分野でのインターフェイスとソフトスイッチング技術との背景 を述べた。これにより次世代の電力変換器においてソフトスイッチング技術がおおいに期 待されていることをいい及した。本研究ではこのソフトスイッチング技術を導入すること によって電力変換器の高性能化、高効率化、低ノイズ化を達成させ、実用化に近づけるこ とを目的としている。

パワー半導体デバイスのスイッチングには一般的なハードスイッチングがあり、スイッ チング時に電圧と電流が重なり合いスイッチング損失が発生する。また、dv=dtが急峻の ため電磁ノイズも大きい。ソフトスイッチング技術とはこのスイッチング時に、零電圧ス イッチング(ZVS)または零電流スイッチング(ZCS)を行いdv=dtも緩やかにすることによ り、スイッチング損失と電磁ノイズを低減させる技術である。また、最近ではトレンチゲー トIGBTの開発が進み、低飽和電圧降下形の低導通損失パワー半導体デバイスが開発され ている。しかし、このトレンチゲートIGBTはスイッチングの高速化が難しいため、一般 的なハードスイッチングにてスイッチングを行うとスイッチング損失が増加する傾向にあ る。そこで、本研究では三相PWMインバータのソフトスイッチング技術の一方式である シンプルな2石補助共振DCリンクスナバ回路方式を採用し、スイッチング損失及び電磁 ノイズの低減を目的として具体的な新電力変換回路システムを開発している。

ー般的にソフトスイッチング回路方式はパワー半導体デバイスの数が増えるため回路が 複雑になりやすい。2石補助共振DCリンクスナバ回路方式はパワー半導体デバイスを2つ で構成できるため回路構成がシンプルとなり実用的であるメリットを持つ。しかし、三相電 圧形PWMインバータの主スイッチのスイッチング損失は大幅に低減できるものの、電力 変換装置の損失としては2石補助共振DCリンクスナバ回路の損失が追加されるため、この 損失低減が求められている。また、補助共振DCリンクスナバ回路の動作時間が3相PWM インバータのPWM出力電圧に影響し指令値に追従した動作を行っていないため、出力電 圧実効値の低下等の問題が発生しており、この問題解決が求められている。これらの問題 を解決するソフトスイッチング方式及び制御方式の提案と、実験による評価解析を行う。こ の結果より電力変換器の性能向上とノイズ低減及び効率向上を確認し、新エネルギー分散 型電源分野でのインターフェイスとして実用的な技術であることを検討する。

#### 参考文献

#### 1.3 論文の概要

本論文は緒論を含めて七章から構成されている。第1章では、高周波スイッチング P W M インバータの現状と問題点などの技術背景について述べ、本研究の目的と特色・意義について明らかにしている。

第2章では、分散型発電に使用される新エネルギーインターフェイスとしての高周波ス イッチング電力変換装置のメリット・デメリットを指摘している。そしてソフトスイッチン グPWMインバータを大分類・小分類し、筆者等の新開発した2石補助共振DCリンクスナ バ方式の位置付けについて一般的な背景を述べている。さらに新エネルギーインターフェ イスとしてのデメリットをソフトスイッチング技術で解決できることを述べている。

第3章では、提案する2石補助共振DCリンクスナバ方式の三相電圧形PWMインバー タを示し、三相整流器及び三相インバータにて構成される10kVAの電力変換器における 実験評価を行っている。ここでは効率及びノイズに対して優れた結果が得られている。

第4章では、提案する2石補助共振DCリンクスナバ方式の三相電圧形PWMインバー タと補助共振レッグリンク形の三相PWM整流器にて構成される50kVAの電力変換器に おける実験評価を行っている。ここでは容量アップにもかかわらず、そのデメリットである 構造上の問題などへの対策を行い効率及びノイズに対して優れた結果を得られている。

第5章では、2石補助共振DCリンクスナバ方式の不具合点であったスイッチング期間に 対する零電圧期間の割合である直流電圧利用率の悪化を解決する新しい回路トポロジーと その動作原理を紹介し、その有効性を実験評価している。

第6章では、上記の2石補助共振DCリンクスナバ回路方式を部品点数の少ないV結線 インバータに採用した回路トポロジーを新たに提案し、その動作原理及び実験による動作 確認を紹介している。ここでは、2石補助共振DCリンクスナバ回路によってV結線イン バータのいくつかの問題解決ができ、2石補助共振DCリンクスナバ回路をさらにシンプ ルにすることを紹介している。

第7章の結論では、本研究で得られた結果より、今までにない新しい応用として2石補助共振DCリンクスナバ方式の三相PWMインバータを系統連系新エネルギー利用分散型 電源に利用することが有効であることを考察している。

#### 参考文献

- [1] 柏木:「分散型電源システムの最新動向と将来展望(分散型発電システムの現状と今後の展望)」、NTS, Vo. 1-1, pp5-15(2001-9)
- [2] 岡土:「分散型電源システムの最新動向と将来展望(分散型電源におけるインバータお

よび系統連系技術)」、NTS, Vo. 3-2, pp457-512(2001-9)

- [3] 清水:「インバータのノイズ特性(2)」、平成12年電気学会全国大会講演論文集、Vol 4-S22-8, pp1838-1841
- [4] 伊瀬:「DC/AC変換における回路方式と課題」、平成14年電気学会全国大会講演論文 集 Vol 4-S20-5, pp. 485-487
- [5] 安常、中岡「新世代三相電圧型 ZVS-PWM インバータ・コンバータ用の共振 DC リンク 回路トポロジーと特性評価」、パワーエレクトロニクス研究会論文誌、Vol.21, No.2, pp68-77(1996-2)
- [6] 鈴木、飯野、木暮、高田、田中:「ソフトスイッチング高効率整流器」、Origin Technical Journal, No. 60, pp. 5–12, (1997)

## **第**2章

# 新エネルギーインターフェイスと高周波ス イッチング電力変換

#### 2.1 緒言

新エネルギーは太陽電池をはじめ、燃料電池は直流電力を発電する。このため、そのま まの電力を使用することは難しい。よって、パワー半導体デバイスを用いた高周波スイッ チングインバータにより交流電力に電力変換することが一般的である。また、マイクロガ スタービンや小型の風力発電などは交流電力を発電するものの、商用系統周波数と違う周 波数を発電する。このため、高周波スイッチング整流器により一度直流電力に電力変換し、 前記のように、その直流電力を高周波スイッチングインバータにて交流電力に電力変換す ることが一般的である。このような電力変換により新エネルギーインターフェイスに高周 波スイッチング電力変換装置が利用されている。

本章では、この高周波スイッチングを行う電力変換装置に求められている問題を述べ、ソ フトスイッチング技術によってこれを解決する見解を述べている。さらにソフトスイッチ ング技術を分類し、新しく提案する補助共振 DC リンクスナバ回路を小中容量の分散型発 電に使用される新エネルギーインターフェイスとしての電力変換装置に利用した場合のメ リットを明らかにしている。

#### 2.2 高周波スイッチングとメリットデメリット

以前、直流交流電力変換器いわゆるインバータは数kHz程度の低周波スイッチングで動 作させていた。この場合、次の3つのデメリットがある。1:スイッチング周波数が可聴領域 に入るため不快な音が聞こえる。2:リアクトルやコンデンサなどのパッシブ素子が大型化す るため装置外形が大きくなり、高コストとなる。3:交流の正弦波波形生成が粗くなり波形歪 みが大きい。そこで、最近では数十kHz程度の高周波スイッチングにて動作させ、これら 3つのデメリットを改善している。しかし近年、高速なスイッチングが可能になったため に実現した高周波スイッチングでは、他の2つのデメリットが現れてきている。これらが 以下に紹介するスイッチングノイズの増加とスイッチング損失の増加である。

#### 2.2.1 高周波スイッチングによるスイッチングノイズ増加

図3に簡単な漏洩電流の経路図を示す。電力変換器にパワー半導体デバイスの高速なス イッチングに伴い、端子電圧が急峻に変化するため、高周波の電流いわゆる高周波漏洩電 流がデバイスとフィン間の浮遊容量などを返して増加する。これにより入力の給電線や負 荷の対地間静電容量と対地を経由して増加した高周波漏洩電流が流れ、その経路にある微 弱な信号線に対して伝導性ノイズ障害を誘発することが知られている。また、この高周波 漏洩電流により装置外部に放射する放射ノイズは、無線信号などの障害を誘発することが 知られている。[20] 現状の一般的な対策としては、入出力にEMI用フィルタを構成して対 策しているが、コストアップ、スペース増加、フィルタ導通損失発生などもありデメリット も多い。このため、パッシブ回路やアクティブ回路にて減らす方法は提案[21] されている。 これらの方法は有効であるが、本論文ではスイッチング時にできるだけ電圧電流の振動を 起こさないように、緩やかにスイッチングすることによってノイズを源から無くす方法を 検討している。



Fig. 3 Current ?ow loop of Leakage current

#### 2.2.2 高周波スイッチングによるスイッチング損失の増加

図4に一般的な高周波スイッチングであるハードスイッチング波形を示す。このハードス イッチング方式ではスイッチング時に電流をパワー半導体デバイスにて切るため、半導体 スイッチにかかる電圧とこの電流がクロスする。この電圧と電流のクロスする部分にスイッ チング損失が現れ装置の電力損失を増やす問題がある。さらに高周波スイッチングにてス イッチング回数が増えるとこのスイッチング損失も比例的に増加することになる。このス イッチング損失は熱として発生するため放熱部が大きくなり装置外形が大きくなるデメリッ トを持つ。さらに新エネルギーインターフェイスとしては大きな問題である効率を悪化さ せる原因となる。



Fig. 4 Waveform Model of Hard Switching

#### 2.3 ソフトスイッチング技術について

前記のように高周波で動作させるハードスイッチング方式では新しい問題が存在する。こ れらを解決するために考えられている方式がソフトスイッチング方式である。このソフト スイッチング方式とは高速スイッチングにもかかわらず電圧電流の変化を緩やかにしスイッ チングノイズを減らす効果があり、さらに電圧電流のクロスする部分、いわゆるスイッチ ング損失を低減する効果がある。しかしながら、追加された補助共振 D C リンクスナバ回路 内での損失も存在するため、実際には効率を改善できない例も多い[16]。これらをふまえて もソフトスイッチング方式は効率を改善できる可能性が高いため、新エネルギーインター フェイスとしては注目すべき技術である。

#### 2.3.1 原理

図5にソフトスイッチング波形を示す。ソフトスイッチング方式はスイッチ端子電圧が零 の部分スイッチングを行う零電圧スイッチング及び、電流が零の部分でスイッチングをする 零電流スイッチングを行う方式である。図のターンオン部ではリアクトルとコンデンサを 用いた共振現状を発生させスイッチ端子電圧を共振的に減衰させ電圧の急峻な変化を抑制 する零電圧及び零電流スイッチングにしている。図のターンオフ部ではスナバコンデンサ によりスイッチ端子電圧の傾きを緩やかにすることで零電圧スイッチングにしている。こ のように、前述のようなハードスイッチングと違い零電圧、零電流スイッチングによって、 スイッチングノイズを減らすことができ、さらにスイッチ端子電圧と電流のクロスする部 分であるスイッチング損失も減らすことができる。次に代表的な3つのソフトスイッチング 3 相電圧形インバータを紹介する。補助共振 D C リンク (A R D C L: A uxiliary Resonant D C Link) 方式と補助共振 A C リンク (A R A C L: A uxiliary Resonant A C Link) 方式及び、補助共 振レッグリンク (A R L L: A uxiliary Resonant Leg Link) 方式である。



#### 2.3.2 補助共振 D C リンクスナバ方式

図6に補助共振 DC リンクスナバ方式3相電圧形インバータの回路構成を示す。補助共振 DC リンクスナバ回路方式には幾つかの方式が提案されている[1]-[5]。多くの方式は補助共 振 DC リンクスナバ回路にスイッチを3つ使用しているが、ここでは提案する2つのスイッ チで構成される補助共振 DC リンクスナバ回路を示す。回路構成はフルブリッジで構成さ れる3相電圧形インバータに補助共振 DC リンクスナバ回路を付加した構成となっている。 補助共振 DC リンクスナバ回路は、転流動作を開始する転流スイッチと、直流コンデンサ 切離し用の補助スイッチ、直流コンデンサ電圧の1/2 電圧を作る補助コンデンサ、転流リア クトルで構成されている。インバータ各主スイッチには、それぞれ並列に共振用スナバコ ンデンサを付加している。動作原理は、主スイッチがスイッチングする時に補助共振 DC リ ンクスナバ回路を利用して DC バスライン電圧 (DC リンク電圧)を零電圧にし、主スイッチ を零電圧スイッチングさせる原理となっている。本方式のメリットとしては補助共振 DC リ ンクスナバ回路がシンプルであることと、DC リンク電圧を零電圧にするため3相スイッチ ングを一括して零電圧スイッチングすることにより、補助共振 DC リンクスナバ回路動作回 数を減らすことができるため、補助共振 DC リンクスナバ回路内損失を低減することがで きる。デメリットとしては、補助スイッチが大きな電流の流れるインバータの DC バスラ インに接続されるため、ここでの半導体デバイス導通損失が大きくなる。このため補助ス イッチが大型のデバイスを使用する必要があり、寄生インダクタンスが大きくなってしま う。この寄生インダクタンスによりスイッチングに電圧電流の振動を大きくもたらし大容 量化は難しく小中容量においてメリットを生かせる。



図 7 ARDCL 方式 3 相電圧形インバータスイッチング波形 Fig. 7 Waveform of ARDCL Snubber Three-Phase inverter

#### 2.3.3 補助共振 AC リンクスナバ方式

図8に補助共振ACリンクスナバ方式3相電圧形インバータの回路構成を示す。補助共振ACリンク回路方式にも幾つかの方式が提案されている<sup>[6]?[11]</sup>。ここではもっとも一般的な補助共振ACリンク回路を示す。回路構成はフルブリッジで構成される3相電圧形インバータの各相の線間に補助共振ACリンク回路を付加した構成となっている。補助共振ACリン

ク回路は、2つの転流スイッチと、転流リアクトルで構成される回路を各相の線間に接続 される。インバータ各主スイッチには、それぞれ並列に共振用スナバコンデンサを付加し ている。

動作原理は、主スイッチがスイッチングする時に補助共振ACリンク回路を利用して各相のACリンク電圧を零電圧か直流電圧にし、主スイッチを零電圧スイッチングさせる原理となっている。

本方式のメリットは補助共振 DC リンクスナバ回路と比較して、スイッチの導通損失が 少ないためここでの損失が小さいため大容量も可能である。しかし、デメリットとしては PWM スイッチングベクトルパターンに制約がでる上に、スイッチが6つと転流リアクトル が3つと部品点数が多く高コストとなり、小中容量での実現は難しい。



図 8 ARACL 方式 3 相電圧形インバータ Fig. 8 ARACL Snubber Three Phase PWM inverter Circuit



図 9 ARACL 方式 3 相電圧形インバータスイッチング波形 Fig. 9 Switching Waveform of ARACL Snubber Three Phase PWM inverter

#### 2.3.4 補助共振レッグリンクスナバ方式

図10に補助共振レッグリンクスナバ方式3相電圧形インバータの回路構成を示す。補助 共振レッグリンク回路方式にも幾つかの方式が提案されている<sup>[12]?[15]</sup>。ここではもっとも 一般的な補助共振レッグリンク回路を示す。回路構成は直流コンデンサ電圧の1/2電圧を作 る補助コンデンサと、この中点電圧とフルブリッジで構成される3相電圧形インバータの 各相との間に構成される補助共振レッグリンク回路にて構成される。補助共振ACリンク回 路は、ARACL方式と同様に2つの転流スイッチと、転流リアクトルで構成される回路を各 相と中間電圧に接続される。インバータ各主スイッチには、それぞれ並列に共振用スナバ コンデンサを付加している。

動作原理は、主スイッチがスイッチングする時に補助共振レッグリンク回路を利用して 各相個別にACバスライン電圧(DCリンク電圧)を零電圧か直流電圧にし、主スイッチを零 電圧スイッチングさせる原理となっている。

本方式のメリットは補助共振 DC リンクスナバ回路と比較して、スイッチの導通損失が少ないためここでの損失が小さく、補助共振 AC リンク回路と比較して PWM スイッチングベクトルパターンに制約がない。しかし、デメリットとしてはスイッチが6つと転流リアクトルが3つ及び直流コンデンサを2つ必要とし、部品点数が多く高コストとなり、小中容量での実現は難しい。



図 10 A RLL 方式 3 相電圧形インバータ Fig. 10 A RLL Snubber Three Phase P W M inverter Circuit



図 11 ARLL 方式 3 相電圧形インバータスイッチング波形 Fig. 11 ARLL Snubber Three Phase PWM inverter Waveform

#### 2.4 補助共振 D C リンクスナバ回路方式の分類

前述の3つのソフトスイッチング方式の中で、もっとも部品点数が少なくて信頼性があ り、低コスト面でも実用的な補助共振 DC リンクスナバ方式を選び、前述の補助共振 DC リ ンクスナバ回路以外に検討されている3つの方式<sup>[17]?[19]</sup>を紹介する。

#### 2.4.1 各種補助共振 D C リンクスナバ方式の紹介

図12に補助共振 DC リンクスナバ回路 (ブリッジ形) を示す。図13に DC リンク電圧とその拡大図を示す。本回路は補助共振 DC リンクスナバ回路を2つのダイオードと2つスイッチのブリッジで構成するのが特徴である。この回路のメリットは補助共振 DC リンクスナバ 回路内の3つのスイッチの制御がシンプルにでき、さらに零電圧ホールド期間を短く調整することも可能である。デメリットはスイッチが3つとダイオードが2つ必要なため部品 点数が多く、転流する電流が補助共振 DC リンクスナバ回路内の2つの半導体デバイスを 導通するため導通損失が大きくなる。

図14に補助共振 DC リンクスナバ回路(コンデンサ転流形)を示す。本回路は補助共振 DC リンクスナバ回路を3つのスイッチと1つのフィルムコンデンサ及び転流リアクトルで構 成する。この回路のメリットは零電圧ホールド期間を比較的短くでき、部品点数も比較的 少ないことである。デメリットとしては前述と同様に転流する電流が補助共振 DC リンク スナバ回路内の2つの半導体デバイスを導通するため導通損失が大きくなる。

#### 2.4 補助共振 D C リンクスナバ回路方式の分類

図15に補助共振DCリンクスナバ回路(コンデンサ蓄積形)を示す。本回路は補助共振DC リンクスナバ回路を3つのスイッチと1つのフィルムコンデンサと転流リアクトルで構成 し、前述と似ているが、3つのスイッチを直接接続できるため装置をシンプルに構成でき るメリットを持つ。デメリットについては前述と同様である。





図 14 補助共振 D C リンクスナバ回路 (コンデンサ転流形) Fig. 14 R D C L Snubber Three Phase P W M inverter Circuit (Commutation type)



図 15 補助共振 D C リンクスナバ回路(コンデンサ蓄積形) Fig. 15 RDCL Snubber Three Phase P W M inverter Circuit(Charging type)

#### 2.4.2 新エネルギーインターフェイスに最適な補助共振 D C リンクスナバ方式

図16に提案する2石補助共振DCリンクスナバ回路を示す。本回路の2石補助共振DCリ ンクスナバ回路は2つのスイッチと電解コンデンサ及び転流リアクトルで構成される。本 回路は制御が複雑になるものの、部品点数が最も少なく、転流する電流が補助共振DCリン クスナバ回路内の1つの半導体デバイスのみ導通するため導通損失が最も小さいメリット を持つ。さらに、詳細は3章にて紹介するが、この提案する2石補助共振DCリンクスナ バ回路は転流する電流を最小限に抑える転流制御をもっている。これにより2石補助共振 DCリンクスナバ回路内の電流を抑制できるため損失が少ない。さらに、詳細は5章にて紹 介するが、従来の2石補助共振DCリンクスナバ回路で零電圧ホールド期間を短くできな かった問題を解決できる新しい2石補助共振DCリンクスナバ回路も同時に提案している。

前述の3つの補助共振DCリンクスナバ回路と比較しても、提案する回路構成がシンプ ルであること、導通損失が少ないこと及び、零電圧ホールド期間が短いことから、最も実 用的で効率的な方式であると言えるため、新エネルギー分散型電源のインターフェイスと しては最もメリットがある。



図 16 提案する2石補助共振DCリンクスナバ回路 Fig. 16 Proposal Auxiliary Resonant DC Link Snubber Circuit

#### 2.5 結言

本章では新エネルギーインターフェイスとしての高周波スイッチング電力変換装置の問 題を挙げ、ソフトスイッチング技術により解決できる展望を示した。そしてソフトスイッ チング方式の紹介として補助共振 DC リンクスナバ方式と補助共振 AC リンクスナバ方式及 び補助共振レッグリンクスナバ方式があることを紹介し簡単な動作原理を示した。さらに、 小中容量の分散型電源としての新エネルギーインターフェイスには補助共振 DC リンクス ナバ方式がメリットが大きいことを示した。さらに補助共振 DC リンクスナバ方式の中で も、新しく提案する転流電流を最小限に抑える転流制御を持つ方式及び、補助共振 DC リ ンクスナバ回路で零電圧ホールド期間を短くできる補助共振 DC リンクスナバ方式が、数 あるソフトスイッチング方式の中でも小中容量の分散型発電に使われる新エネルギーイン ターフェイスに最も実用的で効率的であることを示した。

以上により本論文で取り扱う補助共振 DC リンクスナバ回路は、高効率と低ノイズを求め られている分散型電源の新エネルギーインターフェイスには有効であるものと考えられる。

#### 参考文献

- M. D. Beller, J. Mahdavi, M. Ehsani, "Apprication of The MCT to Soft-Switched DC-AC Converters", Proceedings of IEEE-IAS, 1997, pp 1029-1033.
- [2] R. W. De Donker, J. P. Lyons, "The auxiliary quasi-resonant DC link inverter" IEEE-TRrans IEEE-PESC, 1991, pp 248-253.
- [3] J. He, N. Mohan, "Zero-voltage-switching PWM inverter for high-frequency DC-AC power converters", IEEE-Trans on IAS, Vol.29, 1993, pp 959-968.

- [4] Y. Chae Jung, G. H. Cho, "Low-loss quasi-parallel resonant DC link inverter with advanced P W M capability", International Journal of Electronics, Vol.81, No.2, 1996, pp 219-234.
- [5] H. Matsuo, K. Iida, K. Harada, "High Power soft switching pwm AC auxiliary power supply system of the electric railway rolling stock and its deadbeat control", Conf. Rec. of IEEE-PESC, 1995, pp 258-263.
- [6] Jih-Sheng Lai, Robert W. Young, George W. Ott, John W. Mckeever, Fang Zheng Peng, "A Delta-Con?gured Auxiliary Resonant Snubber Inverter", IEEE-Transaction on Industry Applications, Vol.32, No.3, pp 518-525.
- [7] Seong-Ryong Lee, "A Control Strategy of the Three-Phase Bridge-type ZVT Inverter for AC Motor Drives", Proceedings of KIPE-ICPE, 1998, pp 529-534.
- [8] Soon Kurl Kwon, Byeong-Mun Song, Lai, "Design Optimization of the ZVT Soft-Switching Inverter for High Power AC Motor Drives", INT. J. EE & IS, Vol.4, No.4, 1999, pp 507-513.
- [9] K. T. Chau, J. M. Yao, C. C. Chan, "A New Soft-Switching Vector Control Approach for Resonant Snubber", INT. J. Electronics, Vol.86, No.1, 1998, pp 101-115.
- [10] R. W. De Doncker, "The Auxiliary Resonant Commutated Pole Converter", IEEE-IAS' Records, 1989, pp 829-834.
- [11] A. Toba, T. Shimizu, G. Kimura, M. Shioya, S. Sano, "Auxiliary Resonant Commutated Pole Inverter using Two Internal Voltage-Points of DC Source", IEEE-Trans Ind Applicat, Vol.45, 1998, pp 200-206.
- [12] F. F. Protiwa, J. Kob, "A 20kVA Auxiliary Resonant Commutated Pole Converter-Design and Practical Experiences", Rec. of IEEE-PESC, 1997, pp 1238-1245.
- [13] H. G. Ceckel, L. Sack and K. Rascher, "FPGA Baced Control of ARCP-Inverter without Additonal Sensors", Rec. of IEEE-APEC, 1997, pp 161-167.
- [14] R. Teichimann, S. Bernet, "Investigation and Comparison of Auxiliary Resonant Commutated Pole Converter Topologies", Rec. of IEEE-PESC, 1998.
- [15] 河端尚他;「電圧共振DCリンクインバーターによる交流電動機の瞬時電流制御について」電気学会全国大会,昭和63年.

- [16] M. Yoshida, E. Hiraki, M. Nakaoka,: "Operating Evaluations of Three-Phase Voltage Source Soft Switching Inverter with A Single Commutation Type Resonant AC Link Snubber" Proceedings of IEE-Japan International Power Electronics Conference (IPEC)-Tokyo 2000, Vol 4, pp. 1755-1759, April, 2000
- [17] Yong C. Jung, Jung G. Cho and Gyu H Cho: [A New Zero Voltage Switching Resonant DC-Link Inverter with Low Voltage Stress], IEEE-IECON, pp. 308-313, 1991
- [18] H. Yonemori, M. Nakaoka, "Three-Phase ZVS-PWM Inverter System with Transformer-Assisted Quasi-Resonant DC Link and its Feasible Comparative Evaluations" Conf. Rec. of IEEE-PESC, 1996, Vol.1, pp 171-176.
- [19] M. Kurokawa, Y. Konishi, M. Nakaoka: "Evaluations of Voltage-Source Soft-Switching Inverter with Single Auxiliary Resonant Snubber" IEE-UK Transactions on Electric Power Applications, IEE-UK Transactions on Electric Power Applications, Vol.148, No.2, pp.207-213, March, 2001
- [20] 清水:「インバータのノイズ特性(2)」、平成12年電気学会全国大会講演論文集、Vol.4-S22-8, pp1838-1841(H12-3)
- [21] 小笠原、張、赤木:「PWMインバータのコモンモード電圧を抑制するアクティブ補償 回路の構成と特性」電気学会論文誌 D,120巻5号,pp.658-665(H12-5)

## **第**3章

# 2石補助共振 D C リンクスナバ回路を用いた た三相電圧形 P W M 整流器・インバータ

#### 3.1 緒言

前章では分散型電源に使用する新エネルギーインターフェイスには高効率・低ノイズが 必要とされており、これらを実現させるためには装置容量的コスト的見地より2石補助共 振DCリンクスナバ方式が有効であることを示した。本章では転流スイッチにより転流電流 を抑制する転流制御を含んだ2石補助共振DCリンクスナバ回路[1]~[12]を提案する。本 回路はインバータと整流器と1つの2石補助共振DCリンクスナバ回路によって構成してお り、部品点数が少ない。さらに転流制御に用いる検出器は一般的な3相インバータ・3相 整流器と同じものを使用できる。回路動作については、インバータ・整流器の6相分の主 スイッチのターンオンを1スイッチング期間の間に同時に行う。このときに共振による零電 圧および零電流スイッチング(ZVS,ZCS)にする。また、ターンオフはスイッチに並列に接 続しているコンデンサにより、零電圧スイッチング(ZVS)にする。

本回路は2石補助共振 D C リンクスナバ回路に使用する転流用スイッチのスイッチタイミ ング制御、いわゆる転流制御が重要である。このため、直流コンデンサ電圧と入出力電流 の値をもとに行う制御により動作させた。これにより、負荷電流が変化しても、転流用ス イッチのタイミングを制御し、全てのスイッチをソフトスイッチングさせることができた。 さらに、上述の動作により、従来のソフトスイッチング方式よりも転流回路動作での損失 が少ない。

インバータ・整流器にて10kWの実験を行った結果、本回路はハードスイッチング回路 に対して伝導性ノイズを約20dB、効率を86.9%から88.7%に改善した。

#### 22 第3章 2石補助共振 D C リンクスナバ回路を用いた三相電圧形 P W M 整流器・インバータ

#### 3.2 回路構成

ソフトスイッチング方式[13]~[15]はが数多くの方式が提案されているが、部品点数が多 くなり複雑なものとなるため実用化が難しい。さらに転流回路の導通損失があるため装置 全体の効率改善が難しい。しかしながら2石補助共振DCリンクスナバ方式は部品点数が 少ない。

図17に提案する2石補助共振DCリンクスナバ回路を用いたAC-AC電力変換回路構成図 を示す。主回路は三相電圧形フルブリッジのインバータと整流器に1つの2石補助共振DC リンクスナバ回路を付加した構成となっている。2石補助共振DCリンクスナバ回路は、転 流動作を開始する転流スイッチ(Q2)、直流コンデンサ切離し用の転流スイッチ(Q1)、直流 コンデンサ電圧の1/2電圧を作る補助コンデンサ(Cf)、転流リアクトル(Lr)で構成されて いる。インバータ・整流器の各主スイッチには、それぞれ並列に共振用コンデンサ(Cr)を 付加している。制御回路は整流器とインバータおよび補助共振DCリンクスナバ回路のゲー ト駆動信号を出力する。検出器は一般的なインバータ・整流器に既存する入出力電流検出 用CTと直流コンデンサ電圧検出器を使用する。



3.3 動作原理

#### 3.3.1 主スイッチの動作原理

図18にスイッチング4周期における1相分の主な動作原理波形を示す。主スイッチのゲート信号はインバータ・コンバータのそれぞれの電圧基準とのこぎり波を比較するPWMによって生成される。のこぎり波は各相の交流電流方向によって正傾斜ののこぎり波もしくは負傾斜ののこぎり波を選択する。図18のように、電圧基準とのこぎり波を比較し前者が大きいときは上側スイッチを導通し、それ以外では下側スイッチを導通するゲート信号を生成する。上記ゲート信号の生成により、電流の流れる各相スイッチのターンオンはのこぎり波のリセットタイミングに集まる。このとき、転流回路を動作させることによりリンク電圧を零に落とし、主スイッチのターンオンをZVS・ZCSにする。この転流回路の動作原理の詳細は次節で述べる。

また、ターンオフは電圧基準で変化するタイミングとなる。ターンオフはスイッチに並 列に接続しているコンデンサ(Cr)によりZVSになる。





#### 24 第3章 2石補助共振 D C リンクスナバ回路を用いた三相電圧形 P W M 整流器・インバータ

#### 3.3.2 **転流回路の動作**原理

転流回路が動作するのこぎり波リセット前後の電流経路と主回路の簡易化および各モー ドの動作を述べる。

<のこぎり波リセット前後>

図19にのこぎり波リセット前、図20にリセット後の電流経路を示す。のこぎり波リセットの前では、図19のように全ての相電流がスイッチのボディーダイオードを介して流れる。交流電流の向きが図のような場合、ダイオードに流れるスイッチ電流の総和(Ilink)は ir + iv + iw (= ir ? iu)となる。この状態から、のこぎり波リセットにより全相のスイッチングを行うと、図20のように全てのスイッチを介して流れる。スイッチ電流の総和(Ilink)は?iu?is?it(=?ir+iu)となる。このように、のこぎり波リセット前後のスイッチ電流の総和(Ilink)は符号を反転させたものとなる。



図 19 のこぎり波リセット前の電流経路 Fig. 19 Current ?ow loop before the saw tooth carrier wave reset time.



図 20 のこぎり波リセット後の電流経路 Fig. 20 Current ?ow loop after the saw tooth carrier wave reset time.

<主回路の簡易化>

転流回路が動作するのこぎり波リセットでは、回路動作が複雑であるため、簡易化した 図21の回路で説明する。直流コンデンサCdcとCfは直流電圧源(Vdc,Vcf)に置き換えた。 転流時に動作する共振用コンデンサは各相の電流が流れないスイッチに接続されているコ ンデンサ(Cr)の6相分である。これらを1つのコンデンサ(C)に置き換えた。主スイッチ のボディーダイオードは1つのダイオード(D)に置き換えた。スイッチ電流の総和である 系統側および負荷側の電流は電流源(Ilink)と置き換えた。また、転流回路に流れ込む電流 をリンク電流と呼ぶ。転流リアクトル(Lr)のインダクタンスは、系統側や負荷側のインダ クタンスに比べ十分に小さい。このため、系統側と負荷側の電流は、転流回路が動作して いる期間において、ほとんど変化しない。のこぎり波リセット前後のスイッチ電流の総和 (Ilink)は、前節で示した通り電流の符号が反転する。

<各モードの動作>

図22に転流回路動作時の信号波形と動作波形、図23にこのときの動作遷移図をそれぞれ 示す。Q1およびQ2のゲート信号はTa,Tb指令値とのこぎり波を比較することにより図22 のように生成する。Ta,Tb指令値の生成については4章で述べる。以下に動作遷移図にした がって説明を行う。

◆ Mode0:直流電圧源回生モード

この ModeO は転流動作前の定常状態である。リンク電流は Ilink-Dq1-V dc-Ilink のループ に流れ直流電圧源 V dc に回生する。

◆ Model:転流開始モード

Mode0よりTa指令値によって決まるタイミングでQ2をターンオン、Q1をターンオフするとMode1に移る。このとき、Q2のターンオンはLrによって電流の立上りが抑制されるためZCSになる。Q1のターンオフはZVS,ZCSになる。Lrには(Vdc-Vcf)の端子電圧が印加され、Ilink-Dq1-Vdc-Ilinkのループに流れていた電流は、Ilink-Lr-Q2-Vcf-Ilinkのループへ(Vdc-Vcf)/Lrの傾きで推移する。

◆ Mode2:共振モード

Model より Dq1 の電流が零になって Dq1 が逆回復すると Mode2 に移る。C-Lr-Q2-Vcf-C の電流ループが形成され共振動作を開始する。C の端子電圧(リンク電圧)は共振的に減少 し零まで落ちる。

◆ Mode3:リンク電圧を零に維持するモード

Mode2でリンク電圧が零になるタイミングで、主スイッチのターンオンをZVS,ZCSする と Mode3に移る。前節で述べた通り、のこぎり波のリセットでIlinkの符号が反転する。リ ンク電圧は D が導通しているため零を維持する。このため、Lr に-Vcf の端子電圧が印加さ れ、D-Lr-Q2-Vcf-D のループに流れるリンク電流は-Vcf/Lr の傾きで減少する。

◆ Mode4:リンク電圧を零に維持するモード

Mode3よりQ2の電流が零になりDq2が導通するとMode4に移る。Dの導通によるリン
<u>26 第3章 2石補助共振 D C リンクスナバ回路を用いた三相電圧形 P W M 整流器・インバータ</u> ク電圧の零が続くため、リンク電流は link-V cf-D q2-Lr-link のループに流れ、M ode3 と同 様に-V cf/Lr の傾きで減少する。

◆ Mode5:共振モード

Mode4よりDの電流が零になりDが逆回復するとMode5に移る。すると、C-Vcf-Dq2-Lr-Cの電流ループが形成され共振動作を開始する。Cの電圧(リンク電圧)は共振的に増加 しVdcまで上昇する。

◆ Mode6:Lrのエネルギー回生モード

Mode5よりリンク電圧がVdcになるタイミングでQ1をターンオン、Q2をターンオフするとMode6に移る。このとき、Q1の端子電圧は零であるためQ1のターンオンはZVS,ZCSになる。さらにQ2のターンオフもZVS,ZCSになる。Ilink-Vcf-Dq2-Lr-Ilinkのループに流れる電流はIlink-Vdc-Q1-Ilinkのループへ徐々に推移する。

◆ Mode7:直流電圧源供給モード

Mode6より Dq2の電流が零になって Dq2 が逆回復すると Mode7 に移る。この Mode7 は 転流動作後の定常状態である。リンク電流は Vdc-Q1-Ilink-Vdc のループに流れ負荷に電力 を供給する。



図 21 補助共振 D C リンク回路の簡易回路 Fig. 21 Simpli?ed auxiliary resonant D C link snubber using two-switch topology.







Fig. 23 Operation mode transient states and equivalent circuit for the operation modes

### 28 第3章 2石補助共振 D C リンクスナバ回路を用いた三相電圧形 P W M 整流器・インバータ

## 3.4 **転流制御原理**

本回路は前節の Ta, Tb 指令値で決められる転流スイッチ(Q1, Q2)のスイッチタイミング が重要である。これらの転流スイッチを動作させるために、直流コンデンサ電圧と入出力 電流の検出値をもとに PWM制御した。この制御原理を紹介する。

図24に Model~6のLrの電流とリンク電圧の動作原理波形を示す。図25に商用電流を示 す。この制御には図に示す Ta, Tbの期間が重要である。これらの期間はLr電流増減期間(Tl) と共振期間(Tr)に分けられる。すべての期間におけるスイッチ電流の総和(Ilink)は図19、 図20及び図25より(3.1)式で示される。Model, 3, 4, 6のLrにV dc=2電圧がかかり、Lrの電流 が直線的に Ilink に達するまでの期間であるLr電流増減期間(Tl)は(3.2)式となる。Mode2, 5 のLrとCの共振期間(Tr)は共振周波数の半周期であるため(3.3)式となる。cnらの式と 図24より、Ta, Tbは(3.4)式,(3.5)式とした。PWMに使用するTa指令値はTaとのこぎり波 の高さ(h)およびスイッチング周期(Ts)により(3.6)式とした。Tb指令値も同様に(3.7)式 とした。これらの指令値により前節にあるように転流スイッチタイミングを生成した。





Fig. 25 Input & Output current & Ilink

## 3.5 電圧電流振動防止対策

図26に2石補助共振DCリンクスナバ回路内の補助スイッチ電圧電流振動防止用のクラ ンプ回路を示す。ソフトスイッチング方式おいても共振回路にて電圧電流振動などを起こ すとノイズが増加してしまうこともある。このため、振動の発生し易い補助スイッチにク ランプ回路を構成した。図27に補助スイッチの逆並列ダイオードが逆回復を起こした時の 電圧電流振動波形とクランプ回路で対策を行ったときのシミュレーション波形を示す。補 助スイッチ逆並列ダイオードの逆回復電流によって起こる電圧電流振動をクランプ回路の 働きによって防止できることがわかる。



Fig. 27 Simulation of ARDCL Snubber Clamp Circuit

## 3.6 実験結果

## 3.6 実験結果

## 3.6.1 主回路構成

図28に実験に使用した主回路図を示す。装置定格は入出力電圧をAC200V, 直流コンデンサ電圧を400V, 定格容量10kVAとし、スイッチング周波数は16kHzとした。転流リアクトル(Lr)と共振コンデンサ(Cr)の値は定格時にリンク電圧が零電圧の期間をスイッチング周期の10%とする値とした。転流スイッチ(Q2)にはダイオードのリカバリ電流による 過電圧および電圧電流の振動を抑制するためのクランプ回路を付加してある。制御回路はDSP(TMS320C25)とロジックIC(XC3090A)により構成している。整流器・インバータおよび転流回路の周辺の回路では、入出力にスイッチング周波数のリプルを低減するためLin, Cin, Tout, Coutが接続している。さらに、入出力にはノイズ除去用のEMIフィルタを接続している。これらは比較対象とするハードスイッチング回路にも同様である。



## 32 第3章 2石補助共振 D C リンクスナバ回路を用いた三相電圧形 P W M 整流器・インバータ

## 3.6.2 **主回路の構造**

図29に実験に使用した装置の写真、図30に装置の中に収納されている主回路の写真を 示す。装置定格は入出力電圧を3 φ A C200V, 直流電圧を400V, 定格容量10kVA とし、スイ ッチング周波数は16kHz とした。入出力にスイッチング周波数のリプルを低減するため Lin, Cin, Tout, Cout が接続している。さらに、装置の背面にはノイズ除去用のEMIフィル タを接続している。これらは比較対象とするハードスイッチング回路にも同様である。三 相のインバータ・整流器のスイッチを並べ、その間に転流スイッチ(Q1)、右側に転流スイッ チ(Q2) と転流リアクトルを配置している。P-N のバスバーは絶縁板を挟み密着させて寄生 インダクタンスをできるだけ含まない構造にしている。



Fig. 29 Actual photograph of main three-phase power conversion circuit system with a single two-switch ARDCL snubber.



図 30 システム全体の写真 Fig. 30 Actual photograph of total system

## 34 第3章 2石補助共振 D C リンクスナバ回路を用いた三相電圧形 P W M 整流器・インバータ

## 3.6.3 動作確認

図31に負荷を変化させた時のリンク電圧とLrの電流を示す。Lrの電流とリンク零電圧期 間は負荷の大きさによって変化しており、転流制御が行われていることが確認できる。前 章でシミュレーションによる動作確認したクランプ回路の作用によってノイズの原因とな る電圧電流振動を抑制している。

図32の(a)と(b)に実験によるスイッチング波形を示す。主スイッチのターンオンは、端 子電圧が転流動作により正弦波状に零電圧となりZVS,ZCSになった。また、ターンオフは スイッチに接続してあるCrにより電圧の傾きが緩やかになりZVSになった。これらによ り、スイッチング損失とノイズの改善を期待できる。

図33に入力電流波形と出力線間電圧波形を示す。入力電流、出力線間電圧はともに正弦 波となり、従来と同様のPWM制御が行われていることを確認できる。



図 31 リンク電圧とLrの電流 Fig. 31 DC link voltage and resonant inductor current.



図 32 ソフトスイッチング波形 Fig. 32 Soft Switching waveform



Fig. 33 Utility-AC side input line current and output of line voltage waveforms.

## 3.6.4 実測効率比較

図34に本回路とハードスイッチング回路との効率比較を示す。比較の結果、軽負荷時では、ハードスイッチング回路のスイッチング損失よりも本回路の転流回路での損失が大きくなったため、効率改善できなかった。しかし、負荷容量5kW付近から効率は改善され、 定格負荷時に88.7%となり、ハードスイッチング回路の86.9%より1.8%効率改善した。



## 3.6.5 ノイズ比較

図35に本ソフトスイッチング回路とハードスイッチング回路との伝導性ノイズを示す。測 定周波数帯域は10kHzから30MHzまで計測した。全体的に伝導性ノイズは減っている。と くに高周波帯域である0.5MHz~10MHz付近で改善効果が大きい。この範囲において、本ソ フトスイッチング回路の伝導性ノイズは、ハードスイッチング回路のそれに対して約20dB 低減した。図36にEMIフィルタを外した時の伝導性ノイズを示す。ハードスイッチング回 路及びソフトスイッチング回路のどちらのノイズともEMIフィルタを構成した時より20dB ほど増えていることが分かる。つまり高周波帯域において、EMIフィルタを外したソフト スイッチング回路では、EMIフィルタを構成したハードスイッチング回路とほぼ同等のノ イズレベルとなることが分かる。





38 第3章 2石補助共振 D C リンクスナバ回路を用いた三相電圧形 P W M 整流器・インバータ

## 3.7 考察

## 3.7 考察

## 3.7.1 損失解析

図37に本回路、ハードスイッチング回路の損失分布解析結果を示す。どちらの解析も、実験と同様の条件で行った。本回路の解析では全てのIGBTのスイッチング損失を零と仮定し、損失の算出はIGBTとフリーボディーダイオードでの導通損失のみとした。出力トランスと入力リアクトルの損失はハードスイッチング回路と同じとした。

解析の結果、本回路はインバータ・整流器での損失が減り、転流用スイッチ(Q1,Q2)の損 失が加算された。また、本回路の全てのスイッチ素子損失はハードスイッチング回路のそれ の70.7%になる。理論上の総損失は、本回路は933W(効率90.7%)となり、ハードスイッチン グ回路は1102W(効率89.0%)となった。本回路の損失は169W(効率1.69%)改善できること になる。実験結果と比較すると、実験効率は1.8%改善したのに対して、解析効率は1.69%の 改善と、ほぼ同様の改善結果となった。この結果により、実験効率は妥当な値と言える。



図 37 損失解析 Fig. 37 Loss analysis

### 40 第3章 2石補助共振 D C リンクスナバ回路を用いた三相電圧形 P W M 整流器・インバータ

## 3.8 3石補助共振 D C リンクスナバ方式の検討

三相インバータと整流器と1つの2石補助共振DCリンクスナバ回路によって構成するタ イプのシステムとして3石補助共振DCリンクスナバ方式[3]の検討も行っている。この回 路のメリットとしては3石補助共振DCリンクスナバ回路のパワー半導体デバイスのオンオ フタイミングを負荷電流によって調整する必要がなく制御がシンプルになる。しかしなが ら3石補助共振DCリンクスナバ回路にパワー半導体デバイスを3つ使用する。

## 3.8.1 回路構成

図38に提案する3石補助共振DCリンクスナバ回路を用いたAC-AC電力変換回路構成 図を示す。システムは2石補助共振DCリンクスナバ方式の場合と同じく三相電圧形フル ブリッジのインバータと整流器に1つの3石補助共振DCリンクスナバ回路を付加した構 成となっている。3石補助共振DCリンクスナバ回路は、転流動作を開始する転流スイッチ (Q2,Q3)、直流コンデンサ切離し用の転流スイッチ(Q1)、転流リアクトル(Lr)で構成され ている。また、2石補助共振DCリンクスナバ方式との違いは転流スイッチ(Q2,Q3)のオン オフタイミングである。3石補助共振DCリンクスナバ方式の転流スイッチは負荷電流にか かわらず固定タイミングにて動作させるため、制御が簡単であるメリットをもつ。他の構 成は2石補助共振DCリンクスナバ方式と同様である。



Three-Switch ARDCL Snubber Circuit

## 3.8.2 実験結果

図39に3石補助共振DCリンクスナバ回路とハードスイッチング回路及び2石補助共振 DCリンクスナバ回路の効率比較を示す。比較の結果、軽負荷時では、ハードスイッチング 回路のスイッチング損失よりも2石,3石補助共振DCリンクスナバ回路の転流回路での損失 が大きくなったため、効率改善できなかった。しかし、負荷容量6kW付近から効率改善さ れ、定格負荷時に87.9%となり、ハードスイッチング回路の86.9%より1.0%効率改善した。 しかし、2石補助共振DCリンクスナバ方式の88.7%の方が高効率である結果となった。



図40に3石補助共振DCリンクスナバ回路とハードスイッチング回路との伝導性ノイズ を示す。測定周波数帯域は10kHzから30MHzまで計測した。2石補助共振DCリンクスナ バ方式と同様に500kHz以上の周波数領域で低減効果が得られ、最大約20dB µ V の改善が 達成された。



## 3.8.3 まとめ

3石補助共振 DC リンクスナバ方式では転流スイッチ(Q2,Q3)のオンオフタイミングを 固定でき、制御が簡単であるメリットをもつ。そして伝導性ノイズ試験結果より低ノイズ である。しかし、パワー半導体デバイスを3つと部品構成要素が多く、効率は2石補助共 振 DC リンクスナバ方式より低くなった。これらをふまえると2石補助共振 DC リンクスナ バ方式の方が新エネルギーインターフェイスにおいて優位な方式であると言える。

## 3.9 結言

2石補助共振DCリンクスナバ回路を用いた三相電圧形PWMインバータ・整流器を提案 によって、全てのスイッチを軽負荷から定格負荷の範囲にてソフトスイッチングさせるこ とができた。

提案する転流制御の動作原理を明らかにすることで従来方式には無かった転流電流の入 出力電流の大きさによるタイミング制御を行うことができ、転流電流を最小限の大きさに 制御できることを証明し、この動作を実験により確認した。さらに、提案方式とハードス イッチング方式との実測効率比較を行った結果、効率を86.9%から88.7%に改善できること を実験により確認した。また、提案方式とハードスイッチング方式との伝導性ノイズ比較 を行った結果、伝導性ノイズを約20dB 低減できることを実験により確認した。

また、本回路は他のソフトスイッチング方式よりも部品点数が少ない。さらに、主スイッ チ損失を半分近く減らすことができるため、このスイッチとフィンなどの冷却装置を小型 化できる。このようなメリットがあり本回路の実用性は高い。今回の実験装置には、ハー ドスイッチングとの比較のためスイッチに高速なIGBTを使用している。本回路方式は全 てのスイッチがソフトスイッチングするので共振用の低飽和形のIGBTを使用すれば、更 なる効率改善を期待できるため、新エネルギーインターフェイスとして使用した場合の有 効性は大きい。

本回路は、整流器とインバータにて構成される AC-AC 電力変換システムであるため、マ イクロガスタービンおよび風力発電装置などの新エネルギーインターフェイスにはそのま ま高効率システムとして使用できる。また、このインバータ部を使用すれば燃料電池発電 および太陽光発電用のインターフェイスである DC-AC 電力変換システムとして使用可能で ある。

### 44 第3章 2石補助共振 D C リンクスナバ回路を用いた三相電圧形 P W M 整流器・インバータ

## 主要記号一覧

- Q1: 直流コンデンサ切離し用の転流スイッチ
- Q2: 転流動作を開始する転流スイッチ
- Cf: 直流コンデンサ電圧の1/2電圧を作る補助コンデンサ
- Lr:転流リアクトル
- Cr: 共振用コンデンサ
- Ilink: スイッチ電流の総和
- ir:整流器R相電流
- is:整流器S相電流
- it:整流器T相電流
- iu:インバータU相電流
- iv:インバータ V 相電流
- iw:インバータ W 相電流
- Cdc: 直流コンデンサ
- V dc: 直流電圧源
- V cf : 直流電圧源
- C: 共振コンデンサの総和
- D: 主スイッチのボディーダイオードの総和
- Ta: Q1, Q2 スイッチ指令値
- Tb: Q1, Q2スイッチ指令値
- T1:Lr 電流増減期間
- Tr:共振期間

h:こぎり波の高さ

- Ts:スイッチング周期
- Lin:整流器用スイッチング周波数除去用リアクトル
- Cin:整流器用スイッチング周波数除去用コンデンサ
- Tout: 商用三相絶縁トランス
- Cout:インバータ用スイッチング周波数除去用コンデンサ
- Q3:3石補助共振DCリンク用転流スイッチ

## 参考文献

- [1] 長井 真一郎, 佐藤 伸二, 伊東 洋一, 森田 浩一:「高効率、低ノイズDCリンク共振三相 インバータと転流制御」, 電気学会論文誌 D Vol 120-D, No.3, pp.417-422(平成12年3 月)
- [2] Shinichiro Nagai, Shinji Sato, Tarek Ahmed and Mutsuo Nakaoka:「Two-Switch Auxiliary Resonant DC Link Snubber-Assisted Three-Phase Soft Switching PW M Sinewave Power Conversion System with Minimized Commutation Power Losses」, Journal of Power Electronics (KIPE) Vol.3-A, No.4, pp.249-258(平成15年10月)
- [3] 佐藤 伸二, 長井 真一郎, 山本 真義, エムディ ルコヌッザマン, 中岡 睦雄:「一括共振 D C リンクスナバを持つ高効率・低ノイズ三相ソフトスイッチングダブル P W M コンバー タシステム」, 電気学会論文誌 D Vol.124-D, No.1, pp54-61(平成 16 年 1 月)
- [4] 長井 真一郎, 佐藤 伸二:「低ノイズ・高効率三相 P W M インバータ・整流器の開発」, 電磁環境工学情報 E M C, No. 176, pp20-26(平成14年12月)
- [5] Shinichiro Nagai, Shinji Sato, Masayoshi Yamamoto, Mutsuo Nakaoka: Noise Evaluation, Two Switch Resonant DC Link-Assisted Double Converter System and Commutation Control to Improve Loss J, Proceedings of Industrial Electronics Society (IES). Industrial Electronics Conference-2002 (November: 2002)
- [6] 長井 真一郎, 佐藤 伸二, 伊東 洋一, 森田 浩一:「高速な検出器を必要としない高効率共振 DC リンク三相インバータ」, 電気学会全国大会講演論文集 Vol.4, 805, p.129(平成 11年3月)

- [7] 長井 真一郎, 佐藤 伸二, 伊東 洋一, 森田 浩一:「高効率、低ノイズDCリンク共振三相 インバータと転流制御」, 電気学会産業応用部門全国大会講演論文集, Vol.2, No.178, pp.7-12(平成11年8月)
- [8] 佐藤 伸二, 長井 真一郎, 森田 浩一:「高効率部分共振 D C リンク変換器」, 電気学会全国 大会講演論文集, Vol.4, 4-S22-3, pp.1818-1821(平成 12 年 3 月)
- [9] 長井 真一郎:「共振形電力変換技術によるノイズ対策」, EMCフォーラム運営委員会「パ ワエレシステムの低周波・高周波 EMCとその対策」(平成14年6月)
- [10] 長井 真一郎, 森田 浩一, 佐藤 伸二:「電力変換装置 (共振 D C リンクソフトスイッチングの回路と制御に関する特許)」, 特開 2000-262066, 特願平 11-60176 (1999/3/8)
- [11] 佐藤 伸二, 森田 浩一, 長井 真一郎:「電力変換装置 (共振 D C リンクソフトスイッチングの回路に関する特許)」, 特開 2000-262067, 特願平 11-60417 (1999/3/8)
- [12] 佐藤 伸二, 長井 真一郎:「電力変換装置 (共振 D C リンクソフトスイッチングの制御に 関する特許)」, 特開 2000-341965, 特願平11-144269(1999/5/25)
- [13] R. W. De Doncker 「The Auxiliary Resonant Commuttated Pole Converter」, IEEE IAS Annual Meeting Records, pp.829-834, Oct.1989
- [14] J.S.Lai, R. W. Young, G. W. Ott, Jr., J. W. Mckeever, F.Z. Peng: "A Delta-Con?gured Auxiliary Resonant Snubber Inverter" Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC), Vol.2, pp. 797-803, March, 1995
- [15] Luigi Malesani, Paolo Tenti: 「High E?ciency Quasi-Resonant DC Link Three-Phase Power Inverter for Full-Range PW M J IEEE Trans. on Ind. Appli., Vol.31, No.1, pp. 141-147, 1995

## **第**4章

# 2石補助共振 D C リンクスナバ方式イン バータと補助共振レッグリンク方式整流器

## 4.1 緒言

前章では2石補助共振DCリンクスナバ回路を用いた三相電圧形インバータ・整流器の 評価を10kVAのシステムによって評価した。本章では提案する2石補助共振DCリンクス ナバ回路の応用例として三相正弦波インバータシステムにて大容量化した場合のハードス イッチング方式との比較・評価を実験検討により行っている。[1]~[9]

本回路はインバータにARDCL 方式、整流器にARCP 方式とそれぞれ個別の転流回路を 構成した。また、主スイッチと転流スイッチに無損失のクランプ回路を構成した。これによ りスイッチにかかる過電圧過電流を抑制できる。これらのソフトスイッチング方式は、従 来[13]~[15]と比べても部品点数が少ない。さらに、転流制御に用いる検出器は一般的な3 相インバータ・3相整流器と同じものを使用でき、検出器の追加もない。

回路動作の特徴として、インバータと整流器の各主スイッチのターンオンを1スイッチン グ期間の間に同時に行う。このターンオンは共振により零電圧および零電流スイッチング (ZVS,ZCS)にする。また、ターンオフはスイッチに並列に接続しているコンデンサにより、 零電圧スイッチング(ZVS)にする。本回路は転流回路に使用する転流スイッチのスイッチ タイミングが重要である。このため、インバータの転流回路は直流コンデンサ電圧と出力 電流をもとにタイミングを制御する前章にて紹介した転流制御[1]により動作させた。整流 器も同様に直流コンデンサ電圧と入力電流をもとに転流制御[8]を行った。これにより、負 荷の大きさに応じて転流スイッチのタイミングを制御し、全てのスイッチをソフトスイッ チングさせる。さらに、上述の動作により、従来のソフトスイッチング方式[13]~[15]より も転流回路の損失が少ない。

インバータと整流器のシステムにて50kWの実験を行った結果、本回路はハードスイッ

## <u>48</u> 第4章 2石補助共振 D C リンクスナバ方式インバータと補助共振レッグリンク方式整流器 チング回路に対して10 M Hz 以下の伝導性ノイズが約5dB、効率を88.5%から90.5%に改善 した。

## 4.2 回路構成

図41に提案する回路構成図を示す。主回路は三相フルブリッジのインバータと整流器に それぞれ個別の転流回路を付加した構成となっている。また、インバータと整流器の各主 スイッチには、それぞれ並列に共振用コンデンサ(Cr)を構成している。インバータと整流 器の接続は直流コンデンサ(Cdc)で行う。

インバータの転流回路は、提案する2石補助共振DCリンクスナバ方式であり、転流動作 を開始する転流スイッチ(Q4)、直流コンデンサ切離し用の転流スイッチ(Q3)、直流コンデ ンサ電圧の1/2電圧を作る補助コンデンサ(Cf)および転流リアクトル(Lr)で構成する。

整流器の転流回路は、補助共振レッグリンクスナバ方式であり、ACリンクに接続された ダイオードブリッジ(D1-6)、転流リアクトル(Lrp,Lrn)、転流スイッチ(Q1,2)、および直流 コンデンサ電圧の1/2 電圧を作る補助コンデンサ(Cfp,Cfn)で構成される。

制御回路はインバータと整流器およびそれぞれの転流回路を構成するスイッチのゲート 信号を出力する。検出器は一般的なインバータと整流器に既存する入出力電流検出用 CT と 直流コンデンサ電圧検出器を使用しているため部品追加は無い。



Fig. 41 Con?guration of 3-phase Converter System

## 4.3 インバータ部の動作原理

インバータとその転流回路動作の概要について説明する。インバータの主スイッチは、整 流器と同様にターンオンを同時に行うためのこぎり波比較 P W M 制御を行う。また、ター ンオフも整流器と同様にソフトスイッチングする。 図42に転流回路が動作するターンオンの動作波形を示す。3相分の主スイッチのターン オンはこのぎり波リセットタイミングで同時に行う。転流スイッチのターンオンはリセッ トタイミングより(4.1)式,(4.2)式で算出されるT3期間前とT4期間後にて図42のように行 う。このようなターンオンタイミングは図に示すのこぎり波と指令値の比較によって生成 する。このように転流スイッチを制御すると整流器と同様に主スイッチ、転流スイッチと もにソフトスイッチングとなる。転流電流を抑えることができるため、転流回路の導通損 失が少ない。



and current operation waveforms for soft commutation transient states (inverter).

### 50 第4章 2石補助共振 D C リンクスナバ方式インバータと補助共振レッグリンク方式整流器

## 4.4 整流器部の動作原理

整流器とその転流回路動作の概要について説明する。整流器の主スイッチは、ターンオンを同時に行うためのこぎり波比較 P W M 制御を行う。さらにこの転流回路は2相分の主スイッチをソフトスイッチングにさせる回路であるため、主スイッチの1相分のスイッチングを休止させる2相変調により P W M 制御する。また、ターンオフはスイッチに並列接続しているコンデンサにより dv=dtを抑制するソフトスイッチングにする。

図43に転流回路が動作するターンオンの動作波形を示す。スイッチングする2相分の主 スイッチのターンオンはのこぎり波リセットタイミングで同時に行う。転流スイッチのター ンオンはリセットタイミングより(4.3)式で算出されるT1期間前で行う。このようなター ンオンタイミングは図43に示すのこぎり波と指令値の比較によって生成する。このように 各スイッチを制御すると主スイッチ、転流スイッチともにソフトスイッチングとなる。さら に転流電流を抑えることができるため、転流回路の導通損失が少ない。



#### 4.5 実験結果

## 4.5 実験結果

## 4.5.1 回路構成

図44に実験に使用した回路構成を示す。装置定格は入出力電圧:AC200V, 直流コンデンサ 電圧:400V, 定格容量:50kVA, 負荷:抵抗, スイッチング周波数:16kHz, 入出力周波数:50Hz とし た。また、転流期間がスイッチング期間の約10%になるように転流リアクトル(Lr, Lrp, Lrn) と共振コンデンサ(Cr)の値を設計した。

整流器の主スイッチにはターンオフ時の過電圧を抑制するクランプ回路を構成した。インバータは RDCL 方式のため整流器と同様のクランプ回路を構成すると転流動作時にクランプ回路の損失が大きくなる。このためこのクランプ回路は構成できない。そこでダイオードを追加した RDCL 方式用のクランプ回路を構成した。インバータの転流スイッチ(Q4) にはダイオードのリカバリ電流による過電圧および電圧電流の振動を抑制するためのクランプ回路を構成した。また、整流器の転流スイッチ(Q1,Q2) とダイオード(D1-6) にも同様にクランプ回路を構成した。

制御回路はDSP(TMS320C25)とロジックIC(XC3090A)により構成した。周辺の回路で はスイッチングのリプルを低減するため、入出力にLin, Cin, Tout, Coutが接続している。さ らに、入出力にはノイズ除去用のEMIフィルタを接続している。これらは比較対象とする ハードスイッチング回路にも同様である。

## 4.5.2 **主回路の構造**

図45に実験で使用した装置全体、図46に実験で使用した整流器の主回路、図47にイン バータ主回路の構造を示す。装置の上部にインバータと整流器の主回路を構成している。こ の整流器主回路では主スイッチを3相分並べ、写真上側に転流スイッチ(Q1,Q2)、ダイオー ド(D1-6)、共振リアクトル(Lrp,Lrn)、写真右側に直流コンデンサ(Cdc)を配置した。イン バータ主回路でも同様に主スイッチを並べ、写真上側に転流スイッチ(Q3)、下側に転流ス イッチ(Q4)、左側に直流コンデンサ(Cdc)を配置した。また、全てのスイッチは第3世代 のIGBTを使用した。

容量が以前の10kVAから50kVAに増加するにあたり装置が大型になり寄生インダクタン スが増える。さらに共振リアクトルは値が小さいため、寄生インダクタンスが増えると転 52 第4章 2石補助共振 D C リンクスナバ方式インバータと補助共振レッグリンク方式整流器 流スイッチのタイミングに影響をきたし、ハードスイッチングとなってしまう。このため、 図46, 図47のように平板の銅板のプラス極とマイナス極を薄い絶縁板を挟み、沿わせるこ とによって寄生インダクタンスをできるだけ小さくする構造にした。





図 45 装置全体写真 Fig 45 Actual photograph of total system.

54 第4章 2石補助共振 D C リンクスナバ方式インバータと補助共振レッグリンク方式整流器



図 46 整流器主回路構造 Fig. 46 Actual photograph of main 3-phase Recti?er circuit system with two-switch ARLL snubber.



図 47 インバータ主回路構造 Fig. 47 Actual photograph of main 3-phase Inverter circuit system with two-switch ARDCL snubber.

## 4.6 動作波形

図48に入力電流波形と出力電流波形を示す。入力電流は力率がほぼ1の正弦波となり、出 力電流も正弦波となった。一般的な波形制御が行われていることを確認できる。図49の(a) と(b)にインバータ部主スイッチのスイッチング実験波形を、図50(a)と(b)に整流器のス イッチング実験波形を示す。整流器およびインバータ主スイッチのターンオンは、端子電圧 が転流動作により正弦波状に零電圧となりZVS,ZCSになった。また、ターンオフはスイッ チに接続してあるCrにより電圧の傾きが緩やかになりZVSになった。これらにより、ス イッチング損失とノイズの改善を期待できる。しかし、インバータのスイッチング波形を 見ると振動が現れている。これは大容量化に伴い装置構造が大きくなった分、寄生インダ クタンスが大きくなった影響を受けているためである。



図 48 入力電流波形と出力電流波形 Fig. 48 Input current and Output current waveforms





図 49 スイッチング波形 (インバータ部) Fig. 49 Switching waveforms(inverter)



(a) Turn-on.



図 50 スイッチング波形(整流器部) Fig. 50 Switching waveforms(recti?er)

58 第4章 2石補助共振 D C リンクスナバ方式インバータと補助共振レッグリンク方式整流器
4.7 ノイズ比較

図51に本回路とハードスイッチング回路との伝導性ノイズを示す。測定周波数帯域は 100kHzから30MHzまで計測した。本回路の伝導性ノイズは約10MHz以上の高域において は増加している。しかし、10MHz以下の伝導性ノイズは、ハードスイッチング回路のそれ に対して約5dB低減した。



## 4.8 効率比較

図52に本回路とハードスイッチング回路との効率比較を示す。比較の結果、全域に渡ってハードスイッチング回路よりも本回路の効率は改善できた。本回路の効率は定格負荷時に90.5%となり、ハードスイッチング回路の88.5%より2.0%改善した。



## 60 第4章 2石補助共振 D C リンクスナバ方式インバータと補助共振レッグリンク方式整流器

## 4.9 考察

### 4.9.1 伝導性ノイズ

本回路は伝導性ノイズ測定にて10 M Hz から30 M Hz のノイズが増加した。これはインバー タの転流回路に原因があると考えられる。本回路のインバータはハードスイッチング回路と 比較するとDCリンクに転流スイッチ(Q3)を構成する。このため、主スイッチと直流コン デンサ(Cdc)のループに寄生インダクタンスをハードスイッチング回路より多く含む。よっ てTurn-o?時においてこの寄生インダクタンスと主スイッチの出力容量で起きる振動が大 きい。これが10 M Hz から30 M Hz の伝導性ノイズを増加させた原因と考えられる。この原 因を解決するには低インダクタンスなスイッチと直流コンデンサを使用し、さらに低イン ダクタンスな構造にする必要がある。

また、10 M Hz 以下の伝導性ノイズでは本回路のノイズ改善効果が見られた。この範囲で はソフトスイッチングの効果が現れたと考えられる。

#### 4.9.2 損失解析

図53に本回路、ハードスイッチング回路の損失分布解析結果を示す。どちらの解析も、実験と同様の条件で行った。本回路の解析では全てのIGBTのスイッチング損失を零と仮定し、損失の算出はIGBTと逆並列ダイオードでの導通損失のみとした。出力トランスと入力リアクトルの損失はハードスイッチング回路と同じとした。

解析の結果、本回路はインバータと整流器の主スイッチでの損失が減り、転流スイッチ(Q1-Q4)の損失が加算された。理論上の総損失は、本回路は3954W(効率92.7%)となり、ハードスイッチング回路は5518W(効率90.1%)となった。本回路の損失は1564W(効率2.6%)改善できることになる。

実験結果と比較すると、実験効率は2.0%改善したのに対して、解析効率は2.6%の改善と、 ほぼ同様の改善結果となった。この結果により、実験効率は妥当な値と言える。



Fig. 53 Loss Analysis

## 4.10 結言

本章では50kVAのシステムにて2石補助共振DCリンクスナバ方式の三相電圧形インバー タと2石補助共振レッグリンクスナバ方式の整流器を用いた実験により下記の点を明らか にした。容量が以前の10kVAから50kVAに増加するにあたり装置が大型になり寄生インダ クタンスが増えるため、前章の10kVAの検討回路とは違い、整流器とインバータにそれぞ れに転流回路を設けるようにした。これにより構造的に発生する寄生インダクタンスを減 らす対策をおこなっている。このような対策うことにより、電力容量が大容量化することに より装置構造が大きくなり、配線による寄生インダクタンスが増え、共振リアクトルの値 との差がなくなる問題が浮上し、本方式の電力容量上限が50kVAあたりにまでできること を確認した。さらに、提案方式とハードスイッチング方式との実測効率比較を行った結果、 効率を88.5%から90.5%に改善できることを実験により確認した。また、提案方式とハード スイッチング方式との伝導性ノイズ比較を行った結果、ハードスイッチング回路のに対し て10MHz以下にて約5dBの低減を確認した。

このように提案する2石補助共振 DC リンクスナバ方式の三相電圧形インバータは大容
62 第4章 2石補助共振 D C リンクスナバ方式インバータと補助共振レッグリンク方式整流器 量化した場合においても、効率およびある帯域のノイズに効果があることを確認した。

#### 主要記号一覧

- Cr: 共振用コンデンサ
- C dc: 直流コンデンサ
- Q4:インバータ部の転流動作を開始する転流スイッチ
- Q3:インバータ部の直流コンデンサ切離し用の転流スイッチ
- Cf: インバータ部の直流コンデンサ電圧の1/2電圧を作る補助コンデンサ
- Lr:インバータ部の転流リアクトル
- D1?6:整流器部のACリンクに接続されたダイオードブリッジ
- Lrp; Lrn: 整流器部の転流リアクトル
- Q1; Q2: 整流器部の転流スイッチ
- Cfp;Cfn:整流器部の直流コンデンサ電圧の1/2電圧を作る補助コンデンサ
- Ilink2:インバータから転流回路に流れ込む電流
- T3:インバータ部のQ3,Q4スイッチタイミング
- T4:インバータ部のQ3,Q4スイッチタイミング
- Ilink1:整流器から転流回路に流れ込む電流
- T1:整流器部のQ1,Q2スイッチタイミング
- T2:整流器部のQ1,Q2スイッチタイミング
- iLr:転流リアクトルの電流
- Lin:整流器用スイッチング周波数除去用リアクトル
- Cin:整流器用スイッチング周波数除去用コンデンサ

Tout:絶縁トランス

Cout:インバータ用スイッチング周波数除去用コンデンサ

#### 参考文献

- [1] 長井 真一郎, 佐藤 伸二, 伊東 洋一, 森田 浩一:「高効率・低ノイズ・共振形三相変換器」, 電気学会論文誌 D Vol.122-D, No.3, pp217-222(平成14年3月)
- [2] 長井 真一郎, 佐藤 伸二:「50k VA 共振形三相電力変換器の開発」, 電磁環境工学情報 EM C, No. 177, pp81-88(平成 14 年 1 月)
- [3] Shinichiro Nagai, Shinji Sato, Masayoshi Yamamoto, Mutsuo Nakaoka: 「Two Switch Auxiliary Quasi-Resonant DC Link Three-phase PW M Inverter and Two Switch Auxiliary Resonant Commutated Pole Link Three-phase PW M Recti?er」, Proceedings of IEEE. International Telecommunication Energy Conference-2003, 34-3, pp.657-662(October.2003)
- [5] 佐藤 伸二,長井 真一郎,森田 浩一:「高効率低ノイズ3相ソフトスイッチング変換器」, 電気学会産業応用部門全国大会講演論文集,Vol.2,No.177,pp.1-6(平成11年8月)
- [6] 長井 真一郎, 佐藤 伸二, 伊東 洋一, 森田 浩一:「高効率・低ノイズ・共振形インバータ・コンバータ」, 電気学会産業応用部門全国大会講演論文集, Vol.3, No124.pp.1255-1260(平成12年8月)
- [7] Shinji Sato, Yutaka, Suehiro, Shinichiro Nagai, Koichi Morita: 「High E?ciency Soft-Switching 3-phase PWM Recti?er」, Proceedings of IEEE. International Telecommunication Energy Conference-2000, 25-1, pp.453-460(September.2000)
- [8] 佐藤 伸二, 末廣 豊, 長井 真一郎, 森田 浩一:「高効率ソフトスイッチング力率改善回路」, 電気学会産業応用部門全国大会講演論文集, Vol.3, No.280, pp.207-212(平成11年8月)
- [9] 長井 真一郎, 佐藤 伸二:「電力変換装置 (共振 D C リンクソフトスイッチングのクラン プ回路に関する特許)」, 特開 2001 - 309667, 特願 2000-117899 (2000/4/19)

### 第5章

## 2石補助共振 DCリンクスナバ方式の直流 電圧利用率改善と電解コンデンサレス化

#### 5.1 緒言

前章では提案する2石補助共振DCリンクスナバ回路の三相電圧形インバータはソフト スイッチング効果による実測効率および伝導性ノイズの改善効果が十分見られるといった 優れた結果が得られることを明らかにした。しかしながら本回路方式は実際応用上まだい くつか問題が残されており、解決すべき余地が残されている。

第一の問題は、この回路トポロジーのみならず従来からの補助共振DCリンクスナバ回路において、DCバスライン電圧を零電圧にするモード(Notched Mode)を設けてこの期間内で三相電圧形ブリッジアーム内のすべてのパワー半導体デバイスすなわちIGBTを零電圧モードでソフト転流させるため、高周波スイッチング動作になればなるほど電圧形インバータの入力DC端子部における直流電圧が等価的に低くならざるをえない。このため、共振DCリンクスナバ回路を用いた電圧形ソフトスイッチングPWMインバータにおいて、本論文にて1?(DCバスライン零電圧期間)=(1スイッチング周期)で定義する直流電圧利用率が低くなる。この低下はインバータ出力最大電圧を低くしてしまう問題となっている。

第二の問題は、アクティブ補助共振 D C リンクスナバ回路に構成される直流電圧の1/2 電 圧を維持する補助コンデンサには大きな高周波スイッチングリプルを持つ電流を流すため、 静電容量の大きなアルミ電解コンデンサを使用する。よって補助共振 D C リンクスナバ回路 を含む装置が大型化する。さらには高周波リプル電流によるアルミ電解コンデンサの ESR による損失と発熱、さらには低信頼性及び短寿命という問題が顕在化してきている。

そこで、本論文では三相電圧形インバータのDCバスラインの零電圧を含むノッチ期間 が短縮でき、補助共振DCリンクスナバ回路内部の電流を減らし、従来1/2電圧を維持する ために使用していた補助コンデンサの静電容量Cfを小さくすることができる実用的な共振 66 第5章 2石補助共振 D C リンクスナバ方式の直流電圧利用率改善と電解コンデンサレス化

スナバ回路の手法を新しく提示している。本2石補助共振DCリンクスナバ方式ではその回 路内の補助コンデンサCfをアルミ電解コンデンサからフィルムコンデンサに変更できるの で、ESRによる損失と冷却、信頼性、外形サイズと重量さらにコストにおける点から改善 ができる特徴を持った実用的な回路方式となると考えられる。これに加えて、新提案の2石 共振DCリンクスナバ回路では部分共振転流電流の実効値を減らすことができるため、この 回路内での各回路構成部品の電力損失を減らすことができることから、三相電圧形ソフト スイッチングインバータトータルシステムとしての損失が改善できる。その上、本回路方 式はDCバスライン電圧を零電圧にするモード(Notched Mode)を短縮できることとなり、 直流電圧利用率が改善できる。上記2点を確認するため試作した5kW クラスの実験により 検証した結果、本方式は実際応用上有効なソフトスイッチングインバータ回路方式となる ことを明らかにしている。

#### 5.2 **主回路の**構成

図54に新しく提案するソフトスイッチングPWM 三相電圧形インバータの主回路の構成 を示す。三相電圧形PWMインバータの各スイッチと並列に共振コンデンサCrを接続して、 2つの補助部分共振転流スイッチQ1(S1/D1),Q2(S2/D2)と共振転流リアクトルLrおよび 補助コンデンサCfで構成されたアクティブ補助共振DCリンクスナバ回路を付加した構成 となっている。本アクティブ補助共振DCリンクスナバ回路の補助コンデンサCfは前章、 前々章に示したように直流電圧の1/2電圧を維持せずに変動させる動作方式のため、静電 容量の小さい高周波フィルム(ポリプロピレン)コンデンサが使用できる。前章、前々章と はこの点が異なる。



Fig. 54 Con?guration of 3-phase Converter System assisted Two-Switch ARDCL Snubber Circuit

#### 5.3 動作原理

提案する本回路方式はパルス変調処理の搬送波としてのこぎり波と信号波として正弦波 を使用し、これらの比較信号処理による P W M 方式を採用している[1]。この P W M により 三相電圧形ブリッジアーム内の各スイッチのターンオンをのこぎり波の垂直時と同時に行 うことができる。この時に本アクティブ補助共振 D C リンクスナバ回路を動作させて三相 電圧形ブリッジレッグ部(U, V, W)の主スイッチを同時に一括して零電圧ソフトスイッチン グにする仕組みとなっている。また、ターンオフはのこぎり波の傾きのある期間で行われ、 三相電圧形ブリッジインバータ内の各主スイッチに並列接続している共振コンデンサ Cr に より dv=dt を抑制する零電圧ソフトスイッチング転流を実現している。

#### 68 第5章 2石補助共振 D C リンクスナバ方式の直流電圧利用率改善と電解コンデンサレス化

#### 5.3.1 2石補助共振 DC リンクスナバ回路動作前後状態

図55にのこぎり波の垂直時前の電流経路を示す。また図56に垂直時後の電流経路を示す。 インバータ出力電流の向きが図55のような状態の場合、のこぎり波の垂直時前では全ての UVW相電流がスイッチの逆並列ダイオードを介して流れる。この状態から、2石補助共振 DCリンクスナバ回路を動作させてソフトスイッチング動作を行った後に図56のように全 てのスイッチを介して流れる通常状態になる。



図 55 のこぎり波の垂直時前の電流経路 Fig. 55 Current ?ow loop before the saw tooth carrier wave reset time.



図 56 のこぎり波の垂直時後の電流経路 Fig. 56 Current ?ow loop before the saw tooth carrier wave reset time.

#### 5.3.2 2 **2**石補助共振 D C リンクスナバ回路動作原理

図57にのこぎり波の垂直タイミング付近の動作波形を示す。図58にこの動作の遷移状態 を示す。以下この動作を簡単に述べる。

Mode0:共振転流動作前において、図55の状態のインバータ出力電流が三相電圧形ブリッジ各相のダイオードを導通している状態である。

Model:この状態からアクティブ補助共振転流スイッチQ1をオフ,アクティブ2石補助共振 転流スイッチQ2をオンさせ三相電圧形インバータの出力電流を2石補助共振DCリンクス ナバ回路に流し込む。

M ode2:この時、補助共振用コンデンサ Cf と補助共振インダクタンスLr との部分共振と共 に2石補助共振 DC リンクスナバ回路に流す電流を増加させる。Lr の電流がインバータ出 力電流の大きさに達するとLr と Cr 及び Cf の共振により DC リンク電圧を零にして、主ス イッチ Sx, Sv, Sw を零電圧ターンオンにする。この共振は3相分の Cr と補助共振用コンデン サ Cf の直列容量つまり (5.1) 式で与えられる Cf と Cr の合成容量 (C) と、共振リアクトル Lr で行われ、共振周波数 (fr) は (5.2) 式となる。よって、のこぎり波の垂直タイミング t<sub>23</sub>に て三相分の主スイッチを一括して ZVS することに加えて、この時の共振周波数 (fr) は従来 [1]の方式よりも高くなり共振期間を短縮できる。

Mode3:その後、共振転流電流は補助コンデンサ Cf の電圧が従来[1]の V dc の 1/2 電圧より 高くなるため、di=dt が大きくなり短い期間で電流は減り、Mode4 では逆に流れる。 Mode5:この動作モードにより部分共振動作期間内の補助共振 DC バスライン零電圧期間 が従来より短縮される。Lr の電流が負荷側に流れ、三相電圧形インバータ出力電流の大き さに達するとLr と Cf 及び三相ブリッジ各相の Cr の部分共振により DC バスライン電圧が V dc に復活する。この時にソフトスイッチングにて補助共振転流スイッチ Q1 をオン、Q2 をオフする。

Mode6:Lrに残った電流を交流側に帰還する。

Mode7:のような三相電圧形インバータの出力電流が主スイッチを導通する図3の動作状態 にもどる。

このようにアクティブ補助共振転流スイッチQ1,Q2と主スイッチSu,Sx,Sv,Sy,Sw,Szのオンオフタイミングをのこぎり波の垂直タイミングを基準に制御すると全てのパワー半導体 デバイスのスイッチングはソフトスイッチング動作になる。



図 57 2 石共振 D C リンクスナバ回路の各部電圧と電流の動作波形 Fig. 57 Timing pulse signal sequences and typical voltage and current operation waveforms for soft commutation transient states.



図 58 動作遷移と等価回路 Fig. 58 Operation mode transient states and equivalent circuit for the operation modes.

72 第5章 2石補助共振 D C リンクスナバ方式の直流電圧利用率改善と電解コンデンサレス化

#### 5.4 シミュレーション結果と検討

#### 5.4.1 シミュレーション結果

図59に筆者らの2石補助共振DCリンクスナバ回路としてタイプ1[1]と図60に新提案の2石補助共振DCリンクスナバ回路としてのタイプ2の各部動作波形のシミュレーション 結果を示す。シミュレーション解析は、三相線間電圧200V(RMS)で定格5kWクラス(最大 6kW)試作器に対するものである。

図60に本2石補助共振 D C リンクスナバ回路が動作する期間のLrの電流iLrと D C バスラ イン電E  $v_{Link}$ および補助コンデンサ Cf 電E  $v_{cf}$ を示す。回路設計仕様と回路定数は V dc=350V, Cr=9.4nF, Lr=9.4  $\mu$  H, Cf=220  $\mu$  F(タイプ1), Cf=220nF(タイプ2) としている。両タイプ ともシミュレーションは三相電圧形ソフトスイッチング P W M インバータ出力電力が 1.2k W, 3.7k W, 6.1k W の時の3パターンに対して行っている。タイプ1 は補助コンデンサ Cf 電圧が V dc の1/2 電圧である 175V に維持されていることが分かる。一方、タイプ2 では補助コン デンサ Cf の電圧が変動している。どちらのシミュレーション波形も D C バスライン電圧が 零電圧になる期間が共振的下降及び共振的上昇のモードを作り出している。提案タイプ2 は従来のタイプ1 よりも零期間をすべてのインバータ出力電流に対して短縮することがで きるというメリットを持つことが分かる。



図 59 シミュレーション波形(タイプ1) Fig. 59 Simulation waveforms (Typel)



図 60 シミュレーション波形(タイプ 2) Fig. 60 Simulation waveforms (Type2)

#### 5.4.2 零電圧期間と2石補助共振 D C リンクスナバ回路内電流実効値

図61に三相電圧形ソフトスイッチング P W M インバータ出力電力によって変わる D C バ スライン零電圧期間の2 石補助共振 D C リンクスナバ (タイプ1とタイプ2)のシミュレー ション解析の比較結果を示す。三相電圧形ソフトスイッチングインバータの出力電力が大 きくなればなるほどタイプ1よりも提案するタイプ2は D C バスライン電圧の零電圧期間 Tz が短縮できている。6.1k W 付近では零電圧期間 Tz を約4.4 µ sec から約2.8 µ sec に短縮 できる。

図62は主スイッチのスイッチング周波数が16kHz(可聴周波数帯の最高値)における時の2 石補助共振DCリンクスナバ回路に流れる電流実効値に対するシミュレーション結果を示す。 提案タイプ2は零電圧期間が短縮されるのと同時にLrの電流を減らす効果がある。6.1kW では先に検討したタイプ1に比べてLrの電流をわずかではあるが8.2Armsから7.4Armsに 短縮することができる。





**Output Power [kW]** 

6.1W

#### 5.5 実験結果

#### 5.5 実験結果

#### 5.5.1 2石補助共振 D C リンクスナバ回路動作確認

図63に先に筆者らが先に検討してきたタイプ1の各部電圧波形と電流波形を示す。また、 図64に提案するタイプ2の2石共振DCリンクスナバ回路のDCバスライン電圧  $v_{Link}$ とLr の電流i<sub>Lr</sub>および補助コンデンサCf電圧  $v_{cf}$ を示す。タイプ1ではCfに220  $\mu$  Fのアルミ電 解コンデンサを用い、タイプ2ではCfに220nF(タイプ1のそれの1/1000)のフィルムコン デンサを使用している。外形は約40%ほどとなり小型サイズ化及び軽量化できる。両タイ プの回路定数は前章のシミュレーションと同様である。5.5kWの実験の結果、タイプ1の DCバスライン電圧の零期間はシミュレーションの値に近い約42  $\mu$  sec となり、タイプ2の それは約29  $\mu$  sec となっている。1スイッチング周期が64  $\mu$  sec であるため、1?(DCバス ライン零電圧期間)=(1スイッチング周期)で定義するた直流電圧利用率はタイプ1の0.934 からタイプ2の0.955に改善している。よってインバータ出力電圧を従来より高く出力でき る。さらに、Lrの電流実効値は7.1Aから6.6Aに改善している。よって2石共振DCリンク スナバ回路での損失を低減することも可能である。これらの結果はシミュレーションとほ ぼ同様にDCバスライン電圧の零期間とLrの電流実効値が改善されていることがわかる。







Fig. 64 Measured waveforms of two switch type resonant DC link snubber commutation in case of the proposed scheme.

#### 5.5.2 インバータ動作確認

図65に三相電圧形ソフトスイッチング P W M インバータの U 相電流 i<sub>u</sub>の実測波形を示す。 抵抗負荷時における三相電圧形ソフトスイッチング P W M インバータの出力相電流は正弦 波電圧の相電圧と同相となっていることはいうまでもない。



Fig. 65 Output current.

#### 5.6 結言

本章では先に検討してきた極めてシンプルな2石補助共振 DC リンクスナバ回路 (タイプ 1)を用いた三相電圧形ソフトスイッチング PWM インバータの検討において直流電圧利用 率低下の問題を取り上げた。この問題の改善策として、新提案のタイプ2の2石補助共振 DC リンクスナバを用いた三相電圧形ソフトスイッチング PWM インバータを検討した。そ の実用的な見地からの有効性についてのシミュレーションと実験において、従来の手法と 問題点に対して比較検討を行い、タイプ2のソフトスイッチング方式では補助コンデンサ の小型化と軽量化、共振リアクトルの電流定格低減、直流電圧有効利用率改善ができるこ とを示した。本論文の結果をまとめると下記の通りである。

(i) 三相電圧形インバータのDCバスライン零電圧期間に関して、提案タイプ2では先に 検討したタイプ1よりDCバスライン零期間を短縮できることを示した。定格負荷時の実験 結果において1?(DCバスライン零電圧期間)=(1スイッチング周期)で定義する直流電圧利 用率をタイプ1の0.934からタイプ2の0.955に改善した。これはスイッチング周波数(パル ス幅変調搬送波周波数)が16kHzのとき三相電圧形ソフトスイッチングPWMインバータの 出力電圧(実効値)を従来よりも約2%高く出力できる。つまり直流電圧源がDC350Vのイ ンバータの出力最大電圧が従来のAC231V(0:934?350V=<sup>p</sup>2)からAC236V(0:955?350V=<sup>p</sup>2) に改善できる。この改善効果は2石補助共振DCリンクスナバ回路の動作回数に比例するた め、スイッチング周波数の高周波化をする場合顕著にでてくる。これを考えると本方式の 直流電圧利用率の改善は非常に重要になり、実用的で有効な方式である。

(ii) 先に開発した筆者らのタイプ1は補助コンデンサを直流電圧の1/2 電圧に維持するた め大きい静電容量のアルミ電解コンデンサを使用していたが、外形も大きく装置を大型化 していた。しかし、提案するタイプ2はタイプ1のよりも補助コンデンサの静電容量を小 さくできるためフィルムコンデンサを使用でき、小型化及び軽量化できる。本実験におい ても2石補助共振DCリンクスナバ回路内の補助コンデンサCfの外形サイズを約40%小型 化できた。さらにこの補助コンデンサは共振動作に伴ったリプル電流が流れるためアルミ 電解コンデンサでは短寿命であったが、フィルムコンデンサを使用できるため長寿命にす ることができるため高信頼性となり、実用的な手法であると言える。

(iii) 本方式では2石補助共振 DC リンクスナバ回路の電流実効値を低減できるため損失を 改善できることを定量的に指摘した。定格時の実験において転流電流の実効値を約7.1Aか ら約6.6A に改善できていることから、わずかではあるが2石補助共振 DC リンクスナバ回 路の損失改善となるため、システム全体の効率改善に有効である。本論文では、主スイッ チのスイッチング周波数を16kHz程で行ったが、さらに高周波化を行う場合においても直 78 第5章 2石補助共振 DCリンクスナバ方式の直流電圧利用率改善と電解コンデンサレス化 流電圧利用率の改善とスイッチング時に2石補助共振 DCリンクスナバ回路にて発生する 損失の改善がますます重要となってくることから、本論文で述べた内容は特に実際応用上 有効であるものと考えている。また、従来のタイプ1[1]にてハードスイッチング方式より も効率改善結果が報告されており、本方式はさらに効率改善を見込めることから実用的な 方式であると考えられる。

#### 主要記号一覧

Q1(S1=D1); Q2(S2=D2): 2つの補助部分共振転流スイッチ

- Lr: 共振転流リアクトル
- Cf:補助コンデンサ
- dv=dt: 電圧の傾き
- di=dt: 電流の傾き
- Cr: 共振用コンデンサ
- C:各相のCrの合成容量
- Cf:補助共振 DC リンク内の補助コンデンサ

fr: 共振周波数

Su;Sx;Sv;Sy;Sw;Sz:主スイッチ

- t<sub>23</sub>:のこぎり波の垂直タイミング
- Tz: DCバスライン電圧の零電圧期間
- iLr:Lrの電流
- v<sub>Link</sub>: DCバスライン電圧
- v<sub>cf</sub>:補助コンデンサ Cf 電圧
- V dc: 直流電圧源

#### 参考文献

- [1] 長井 真一郎, 佐藤 伸二, 山本 真義, 平木 英治, 中岡 睦雄:「2 石補助共振 D C リンクスナ バを用いた三相電圧形ソフトスイッチング P W M インバータの直流電圧利用率改善」, 電気学会論文誌 D Vol.123-D, No.6, pp710-716(平成 15 年 6 月)
- [2] 長井 真一郎, 佐藤 伸二, 伊東 洋一, 森田 浩一:「共振 D C リンクインバータの直流電圧
  利用率改善」, 電気学会全国大会講演論文集 Vol 4, 4-034, p.1254(平成13年3月)
- [3] 長井 真一郎, 佐藤 伸二, 山本 真義, 平木 英治, 中岡 睦雄:「2 石補助共振 D C リンクスナ バを用いた三相電圧形ソフトスイッチング P W M インバータの直流電圧利用率改善」, 電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol.1, No.18, pp.177-182(平成14年8月)

## 第6章

# 2石補助共振 D C リンク三相 V 結線イン バータ・昇圧チョッパ回路

#### 6.1 緒言

前章までに研究開発した回路トポロジーはソフトスイッチング効果による実測効率およ び伝導性ノイズの改善効果が十分見られるといった優れた結果を明らかにした。しかし、実 用化に向けてはさらにシンプルな方式にする必要がある。従来の補助共振DCリンク3相 ブリッジ形のインバータでは、補助共振DCリンクスナバ回路に必要な直流電圧の1/2電圧 を作る電解コンデンサが必要であった。また、従来のV結線インバータはリンク電圧が3 アームブリッジインバータの2倍あるため、スイッチング損失が約2倍になり、効率が悪 化する傾向にあった。

本章では補助共振 D C リンク V 結線インバータと昇圧チョッパのシステムを提案し、動作 原理の紹介とシミュレーション動作確認及び実験検討を行った。このシステムは3アーム で構成でき、さらに6つのスイッチと補助共振 D C リンクスナバ回路で使用する2つの補 助スイッチで構成できるためシンプルである。このため従来の補助共振 D C リンクスナバ 回路に必要であったリンク電圧の1/2 電圧を作る電解コンデンサが不要である。そして、V 結線インバータと昇圧チョッパを6in1 モジュール、2つの補助スイッチを2in1 モジュールで 構成でき、本システムは2つのIGBT モジュールで構成できるためシンプルである。また、 本提案回路は V 結線インバータにて問題となる中間電圧のバランスに対して、補助共振 D C リンクスナバ回路を用いて、わずかではあるが不バランスを抑制できるメリットもシミュ レーションにより確認した。また、従来の補助共振 D C リンクスナバ方式では特別に必要で あったリンク電圧の1/2 電圧を作る電解コンデンサは、V 結線インバータの V 相電圧いわ ゆる中間電圧を利用できるため、電解コンデンサも少なくできる。さらに、この補助共振 D C リンクスナバ回路の動作により、V 結線インバータにて問題となっている中間電圧のバ ランスを制御できる。この補助共振 DC リンク V 結線インバータ・昇圧チョッパの動作原理 の紹介とソフトスイッチング動作をシミュレーションおよび実験による動作確認を行った。 この結果より、本方式は部品点数が少ないにもかかわらず効率改善も期待できる実用的な 方式であることを明らかにしている。

#### 6.2 主回路の構成

図66に提案する補助共振 D C リンク三相 V 結線インバータ・昇圧チョッパ回路を示す。回 路構成は系統連系などを行う V 結線インバータに、燃料電池からの昇圧や太陽電池最大電 力制御などを行う D C-D C コンバータとで構成している。V 結線インバータは2 アームで構 成されており、制御は線間電圧制御を行う。さらに、2 つの補助スイッチと共振リアクト ルのみで構成される補助共振 D C リンクスナバ回路を付加している。補助共振 D C リンクス ナバ回路は V 結線インバータと昇圧チョッパの合わせて 3 アームのスイッチング損失を低 減する。また、V 結線インバータと昇圧チョッパのスイッチを 6in1IG B T モジュールを使用 し、補助共振 D C リンクスナバ回路の2 つの転流スイッチは 2in1IG B T モジュールを使用で きるため、回路構成もシンプルである。



図 66 2石補助共振 DC リンク昇圧チョッパ・三相 V 結線インバータ回路構成 Fig. 66 Two-Switch A R D CL Snubber assisted Boost Choppa and V-conection 3-Phase inverter circuit

#### 6.3 動作原理

#### 6.3.1 三相 V 結線インバータの動作原理

図67に三相V結線インバータの回路構成、三相の電圧ベクトルを示す。一般的なフルブ リッジインバータは前章までにあったように三相にそれぞれのスイッチにて構成される3 つのブリッジアームにて正弦波変調を行う。これに比べて、三相V結線インバータはV相 を電解コンデンサの電圧源にて構成するため他の2相(アームAとアームB)によって正弦 波変調する。フルブリッジインバータと比べ直流電圧が2倍必要となるデメリットをもつ がスイッチの数を減らすことができるメリットをもつ。



Fig. 67 V-conection inverter circuit and vector of 3-phase voltage

#### 6.3.2 ソフトスイッチング時の動作原理

本回路方式はパルス変調処理の搬送波としてのこぎり波と信号波として正弦波を使用し、 これらの比較信号処理による P W M 方式を採用している[1]。この P W M により三相電圧形 ブリッジアーム内の各スイッチのターンオンをのこぎり波の垂直時と同時に行うことがで きる。この時に本アクティブ補助共振 D C リンクスナバ回路を動作させて三相電圧形ブリッ ジレッグ部(U, V, W)の主スイッチを同時に一括して零電圧ソフトスイッチングにする仕組 みとなっている。また、ターンオフはのこぎり波の傾きのある期間で行われ、三相 V 結線 インバータ及び昇圧チョッパ内の各主スイッチに並列接続している部分共振用ロスレスコン デンサ Cr により dv=dt を抑制する零電圧ソフトスイッチング転流を実現している。

図68にのこぎり波の垂直時前の電流経路を示す。また図69に垂直時後の電流経路を示す (図70参照)。インバータ出力電流の向きが図68のような状態の場合、のこぎり波の垂直時 前では全てのUVW相電流がスイッチの逆並列ダイオードを介して流れる。この状態から、 補助共振DCリンクスナバ回路を動作させてソフトスイッチング動作を行った後に図69の ように全てのスイッチを介して流れる通常状態になる。

図70にのこぎり波の垂直タイミング付近(Reset)の動作波形を示す。図??にこの動作の遷 移状態を示す。交流電流iu;iv;iwは商用正弦波の300°付近であり図のような方向に流れて いる状態である。また、商用周波数に比べて短い期間であるスイッチング期間では一定の 電流源と仮定できる。以下この動作を簡単に述べる。

Mode0:共振転流動作前において、図68の状態のすべての相のダイオードを導通している 状態である。

Model:この状態から補助スイッチ Q1をオフ, 転流スイッチ Q2及び主スイッチ Sp をオン

させ負の向きである交流電流Iuとチョッパの直流電流ichpを補助共振DCリンクスナバ回路(共振回路)に流し込む。

Mode2:この時、各主スイッチに並列に接続したスナバコンデンサCrと共振リアクトルLr との部分共振がおこる。この動作により主スイッチSx,Sw,Snを零電圧ターンオンにする。 のこぎり波の垂直時にて3アーム分の主スイッチを一括してZVSする。

Mode3:その後、転流回路の電流が減りはじめる。

M ode4:Lrの電流が逆に流れ、主スイッチSpを介してブースト電流が流れる。Tcのタイ ミングにてスイッチSpを並列に接続されたスナバコンデンサCrにてZVS-Turn-o?すると M ode5になり、共振リアクトルとスナバコンデンサの共振がおこる。

Mode6にてLink電圧が直流電圧(Vdc1+Vdc2)に復活し、共振用スイッチQ1,Q2をZVS にてスイッチングさせる。Lrに残った電流は交流負荷側に帰還する。

Mode7以後:交流電流(iu;iw)およびチョッパ電流(ichp)は主スイッチを導通する状態に もどる。(Mode4のブースト電流はインバータスイッチにて行う事も可能である。)

このようにアクティブ補助共振転流スイッチQ1,Q2と主スイッチSu,Sx,Sv,Sy,Sw,Szのオンオフタイミングをのこぎり波の垂直タイミングを基準に制御すると全てのパワー半導体 デバイスのスイッチングはソフトスイッチング動作になる。



図 68 のこぎり波の垂直時前の電流経路 Fig. 68 Current ?ow loop before the saw tooth carrier wave reset time.



図 69 のこぎり波の垂直時後の電流経路 Fig. 69 Current ?ow loop after the saw tooth carrier wave reset time.







図 71 各部電圧と電流の動作波形 Fig. 71 Operation mode transient states and equivalent circuit for the operation modes

第6章 2石補助共振 DCリンク三相 V結線インバータ・昇圧チョッパ回路

#### 6.4 シミュレーション動作確認

図72にシミュレーション回路を示す。シミュレーションはPWMとスイッチングを得意とする Scatを使用した。シミュレーションはリンク電圧 vlink=700V,チョッパ電流 ichp=40A,交流電流 Iu=28A のスイッチング時にて行った。またスイッチング周波数は実際には 16kHz 程度で動作させるが、シミュレーションではソフトスイッチング波形が見やすいように 100kHz で行った。また、スイッチングは商用正弦波の 30°付近、いわゆる iu = iw = +20A; iv = ?40Aの状態にて過渡的なスイッチングを模擬した。

図73に交流電流iu;iv;iwが商用正弦波の30°付近のソフトスイッチング波形を示す。昇 Eチョッパスイッチ(Sn)およびインバータ主スイッチ(Sx,Sw)のターンオンは、端子電圧が 転流動作により正弦波状に零電圧となりZVS,ZCSになっているまた、ターンオフはスイッ チに接続してあるCrにより電圧の傾きが緩やかになりZVSになっている。これらにより、 スイッチング損失とノイズの改善を期待できる。また、商用正弦波が30°以外の状態であっ ても同様にソフトスイッチングが可能である。



図 72 シミュレーション回路 Fig. 72 Circuit of Simulation

86



図 73 ソフトスイッチング波形(交流電流30°付近) Fig. 73 Soft-Switching waveforms (Iu phase = 30°)

#### 6.5 中間電圧バランス

#### 6.5.1 動作原理

従来検討した3相ブリッジインバータの補助共振DCリンクスナバ方式[1],[2]の場合、 直流電圧源に流れ込むリンク電流と出て行くリンク電流の大きさがスイッチングターンオ ン前後で等しい。本提案方式の場合、このターンオン前後のリンク電流が等しくないため 従来の2つのタイミングにて動作させるとソフトスイッチングはするものの共振電流に直 流が重畳される。これによりV結線インバータのV相電圧いわゆる2つの電解コンデンサ の中間電圧がバランスされず、単純に補助共振DCリンクスナバ方式を導入することは難 しい。そこで、従来、シンプルであった2つの転流タイミング(Ta;Tb)[1],[2]動作を、こ こでは3つのタイミング(Ta;Tb;Tc)で動作させ、ソフトスイッチングと中間電圧のバラン スの両方を実現させる手法を提案する。

図74に交流電流(iu;iv;iw)が商用正弦波の300°の状態にてソフトスイッチングのみ行った場合のスイッチング時のシミュレーション波形を示す。(商用正弦波300°時の交流電流はiu=iv=-20A,iw=+40Aの状態である。)零電圧スイッチングは行われているが、共振リアクトル電流は上下非対称で流入電流が大きい状態である。この状態の場合中間電圧は上昇していく。

図75にソフトスイッチングと中間電圧バランスのために、流出電流を大きくした場合の スイッチング時のシミュレーション波形を示す。零電圧スイッチングを行うと同時に、共 振リアクトル電流の流出電流をブースト増加させることができる。この中間電圧バランス 制御は、スイッチングタイミングTc,Tbを制御することにより、中間電圧部よりリンク電 圧部に流出する共振リアクトル電流をブーストできる。これらの動作により、流出電流を 減少させ中間電圧を上昇することができ、流出電流を増加させることから中間電圧を下げ ることができる。よって、中間電圧を検出してTc,Tbを変化させるフィードバック制御を 行うことにより中間電圧をリンク電圧の1/2 電圧にバランスすることができる。また、V 結 線インバータの他の要因による中間電圧の不バランスも抑制することも可能である。

さらに、この手法は、一般的なARDCL方式のインバータ行われている流入流出の両方の共振リアクトル電流をブーストする方法と違い、共振リアクトル電流の、流入電流ブーストは行わず流出電流ブーストのみ行うため、共振リアクトル電流を必要最小に抑えることができるため、補助共振DCリンクスナバ回路内での損失も少ない。



図 74 ソフトスイッチング波形 (交流電流 300°付近) Fig. 74 Soft-Switching waveforms (Iu phase = 300°)





#### 6.5.2 共振電流ブースト時のスイッチングタイミング

共振電流のブーストとは、リンク電圧が零の期間に主スイッチアームを短絡させること により共振電流を増加させることである。ブーストをしない場合の零電圧スイッチングを 行う場合は6.1式で与えられる Taと6.2式で与えられる Tc0 にてスイッチを制御することに より零電圧スイッチングを実現できる。ブーストを行う場合、前記回路動作で示す Mode4 の期間にブースト電流を流すことにより、共振電流を変化させることができる。このブー スト電流をib[A]流す場合のソフトスイッチングタイミングは前記6.1式の Taと,6.3式で与 えられる Tbと6.4式で与えられるブースト時共振期間 Tr2 より,6.5式で表される Tcとなる。 系統電源 1 周期中に大きくかわるブースト時共振期間 Tr2 より,6.5式で表される Tcとなる。 イミングにて動作できればブーストを行った場合でも零電圧スイッチングにすることがで きる。

#### 6.5.3 デジタル制御への応用

図76にTr2(ilinkr; V dcl)のデータを示す。本制御プログラムは高速制御化のためアセン ブラ言語で構成しているため6.1~6.5式をすべて演算にて処理することは複雑で処理時間 が長くなる。よってデータテーブルによる参照を利用する。まず、Ta 作成に使用される検 出変数 V dclによる除算は演算処理に時間がかかり通常行わない。そこで、1=V dclのデータ テーブルを作りこれを読み込む。次に、Tr2はilinkrと V dclに対して変化する非線形の値 となるためマイコンにて実現させる場合、2次のデータテーブルを持つことになる。しか し、この2次のテーブルをDSPにすべて持つことは ROM 容量を多く使ってしまう。

図77に Tr2のデータにおいて、近似を利用した DSP で行うデータ1次近似例を示す。上 記データをすべて持つこと R0M 容量を多く使ってしまうので、疎な間隔にてデータをもち

90

データ補正をすることで正しいタイミングを算出する。近似の方法は検出より与えられた ibの前後データより1次近似にてdt1を算出し、さらに検出より与えられたVdclの値より 同様にしてdt2を算出することによって真値を作成する。この近似方法はデータ数を少なく してもDSPが得意とする乗算と足算にて真値を演算でき、さらにDSPの処理の早いシフト (1/2)によってできるレジスタの下位を利用でき、高速、高精度にて処理できる。



#### 6.6 実験結果

実験構成は入力側にDC電源(DC300V)を接続し、出力には系統(3 φ AC200V)を接続し た。出力電流は28A,スイッチング周波数は15kHzとし、系統連系を行うことにより動作確 認を行った。図78にインバータの主スイッチのスイッチング波形を示す。Turn-on波形で は、スイッチ電圧は共振的に変化し、そしてZVS,ZCSになる。Turn-o?波形では、スナバ コンデンサの効果によりスイッチ電圧が緩やかに上昇し、そしてZVSを確認できる。図79 に3相インバータの電流を示す。3相電流を制御できていることが分る。





図 80 出力電流 Fig. 80 Output current.

図81に本回路とハードスイッチング回路との効率比較を示す。比較の結果、2kW以上にて ハードスイッチング回路よりも本回路の効率は改善できた。本回路の効率は定格負荷時に 93.0%となり、ハードスイッチング回路の91.2%より1.8%改善した。



Fig. 81 Actual total of e?ciency.

#### 6.7 結言

補助共振 DC リンク三相 V 結線インバータ・昇圧チョッパを提案した。本方式の場合、従 来の V 結線インバータはハーフブリッジ構成のため直流電圧が2倍となり IG BT 端子電圧 も倍になり、スイッチング損失が倍になる。このため効率の悪化が推測できる。本方式は すべてのスイッチングがソフトスイッチングであるため、スイッチング損失を低減する効 果を持つ。実験の結果、従来より効率を改善できる方式であることが分った。さらに、第五 世代 IG BT (トレンチゲート)では飽和電圧 (V ce) も飛躍的に改善されている。この IG BT を 使用する場合、導通損失を小さくできるがスイッチング損失は第三世代より悪化する。こ のためソフトスイッチングにてスイッチング損失を改善することは大きなメリットである と考えられる。さらにはソフトスイッチングではノイズの発生抑制も期待できるメリット も持つ。

本提案回路はV結線インバータにて問題となる中間電圧のバランスに対して、補助共振 DCリンクスナバ回路を用いて、わずかではあるが不バランスを抑制できるメリットを持つ。

さらに、従来の補助共振 DC リンクスナバ回路に必要であったリンク電圧の1/2 電圧を作る電解コンデンサが不要であり、6in1IG BT モジュールと 2in1IG BT モジュールの 2 つのモジュールにて構成でき、シンプルな回路であるため実用化に近い方式である。

この補助共振 D C リンクスナバ方式 V 結線インバータと昇圧チョッパは回路がシンプルで かつ高効率を期待できるため、燃料電池発電や太陽光発電など分散型電源や新エネルギー 分野にて利用するとメリットの大きい方式である。

#### 主要記号一覧

iu:インバータU相電流

iv:インバータ V 相電流

iw:インバータ W 相電流

ichp:チョッパの直流電流

Lr:転流リアクトル

Cr: 共振用コンデンサ

Q1:補助スイッチ

Q2: 転流スイッチ

#### 参考文献

Su;Sx;Sw;Sz;Sp;Sn:主スイッチ

Ta:補助スイッチQ1,Q2スイッチ用タイミング

Tb:補助スイッチQ1,Q2スイッチ用タイミング

Tc:補助スイッチQ1,Q2スイッチ用タイミング

Tc0: 補助スイッチQ1,Q2スイッチ用タイミング

ib:補助スイッチブースト電流

ilinkr:補助スイッチブースト遮断電流

ilinkp: 補助回路流入電流

ilinkm:補助回路流出電流

#### 参考文献

- [1] Shinichiro Nagai, Shinji Sato, Ryota Nakanisi, Yoshihiro Tutiya, Mutsuo Nakaoka:「Two-Switch A R D CL Snubber Assisted Three Phase V-connection Inverter and Boost Chopper」, 電気学会論文誌 D Vol.12X-D, No. X, ppX X X-X X X (審査中)(平成16年 X 月)
- [2] 長井 真一郎, 佐藤 伸二, 中西 良太, 土屋 義弘, 中岡 睦雄:「補助共振 D C リンク三相 V 結線インバータ・昇圧チョッパ回路」, 電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol.2, No.1-14, pp.I-163-I-166(平成 15年8月)
- [3] 長井 真一郎, 佐藤 伸二, 小倉 弘毅, 中岡 睦雄:「補助共振 D C リンク方式の振動防止用 クランプ回路」, 電気学会全国大会講演論文集, Vol 4, 4-56, pp.76(平成 15 年 3 月)
- [4] 中西 良太,長井 真一郎:「補助共振 DC リンク回路を利用したインバータの保護の検討」,電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol.1, No.1-102, pp.I-479-480(平成 15 年 8月)
- [5] 平木 英治,長井 真一郎:「高周波パルス変調ソフトスイッチングインバータの現状と技術開発動向」,電気学会全国大会シンポジウム(平成16年3月)
- [6] 長井 真一郎, 佐藤 伸二:「電力変換装置 (共振 D C リンク V 結線インバータに関する特許)」, 特許出願済 (平成 15 年)

- [7] 長井 真一郎, 佐藤 伸二, 中西 良太, 土屋 義弘:「電力変換装置(共振 DC リンク V 結線インバータ制御に関する特許)」, 特許出願中(平成 15 年)
- [8] 長井 真一郎, 佐藤 伸二:「電力変換装置(共振 D C リンク変換器のアクティブクランプ スナバ関する特許)」, 特許出願済(平成 14 年)
- [9] 中西 良太,長井 真一郎:「電力変換装置(RDCL 用保護回路に関する特許)」,特許出願中(平成15年)
- [10] 長井 真一郎,佐藤 伸二,白石 和洋,中岡 睦雄:「系統連系2石補助共振DCリ ンク三相V結線インバータの開発」,電子情報通信学会 信学技報技術研究会 Vol103., No.653, EE2003-65, pp. 1-4(平成16年2月)

## 第7章

## 結論

#### 7.1 本研究の成果

本研究では新エネルギーインターフェイスとしての電力変換器を高効率にするために提 案するソフトスイッチング技術によりスイッチング損失の改善を達成した。前章までに提 案する転流制御を用いた2石補助共振DCリンクスナバ方式3相電圧形インバータ、直流電 圧利用率の改善できる新しい2石補助共振DCリンクスナバ方式3相電圧形インバータを 提案した。そして、効率改善を実験により確認した。本章ではこれらの研究にて得られた 成果についてまとめる。

#### 7.2 各章、提案回路の特徴

第2章では、新エネルギーインターフェイスとしての電力変換器に高周波スイッチング 化と高効率及び低ノイズを求められていることを紹介した。これらを達成するためにソフ トスイッチング技術を紹介し、ソフトスイッチング方式には大きく補助共振 DC リンクスナ バ方式、補助共振転流ポール方式、補助共振 AC リンク方式があること及び、これらの方式 の特徴を紹介した。なかでも、補助共振 DC リンクスナバ方式が部品点数が少なく低コス トに実現できること、小中容量に向いていることなどからこの方式を小分類することによ り発展の経緯を明らかにし、提案する2石補助共振 DC リンクスナバ方式が新しい方式で あることを示した。そして、新エネルギー分散型電源の分野のインターフェイスとして最 もメリットがあることも示した。

第3章では、提案する2石補助共振DCリンクスナバ回路の動作原理を明らかにするこ とで従来に無かった転流電流を減らす制御が可能となることを指摘した。さらに、AC-AC 電力変換装置にて10kVAの実験を行い前記の動作を確認した。そして、ハードスイッチン グ方式と比較して効率が改善されていることを実証した。さらには伝導性ノイズ測定を行 いハードスイッチング方式と比較して改善できたことも実証した。これらの結果より効率
改善およびノイズ低減に有効であることを実証した。

第4章では、提案する2石補助共振DCリンクスナバ回路を50kVAのAC-AC電力変換器 に応用して動作確認及び特性評価を行った。実験の結果、同じ条件下でハードスイッチン グ方式と比較して効率を改善することができた。伝導性ノイズに関してはある領域におい ては改善することができた。しかし、容量が大きくなると装置構造が大きくなることによ る寄生インダクタンスの増加によりソフトスイッチング波形に振動がのり、共振動作に限 界が現れることを確認し、本方式における容量限界を見出した。

第5章では、提案する2石補助共振DCリンクスナバ方式の直流電圧利用率の減少を解決 するさらに新しい2石補助共振DCリンクスナバ方式を提案した。この新提案方式の動作 原理を明らかにすることで前章の問題点を解決する方式であることを指摘した。また、こ の新提案方式は2石補助共振DCリンクスナバ回路内の電解コンデンサを必要としないた め寿命及び信頼性を改善できる。さらには補助共振DCリンクスナバ回路内の電流実効値 を減らすことができるため、更なる損失を減らすことができ効率を改善できることを実証 した。

第6章では、提案する2石補助共振DCリンクスナバ方式3相V結線PWMインバータ とDC-DCコンバータの動作原理を紹介し、シミュレーション動作確認及び、実験による 動作検討を行った。この新提案方式により従来V結線インバータにて問題となる中間電圧 のバランスに対して、2石補助共振DCリンクスナバ回路を用いて、わずかではあるが不 バランスの抑制をできるメリットを持つ。さらに、従来の2石補助共振DCリンクスナバ 回路に必要であったリンク電圧の1/2電圧を作る電解コンデンサが不要であり、スイッチ を6in1IGBTモジュールと2in1IGBTモジュールの2つのモジュールにて構成でき、シンプ ルな回路であるため実用化に近い方式であることをシミュレーション及び実験により実証 した。

以上、本研究は新エネルギー分散型電源に用いられるインターフェイスとして高効率と 低ノイズ及び低コストを達成できる電力変換装置として2種類の2石補助共振DCリンク スナバ回路を提案し、有効であることを実証した。本研究で得られた結果を集大成した論 文はパワーエレクトロニクスとエネルギーエレクトロニクスとの複合技術分野に新しい知 見を得ることができている。そして、パワーエレクトロニクスを中核として拡大化してい るエネルギーエレクトロニクスの分野への発展に寄与するところも大である。本研究にて 得られた成果がパワーエレクトロニクスの発展の一助となり、地球環境保護やエネルギー 資源問題の解決の役に立てば幸いである。

#### 7.3 **今後の課題**

# 7.3 **今後の**課題

(1):新世代低飽和電圧形IGBTを用いた場合の電力効率の評価。

(2):提案した2石補助共振DCリンクスナバ方式の信頼性評価。

(3):マイクロガスタービンなどの交流エネルギー源による新エネルギー分散化電源用イン ターフェイスとしてのフィールド実験及び実証試験。

(4):太陽光発電システムなどの直流エネルギー源による新エネルギー分散化電源用イン ターフェイスとしてのフィールド実験及び実証試験。

(5):伝導性ノイズ低減のため、本方式とアクティブコモンモードフィルタと併用した場合の評価試験。

#### 関連学術論文 (査読有り)

- [1] 長井 真一郎, 佐藤 伸二, 伊東 洋一, 森田 浩一:「高効率、低ノイズDCリンク共振三相 インバータと転流制御」, 電気学会論文誌 D Vol. 120-D, No.3, pp. 417-422(平成12年3 月)
- [2] 長井 真一郎, 佐藤 伸二, 伊東 洋一, 森田 浩一:「高効率・低ノイズ・共振形三相変換器」, 電気学会論文誌 D Vol.122-D, No.3, pp217-222(平成14年3月)
- [3] 長井 真一郎, 佐藤 伸二, 山本 真義, 平木 英治, 中岡 睦雄:「2石補助共振 DC リンクスナ バを用いた三相電圧形ソフトスイッチング PWM インバータの直流電圧利用率改善」, 電気学会論文誌 D Vol.123-D, No.6, pp710-716(平成15年6月)
- [4] Shinichiro Nagai, Shinji Sato, Tarek Ahmed and Mutsuo Nakaoka:「Two-Switch Auxiliary Resonant D C Link Snubber-Assisted Three-Phase Soft Switching P W M Sinewave Power Conversion System with Minimized Commutation Power Losses 」, Journal of Power Electronics (KIPE) -Vol.3-A, No.4, pp.249-258(平成15年10月)
- [5] 長井 真一郎, 佐藤 伸二:「低ノイズ・高効率三相 P W M インバータ・整流器の開発」, 電磁環境工学情報 E M C, No. 176, pp20-26(平成14年12月)
- [6] 長井 真一郎, 佐藤 伸二:「50k VA 共振形三相電力変換器の開発」, 電磁環境工学情報 EM C, No. 177, pp81-88(平成 14 年 1 月)
- [7] Shinichiro Nagai, Shinji Sato, Ryota Nakanisi, Yoshihiro Tutiya, Mutsuo Nakaoka:「Two-Switch ARDCL Snubber Assisted Three Phase V-connection Inverter and Boost Chopper」, 電気学会論文誌 D Vol.12X-D, No. X, ppXXX-XXX (審査中)(平成16年X月)

## 関連国際学会論文(査読有り)

- [8] Shinichiro Nagai, Shinji Sato, Masayoshi Yamamoto, Mutsuo Nakaoka: 「Noise Evaluation, Two Switch Resonant DC Link-Assisted Double Converter System and Commutation Control to Improve Loss 」, Proceedings of Industrial Electronics Society (IES). Industrial Electronics Conference-2002 (November: 2002)
- [9] Shinichiro Nagai, Shinji Sato, Masayoshi Yamamoto, Mutsuo Nakaoka: 「Two Switch Auxiliary Quasi-Resonant DC Link Three-phase PW M Inverter and Two Switch Auxiliary Resonant Commutated Pole Link Three-phase PW M Recti?er」, Proceedings

of IEEE. International Telecommunication Energy Conference-2003, 34-3, pp.657-662(October.2003)

[10] Shinichiro Nagai, Shinji Sato, Masayoshi Yamamoto, Hisashi Iyomori, Mutsuo Nakaoka: [High E?ciency, Two Switch Auxiliary Quasi-Resonant DC Link Three-phase PWM Inverter and Two Switch Auxiliary Resonant Commutated Pole Link Three-phase PWM Recti?er.」, Proceedings of Industrial Electronics Society(IES). Industrial Elec-tronics Conference-2003.pp403-407 (Best paper prize award)(November.2003)

#### 関連学術講演(一般講演, 査読無し)

- [11] 長井 真一郎, 佐藤 伸二, 伊東 洋一, 森田 浩一:「高速な検出器を必要としない高効率共振 DC リンク三相インバータ」, 電気学会全国大会講演論文集 Vol.4, 805, p.129(平成 11年3月)
- [12] 長井 真一郎, 佐藤 伸二, 伊東 洋一, 森田 浩一:「高効率、低ノイズDCリンク共振三相 インバータと転流制御」, 電気学会産業応用部門全国大会講演論文集, Vol.2, No.178, pp.7-12(平成11年8月)
- [13] 佐藤 伸二, 長井 真一郎, 森田 浩一:「高効率低ノイズ3相ソフトスイッチング変換器」, 電気学会産業応用部門全国大会講演論文集, Vol.2, No.177, pp.1-6(平成11年8月)
- [14] 長井 真一郎, 佐藤 伸二, 伊東 洋一, 森田 浩一:「高効率・低ノイズ・共振形インバータ・コンバータ」, 電気学会産業応用部門全国大会講演論文集, Vol.3, No124.pp.1255-1260(平成12年8月)
- [15] 長井 真一郎, 佐藤 伸二, 伊東 洋一, 森田 浩一:「共振 D C リンクインバータの直流電圧 利用率改善」, 電気学会全国大会講演論文集 Vol.4, 4-034, p.1254(平成 13 年 3 月)
- [16] 長井 真一郎, 佐藤 伸二, 山本 真義, 平木 英治, 中岡 睦雄:「2 石補助共振 D C リンクスナ バを用いた三相電圧形ソフトスイッチング P W M インバータの直流電圧利用率改善」, 電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol.1, No.18, pp.177-182(平成14年8月)
- [17] 長井 真一郎, 佐藤 伸二, 小倉 弘毅, 中岡 睦雄:「補助共振 D C リンク方式の振動防止用 クランプ回路」, 電気学会全国大会講演論文集, Vol 4, 4-56, pp.76(平成 15 年 3 月)
- [18] 長井 真一郎, 佐藤 伸二, 中西 良太, 土屋 義弘, 中岡 睦雄:「補助共振 D C リンク三相 V 結線インバータ・昇圧チョッパ回路」, 電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol.2, No.1-14, pp.I-163-I-166(平成 15 年 8 月)

- [19] 中西 良太,長井 真一郎:「補助共振 D C リンク回路を利用したインバータの保護の検討」,電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol.1, No.1-102, pp.I-479-480(平成15年8月)
- [20] 佐藤 伸二, 長井 真一郎, 森田 浩一:「高効率部分共振 D C リンク変換器」, 電気学会全国 大会講演論文集, Vol 4, 4-S22-3, pp.1818-1821(平成 12 年 3 月)
- [21] 長井 真一郎:「共振形電力変換技術によるノイズ対策」, EMCフォーラム運営委員会「パ ワエレシステムの低周波・高周波 EMCとその対策」(平成14年6月)
- [22] 平木 英治,長井 真一郎:「高周波パルス変調ソフトスイッチングインバータの現状と技術開発動向」,電気学会全国大会シンポジウム(平成16年3月)

## 参考学術論文(査読有り)

- [23] Tarek Ahmed, Shinichiro Nagai, Koji Soshin, Eiji Hiraki, Mutsuo Nakaoka: Variable-Speed Prime Mover Driving Three-Phase Self-Excited Induction Generation with Static VAR Compensator Voltage Regulation {PartI: Theoretical Performance Analysis{ J, Journal of Power Electronics (KIPE)-Vol.3-A, No. 1, pp. 123-132, 2003 (March. 2003)
- [24] Tarek Ahmed, Shinichiro Nagai, Koji Soshin, Eiji Hiraki, Mutsuo Nakaoka: Variable-Speed Prime Mover Driving Three-Phase Self-Excited Induction Generation with Static VAR Compensator Voltage Regulation {PartII:Simulation and Experimental Results{ J, Journal of Power Electronics (KIPE)-Vol.3-A, No. 1, pp. 123-132, 2003(March. 2003)
- [25] 佐藤 伸二,長井 真一郎、山本 真義、エムディ ルコヌッザマン、中岡 睦雄:「一括共振 D C リンクスナバを持つ高効率・低ノイズ三相ソフトスイッチングダブル P W M コンバー タシステム」、電気学会論文誌 D Vol.124-D, No.1,pp54-61(平成 16 年1月)

## 参考国際学会論文(査読有り)

- [26] Shinji Sato, Yutaka Suehiro, Shinichiro Nagai, Koichi Morita: [High E?ciency Soft-Switching 3-phase PWM Recti?er], Proceedings of IEEE. International Telecommunication Energy Conference-2000, 25-1, pp.453-460 (September.2000)
- [27] Claudio Y.Inaba, Shinji Sato, Shinichiro Nagai, Eiji Hiraki, Mutsuo Nakaoka: [Space Voltage Vector Modulated Three Phase Inverter using Auxiliary Pulse Current Trans-

former - Assister Resonant Snubbers], Proceeding of the Power Conversion Conference OSAKA2002(April.2002)

- [28] K. Ogura, S. Chandhaket, S. Nagai, T. Ahmed and M. Nakaoka: 「ZVS-PWM Boost Chopper-Fed DC-DC Converter with Load-Side Auxiliary Edge Resonant Snubber」, Proceeding of the Power Conversion Conference OSAKA2002(April 2002)
- [29] Hisashi Iyomori, Shinichiro Nagai, Kazuhiro Shiraishi, Tarek Ahmed, Hiraki Eiji, Nakaoka Mutsuo: 「Three-Phase Soft Swithing Sinewave Inverter with Bridge Power Module Package Con?gurated Auxiliary Resonant AC Link Snubber」, 2003 Power Electronics Annual Conference Vo. 1. pp507-510(July. 2003)
- [30] 長井 真一郎,藤野 勇治:「風力・太陽光ハイブリッド発電制御装置」,サンケン技報, Vol.22, No.1, pp.41-45(平成13年12月)
- [31] Tarek Ahmed, Katsumi Nishida, Shinji Sato, Shinichiro Nagai, Eiji Hiraki, Mutsuo Nakaoka: 「Variable-Speed Wind Turbine Coupled Three-Phase Self-Excited Induction Generator Voltage Regulation Scheme with Static VAR Compensator Controlled by PI Controller」, 2003 Power Electronics Annual Conference Vo. 1. pp532-535 (July. 2003)
- [32] Hisashi Iyomori, Shinichiro Nagai, Shinji Sato, Masayoshi Yamamoto, Mutsuo Nakaoka: Three-Phase Bridge Power Block Module Type Auxiliary Resonant AC Link Snubber- Assisted Soft Switching Inverter for Distributed AC Power Supply], Proceedings of IEEE. International Telecommunication Energy Conference-2003, 34-2, pp.650-656(October.2003)
- [33] Hisashi Iyomori, Shinichiro Nagai, Shinji Sato, Masayoshi Yamamoto, Mutsuo Nakaoka: 「Three-Phase Power Module Bridge Type Auxiliary Resonant AC Link Snubber-Assisted Three-Phase Soft Switching Inverter」, Proceedings of Industrial Electronics Society(IES). Industrial Electronics Conference-2003.pp2705-20710(November.2003)

## 参考学術講演 (一般講演, 査読無し)

 [34] 長井 真一郎, 福本 征也, 臼井 浩, 長尾 道彦:「ワイド入力に対するソフトスイッチン グ単相 PFC 昇圧コンバータの検討」, 電気関係学会関西支部連合大会講演論文集 G4-46, pp. G145(平成9年11月)

- [35] 長井 真一郎, 嶋田 雅章, 伊東 洋一, 中村 萬太郎:「単相チョッパを用いた絶縁トランス を必要としない三相高力率コンバータ」, 電気学会全国大会講演論文集 Vol.4, 762(平 成10年3月)
- [36] 佐藤 伸二, 長井 真一郎:「ロスレススナバを用いた DC/DC コンバータの解析」, 電気学 会全国大会講演論文集 Vol.4, 829, p.162(平成11年3月)
- [37] 佐藤 伸二, 末廣 豊, 長井 真一郎, 森田 浩一:「高効率ソフトスイッチング力率改善回路」, 電気学会産業応用部門全国大会講演論文集, Vol.3, No.280, pp.207-212(平成11年8月)
- [38] 長井 真一郎, 佐藤 伸二, 渡邉 敏彦, 伊東 洋一, 森田 浩一:「高効率・高昇圧 D C/D C コン バータ回路」, 電気学会全国大会講演論文集 Vol.4, 4-049, p.1428(平成12年3月)
- [39] 佐藤 伸二, 長井 真一郎:「零電圧スイッチング3相変換器」, 電気学会全国大会講演論文 集 Vol.4, 4-037, pp.1409-1410(平成12年3月)
- [40] 佐藤 伸二, 長井 真一郎:「ソフトスイッチング三相電流形変換器」, 電気学会産業応用 部門全国大会講演論文集, Vol.3, No.126.pp.1265-1268(平成12年8月)
- [41] 長井 真一郎, 佐藤 伸二:「共振形三相インバータ」, 電気学会産業応用部門全国大会講 演論文集, Vol.3, No.267, pp.1365-1370(平成13年8月)
- [42] 安藤 正之, 吉次 淳二, 平木 英治, 長井 真一郎, 中岡 睦雄:「小容量ソフトスイッチング 昇圧形 P W M チョッパ回路と性能評価」, 電子情報通信学会技術研究報告会 電子通信 エネルギー技術研究会 Vol. 101, No. 651, E E 2001-55, pp. 9-15(平成 14 年 2 月)
- [43]小倉 弘毅,広田 慶彦,サラウット チャンタケート,林二三雄,長井 真一郎,中岡 睦雄:「小規模分散型太陽光発電用ソフトスイッチング昇圧コンバータ結合正弦波 PWMインバータ」,電子情報通信学会総合大会講演論文集 B-9 電子通信エネルギー技術部門No.10,pp.431(平成14年3月)
- [44] 中村 萬太郎, 山崎 貴幸, 佐藤 伸二, 長井 真一郎, 中岡 睦雄:「ケミコンレスアクティブ 補助共振スナバの実験的検討と三相電圧形ソフトスイッチング正弦波インバータへの 適用」, 電気学会全国大会講演論文集 Vol.4, 4-075(平成14年3月)
- [45] 伊与森尚,吉田正伸,長井真一郎,平木英治,中岡睦雄:「ブリッジ形共振ACリンクスナ バ回路の一検討」,電気学会産業応用部門大会講演論文集,Vol.1,No.21, pp.193-196(平 成14年8月)

- [46] 中西 良太,長井 真一郎,菅野 雄一郎:「電流形 push-pull 回路を用いた UPS 用 D C-D C コ ンバータ」,電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol.3, No.249, pp.307-310(平成 14年8月)
- [47] 伊与森尚,吉田正伸,長井真一郎,平木英治,中岡睦雄:「ブリッジ形共振ACリンクスナバを用いた三相電圧形インバータと性能評価」,電気学会全国大会講演論文集,Vol.4,4-57, pp.77-78(平成15年3月)
- [48] 伊与森尚,長井真一郎,中岡睦雄:「ブリッジ形共振ACリンクスナバ方式三相電圧形 正弦波ソフトスイッチングPWMインバータと性能評価」,電気・情報関連学会中国支 部第53回連合大会講演論文集,060518,pp176-177(平成14年10月)
- [49] Tarek Ahmed, Koji Soshin, Shinichiro Nagai, Eiji Hiraki, Mutsuo Nakaoka:「Wind Turbine Driven Three-Phase Self-Excited Induction Generator with Static VAR Compensator and Its Performance Evaluations」, 電気情報通信学会技術研究報告 Vol.102 No.644, pp35-40(平成15年2月)
- [50] Tarek Ahmed, Koji Soshin, Shinichiro Nagai, Eiji Hiraki, Mutsuo Nakaoka:「Wind Turbine Driven Three-Phase Self-Excited Induction Generator with Static VAR Compensator and Its Performance Evaluations」, 電気学会研究会資料 SPC-03-62, pp35-40(平成15年2月)
- [51] Claudio Y.Inaba, 小西 義弘, 長井 真一郎, 中岡 睦雄: 「パルス電流回生機能付パッシブ 共振スナバを用いた2石フライバック形ZVS-PWMコンバータ」, 電子情報通信学会 信 学技報技術研究会 Vol., No., EE2003-25, pp. 1-6(平成15年7月)
- [52] 長井 真一郎:「風力・太陽光ハイブリッド発電制御装置」,新ネルギー研究開発シンポジウム2002(主催:新エネルギー研究開発シンポジウム実行委員会ほか、後援:経済 産業省中国経済産業局ほか)セッション:「太陽・波力エネルギー分科会」(平成14年9 月18日)
- [53] 伊予森尚,長井真一郎,吉田正伸,平木英治,中岡睦雄:「ブリッジ形共振ACリンクス ナバ方式三相正弦波ソフトスイッチングPWMインバータの性能評価」,電気学会研究 会資料 SPC-04-48,pp7-10(平成16年1月)
- [54] 長井 真一郎,佐藤 伸二,白石 和洋,中岡 睦雄:「系統連系2石補助共振DCリ ンク三相V結線インバータの開発」,電子情報通信学会 信学技報技術研究会 Vol103., No.653, EE2003-65, pp. 1-4(平成16年2月)

[55]小倉 弘毅,西田知正,長井 真一郎,白石 和洋,中岡 睦雄:「瞬時値時分割デュア ルモード制御正弦波変調インバータ」,電子情報通信学会 信学技報技術研究会 Vol103., No.653, EE2003-65, pp.81-86(平成16年2月)

#### 関連特許

- [56] 長井 真一郎, 森田 浩一, 佐藤 伸二:「電力変換装置 (共振 D C リンクソフトスイッチングの回路と制御に関する特許)」, 特開 2000-262066, 特願平11-60176 (1999/3/8)
- [57] 佐藤 伸二, 森田 浩一, 長井 真一郎:「電力変換装置 (共振 D C リンクソフトスイッチングの回路に関する特許)」, 特開 2000-262067, 特願平11-60417 (1999/3/8)
- [58] 佐藤 伸二, 長井 真一郎:「電力変換装置 (共振 D C リンクソフトスイッチングの制御に 関する特許)」, 特開 2000-341965, 特願平11-144269(1999/5/25)
- [59] 長井 真一郎, 佐藤 伸二:「電力変換装置 (共振 D C リンクソフトスイッチングのクラン プ回路に関する特許)」, 特開 2001 - 309667, 特願 2000-117899 (2000/4/19)
- [60] 長井 真一郎, 佐藤 伸二:「電力変換装置 (共振 D C リンク V 結線インバータに関する特許)」, 特許出願済 (平成 15 年)
- [61] 長井 真一郎, 佐藤 伸二, 中西 良太, 土屋 義弘:「電力変換装置 (共振 D C リンク V 結線インバータ制御に関する特許)」, 特許出願中 (平成 15 年)

#### 参考特許

- [62] 佐藤 伸二, 長井 真一郎:「交流-直流変換装置 (電流型インバータのソフトスイッチン グに関する特許)」, 特開 14-125377, 特願 2000-313981 (2000/10/13)
- [63] 佐藤 伸二, 長井 真一郎:「交流-直流変換装置 (電流型インバータのソフトスイッチン グに関する特許)」, 特開 14-084757, 特願 2000-272637 (2000/9/8)
- [64] 長井 真一郎, 佐藤 伸二:「風力発電装置(風力発電機の制御に関する特許)」, 特開14-136192, 特願2000-325562(2000/10/25)
- [65] 長井 真一郎, 佐藤 伸二:「電力変換装置(共振ACリンクインバータに関する回路と制御に関する特許)」, 特許15-250277, 特願2002-45876(2002/2/22)

- [66] 長井 真一郎, 佐藤 伸二:「電力変換装置 (共振 D C リンク変換器のアクティブクランプ スナバ関する特許)」, 特許出願済 (平成 14 年)
- [67] 中西 良太,長井 真一郎:「電力変換装置(DC-DCコンバータ関する特許)」,特許出願済 (平成14年)
- [68] 長井 真一郎, 佐藤 伸二:「電力変換装置 (VIENNA 整流器のクランプ回路に関する特許)」, 特許 2003-141049 (平成15年)
- [69] 中西 良太,長井 真一郎:「電力変換装置(RDCL用保護回路に関する特許)」,特許出願 中(平成15年)
- [70] 長井 真一郎,山口 和宏:「電力変換装置(共振単相インバータに関する特許)」,特許出 願予定(平成15年)
- [71] 長井 真一郎, 佐藤 伸二:「電力変換装置 (VIENNA 整流器のパッシブ共振回路に関する 特許)」, 特許出願予定 (平成 15 年)

# 謝辞

博士学位論文をまとめるにあたり著者が山口大学大学院・理工学研究科博士後期課程入 学の機会を頂きしかも数年間余りの間、日々熱心な御指導かつ御鞭撻を賜りました山口大 学工学部・電気電子工学科・大学院理工学研究科・システム工学(電気システム工学)専攻

工学博士 中岡睦雄教授に心から感謝するとともに厚く御礼申し上げます。

また、本論文をまとめるにあたり、ご多忙中にもかかわらず有益かつ貴重な御指導・御 教授を賜わりました山口大学工学部・大学院理工学研究科・工学博士 江鐘偉教授、工学博 士 羽野光夫教授、工学博士 内藤裕志助教授、工学博士 浅田裕法助教授に厚く御礼申し上 げます。

この研究に取り組んでいる間、多くの御指導・御助言を頂いた山口大学電気電子工学科 平木 英治助手、マイウエイ技研 伊東 洋一氏、松下電工 宗進 耕児、神鋼電機研究開 発部 故奥野 敦氏、本田技研 工学博士 黒川 学氏、安川シーメンス 工学博士 吉次 淳 二氏、サンケン電気 辻本 直治氏、河内 祥一氏、大野 哲彦氏、伊藤 茂氏、森田 浩一氏、 中村 萬太郎氏、佐藤 伸二氏、藤野 勇治氏、山口 和宏氏、中西 良太氏、土屋 義弘氏、山 本 真義氏に深く感謝の意を表します。

これまで共に研究に励み、昼夜を問わず大いにディスカッションを交わした中岡研究室の 小倉 弘毅君、伊与森 尚君、吉田正伸君、Claudio Y.Inaba 君、Serguei Moisseev 君、Tarek Ahmed 君、Srawouth Chandhaket 君、白石 和洋君をはじめとする大学院生・卒研生の方々 に感謝致します。

公私ともに著者を手助けし、著者を研究に専念させてしてくれた方々に感謝致します。 最後に31年余りの長年にわたり著者を育て、暖かく見守って頂いた父 長井 正博、母 良子に深く感謝の意を表します。