

新しいトランス共振 DC リンク回路トポロジーと 瞬時空間電圧ベクトル変調三相電圧形 ZVS-PWM 正弦波インバータへの応用

米森 秀登**・安常 秀信*・平木 英治*・泉 照之*・中岡 睦雄*

New Transformer-assisted Resonant DC Link Topology and Its Application for Three-Phase Voltage-Fed ZVS-PWM Sinewave Inverter using Instantaneous Space Voltage Vector Modulation

Hideto YONEMORI**, Hidenobu YASUTSUNE*, Eiji HIRAKI*, Teruyuki IZUMI*
and Mutsuo NAKAOKA*

Abstract

The newly-proposed Resonant DC Link (RDCL) topology operating under the high-frequency transformer-assisted zero-voltage soft switching commutation principle is presented in this paper. This basic circuit operating principle and the optimum design procedure for Transformer-Assisted Quasi-Resonant DC Link (TQRDCL) which excludes its load current sensing-based predictive feedback control loop and the DC voltage-clamped PWM function are considered as compared with the conventional RDCL circuit topologies. The performance of three-phase ZVS-PWM inverter system is discussed and evaluated in terms of the comparative study between TQRDCL three-phase soft-switching PWM type and conventional three-phase hard-switching PWM inverter systems on the basis of the simulating and experimental results.

1. まえがき

高周波スイッチングモード電力変換装置は、産業システム、電力システム、通信・情報システムなど多様なあらゆる応用分野において重要な役割を担っており、高性能化、小形軽量化を目的とした開発が活発に行われてきた。特に、半導体製造技術の急速な進歩に伴って、電力用半導体スイッチングデバイスの高性能化や多機能化は著しく、インテリジェント化されたパワーデバイス/モジュールや駆動回路モジュールも実用化されてきている。高周波化かつ大容量化された半導体電力変換装置においては、高効率化・小型軽量化に対する考慮と共に、スイッチングサージに伴う電磁(EMI/

RFI)ノイズの低減化が不可欠となる。しかしながら、現在のハードスイッチングPWMベース電力変換方式のインバータ/コンバータといった回路トポロジーでは、これらの問題点を同時に極小化を図ることは原理上不可能であるため、MOSゲート新型パワー半導体デバイスの持つ特性を十分に考慮した上で、新しい概念を基盤とした高性能電力変換回路トポロジーを導入することが必要となる。

その一つの解決策として、ソフトスイッチングPWMと呼ばれる電力変換回路技術がある。すなわち、スイッチングパワーデバイス端子間電圧をスイッチング過渡遷移時にのみゼロ電圧状態とするZVS動作機能、或いはゼロ電流状態とするZCS動作機能をさらにはゼロ電圧/ゼロ電流導入する新技術である。中でも共振DCリンク(RDCL)によるZVS-PDM方式、ZVS-PWM方式は、中容量から大容量の電力変換システムへの適用が有効であり、その回路構成もインバータ/コンバー

* 山口大学工学部電気電子工学科

** 神戸大学工学部電気電子工学科

た、双方向コンバータを中心に種々の提案がなされている。しかしながら、従来のソフトスイッチング電力変換方式では負荷電流センシングによるフィードバックによる共振 DC リンク系の ZVS 安定化が必要であり、このタイミング初期状態値制御が適切であるか否かによって RDCL 部の損失発生や安定性に大きな差が生じる上に制御系が複雑となる。しかしながら、筆者らの知る限り、これまでに提案されてきた RDCL 方式は、これに対する検討は十分加えられておらず、基本的にすべて同質の特性を有しているものと見ることができ

る。本論文では、高周波変調に伴うスイッチング損失、EMI ノイズレベルの低減を目的とした RDCL の新しい方式として、インバータ負荷電流フィードバックループが不要でかつ安定に ZVS 動作をする RDCL 方式として高周波トランスを用いた PWM 機能をもつ部分共振 DC リンク回路(以下 TQRDCL と称する)トポロジーの提案を行っており、その特徴と回路動作及び最適回路設計法について述べたものである。また本論文では、提案になる TQRDCL を適用した瞬時空間電圧ベクトル正弦波制御3相電圧形 ZVS-PWM CVCF インバータシステムや UPS としての特性評価を行い、DSP ベースデジタル制御ソフトウェアを想定したシミュレーション解析により行い、提案の共振 DC リンク回路トポロジーが負荷側からの電流フィードバックループを除去できることにより、従来の RDCL 回路よりも ZVS 安定化の共振制御が簡単なブラックボックス的手法で行え、3 相 ZVS-PWM 電力変換システムすなわち正弦波インバータ応用上有効であることを示している。

2. 高周波トランス共振 DC リンク回路トポロジー

〈2.1〉 基本動作原理と特徴 本論文で取り扱う TQRDCL の基本原理は、従来方式における ZVS 安定化の共振初期電流の制御期間が DC リンク部における昇降圧動作にほかならない点に着目し、トランスの昇(降)圧機能によりこれを代用する点にある。従来より、電磁結合インダクタを用いることにより、RDCL 回路に発生する共振コンデンサ電圧のピークカットを行うアクティブクランプ方式や、補助共振部の電流ピークカットを目的とした共振 DC リンク ZVS 方式が提案されている。しかしながら、これらの方式においても、共振 DC リンク系の損失分存在等による共振コンデンサ電圧の減衰とその対策について十分考慮はなされておらず、負荷電流のフィードバックが必要となる点においては、初期に提案された ZVS-PDM 方式のものと同

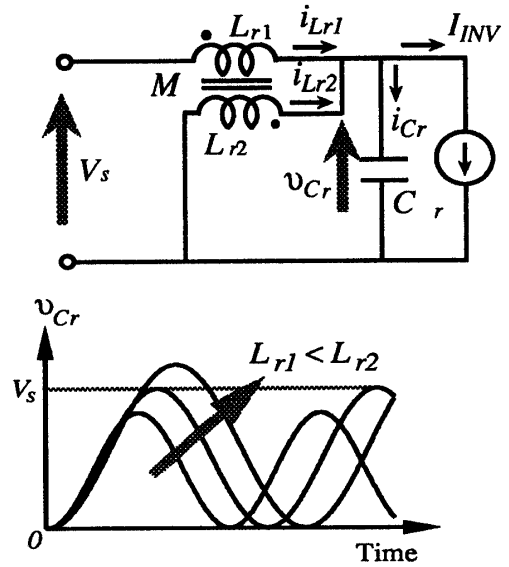


Fig.1 Basic operating principle of new TQRDCL circuit

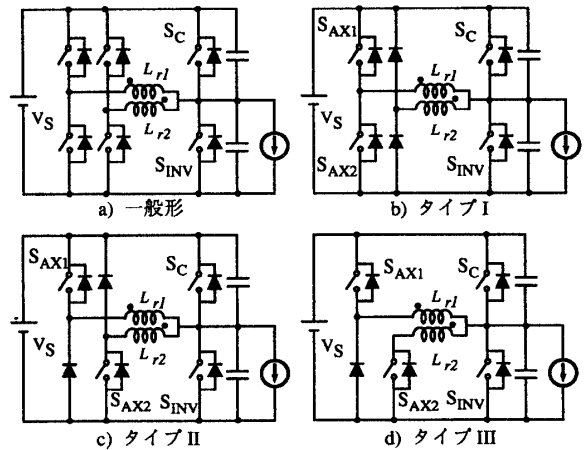


Fig.2 New vortage-clamped TQRDCL Circuit Topologies

質的に同じものであると見ることができ、ここでは、新提案の TQRDCL の動作原理と回路特性解析について述べていくこととする。

Fig.1は TQRDCL の基本原理を説明する概念図としての基本回路構成及び共振 DC リンク回路部における電圧・電流の初期条件をゼロとして直流電圧 Vs をステップ入力したときの共振コンデンサ電圧の応答波形例を示したものである。この原理図に示されているように、基本的に共振コンデンサ電圧の振幅は、トランス 1 次側及び 2 次側のインダクタンス比によって決定されることとなり、負荷電流の変動に対しても影響を受けることが少ないため、ZVS 動作が安定な共振 DC リンク回路の構成実現が可能であることがわかる。こ

Tabl 1. Comparative Charactedstics of TQRDCL stage Circuits

回路形式		タイプ I	タイプ II	タイプ III
パワーデバイス	ターンオン	ZCS	ZCS	ZVS/ZCS
	ターンオフ	ZCS*	ZCS*	ZCS*
	定格	電圧 1.0p.u. 電流 2.0-3.0p.u.	1.0p.u. 2.0-3.0p.u.	1.0p.u. 2.0-3.0p.u.
S _{AX1}	ターンオン	ZCS	ZCS	ZCS
	ターンオフ	ZCS*	ZCS*	ZVS/ZCS
	定格	電圧 1.0p.u. 電流 2.0-3.0p.u.	1.0p.u. 2.0-3.0p.u.	1.0+ α p.u. ($\alpha > 1.4$) 2.0-3.0p.u.
S _{AX2}	ターンオン	ZVS/ZCS	ZVS/ZCS	ZVS/ZCS
	ターンオフ	ZVS	ZVS	ZVS
	定格	電圧 1.0p.u. 電流 1.0p.u.	1.0p.u. 1.0p.u.	1.0p.u.
S _c	ターンオン	ZVS/ZCS	ZVS/ZCS	ZVS/ZCS
	ターンオフ	ZVS	ZVS	ZVS
	定格	電圧 1.0p.u. 電流 1.0p.u.	1.0p.u. 1.0p.u.	1.0p.u.
S _{INV}	ターンオン	ZVS/ZCS	ZVS/ZCS	ZVS/ZCS
	ターンオフ	ZVS	ZVS/ZCS	ZVS/ZCS
	定格	電圧 1.0p.u. 電流 1.0p.u.	1.0p.u. 1.0p.u.	1.0p.u.
初期電流制御	昇圧時	不要	不要	
	降圧時	不要	初期設定電流: I _{co} (一定値)	

ZCS* ; 準ZCS動作

の原理を RDCL に応用することができるが、これを用いた一般形回路構成は、ZVS 共振制御に用いるスイッチの構造選択によって Fig.2 に示すような 3 種類の RDCL 回路トポロジーとして実現される。

■インバータアームにかかる電圧は直流電源電圧 V_s でクランプされ、全てのスイッチングパワーデバイスにおいて ZVS 並びに ZCS 動作が行われる。

■負荷電流予測制御ループが必要ない。

■共振 DC リンク回路は、3 相電圧形インバータのスイッチング時のみ部分共振動作する。従って、その後段の電力変換回路の処理電力に比べ、共振 DC リンク回路部の処理電力は小さい。

TQRDCL 回路系に用いられる高周波トランスの基本回路設計は、全てのタイプでほぼ同様であり、使用される各スイッチングパワーデバイスの定格及びソフトスイッチング特性は詳細は文献に譲るが Table.1 に示した通りとなる。ここでは、これらの TQRDCL 系の内特に Type I を応用したインバータシステムについて論ずる。この TQRDCL 系の動作波形例は Fig.3 に示す通りであり、各スイッチングパワーデバイスにおいて ZVS 或いは ZCS のスイッチングモードが実現されてい

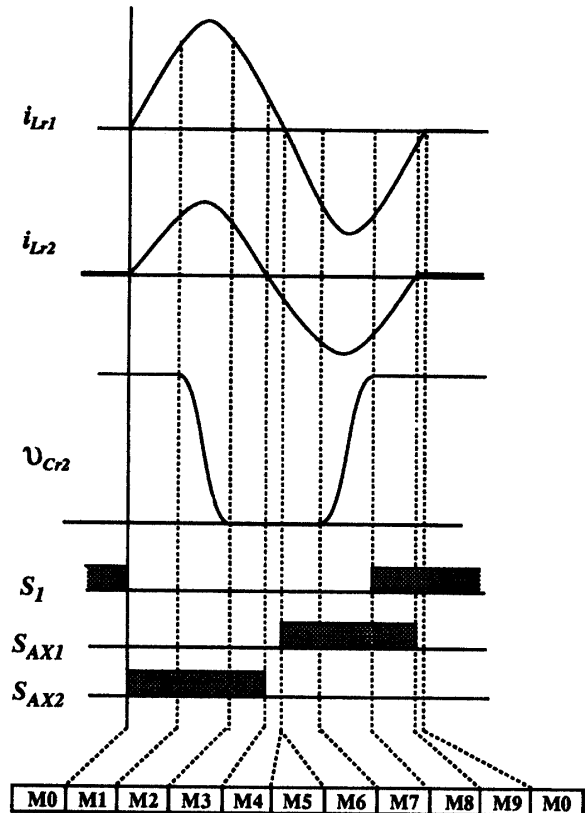


Fig.3 Operating waveforms of a new resonant DC link circuit

ることがわかる。このときの基本となる動作モードは、PWM 制御期間を含めて10のモードに区分され、一見すると回路動作は複雑であるように見えるが、各動作モードは共振回路現象に従って自然に変化しており、パワーデバイスのスイッチングシーケンスも極めて簡単である。部分共振はスイッチング時のみ高周波スイッチング下で行われるが、補助スイッチ S_{AX1}, S_{AX2} を制御することによりソフトスイッチング PWM が可能である。従来の共振 DC リンク方式では、3 相電圧形インバータのスイッチングパターンの変更により負荷電流が変化し共振 DC リンク系に影響するため、負荷電流の予測制御が必要であったが、本方式は高周波トランスの巻線比を高く設定することにより、部分共振モード時に負荷電流が変化しても共振 DC リンク系は安定に ZVS 動作し、共振初期電流の予測制御を必要としない。さらに、共振 DC リンク回路内の共振コンデンサ電圧は V_s でクランプされ 3 相電圧インバータ側のパワーデバイスの電圧ピークストレスは低減される。

〈2.2〉 TQRDCL 動作 提案回路の各動作モードとその状態遷移について Fig.2 (b) の回路を対象に説明

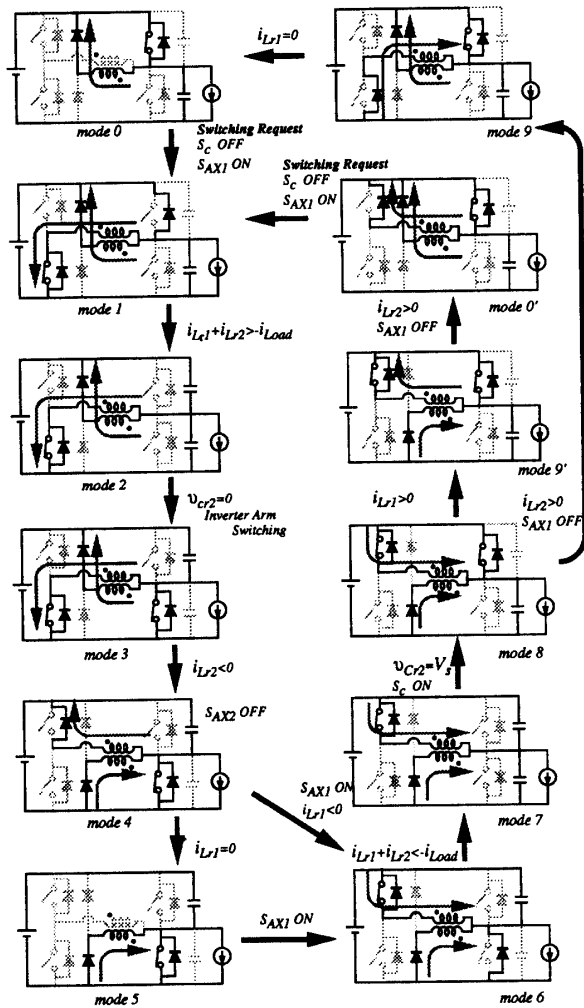


Fig.4 Existing operating modes of TQRDCL circuit

する。各モード毎の回路状態及びモード遷移条件を Fig.4に示す。

〈Mode0〉基本動作モードであり直流電源電圧 V_s が、スイッチ S_C を通して供給されている。このモードにおける高周波トランス2次側電流は、ゼロもしくは計算上非常に小さな値からゼロ電流状態に変化している。

〈Mode1〉スイッチ S_C がZVSターンオフすると同時に S_{AX1} をZCSターンオンし、TQRDCL系の動作が開始する。高周波トランス1次側電流はTQRDCL回路内の共振コンデンサの電圧が印加され直線的に変化する。この時、2次側の電流 i_{Lr2} は昇圧効果により直流電源側に回生電流となってダイオード D_{AX1} を通して流れる。このモードはトランス共振電流が負荷電流値に達するまで継続する。この時の負荷電流の大きさ及び極性によってモード1の時間が変動することになる。

〈Mode2〉回路動作は部分共振モードとなり、共振コンデンサ電圧が減少し、ゼロ電圧に達するとダイオード D_2 が導通する。

〈Mode3〉この期間に共振DCリンク出力段のインバータのスイッチング動作が行われる。高周波トランス2次側の電流は、直流電源電圧部に回生されるため高周波トランス電流は1次・2次の双方とも逆状態となりゼロ電流に向って直線的に減少する。

〈Mode4〉高周波トランス2次側 i_{Lr2} の電流が零に達した時点でスイッチ S_{AX2} がターンオフし、モード4となる。高周波トランス1次側の電流は、ほぼ同時にゼロ電流状態であるが、計算上の残留している電流分によってこのモードが発生する。高周波トランス1次側の電流値がゼロになるとモード5に遷移する。

〈Mode5〉高周波トランス2次側を流れる電流は、スイッチ S_{INV} を通して循環する。しかし、このモードは、基本的に共振DCリンク回路動作時においては、 S_{AX1} が直ちにターンオンされるため、タイミング制御系の検出遅れによる時間のみに存在するモードである。

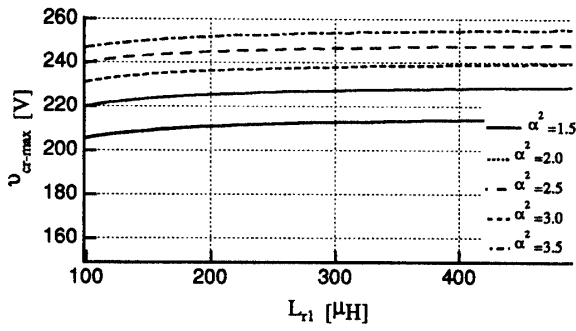
〈Mode6〉 S_{AX1} はZCSターンオンし、高周波トランス1次側電流は直線的に変化する。この時、その2次側は共振コンデンサ電圧がゼロ電圧状態であるため同様に直線的に変化してゆく。高周波トランス電流 i_{Lr1} と i_{Lr2} の値が負荷電流値を越える値となるまでは、余剰電流分はスイッチ S_{INV} の逆並列ダイオードを通して流れ続け共振コンデンサ電圧 v_{Cr2} をゼロ状態に維持している。

〈Mode7〉高周波トランス電流 i_{Lr1} と i_{Lr2} の値が負荷電流値を越えると、 S_{INV} の逆並列ダイオード D_{INV} は自然転流し、共振コンデンサ電圧 v_{Cr2} は、部分共振状態で直流電源電圧 V_s まで昇圧される。

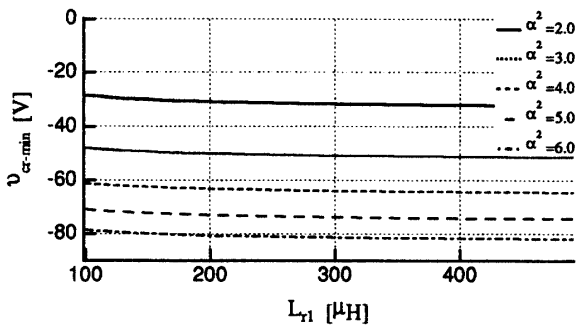
〈Mode8〉 v_{Cr2} が直流電源電圧 V_s に達するとダイオード D_1 がターンオンし、高周波トランス電流は2次側が回生状態であるため、逆電流となり直線的に減少する。 i_{Lr2} が先にゼロに達するとモード9に、 i_{Lr1} が先にゼロに達するとモード9'に遷移する。

〈Mode9〉 i_{Lr2} がゼロになるとスイッチ S_{AX1} がオフし、1次側電流は S_{AX2} の逆並列ダイオードを通して回生する。2次側電流は誘導起電力によってダイオード D_{AX1} を通して流れ始める。やがて1次側の電流値はゼロとなり、モード0に変化する。

〈Mode9'〉一旦ゼロとなった1次側電流は、2次側に流れている電流による逆起電力によって再び逆方向に流れ始める。しかし、2次側は電流逆バイアス状態であるのでは直線的に減少する。このモードは i_{Lr2} がゼロ電流になるまで継続し、 i_{Lr2} がゼロになると



a) 共振コンデンサのピーク電圧



b) 共振コンデンサの最小電圧

Fig.5 Relationships of resonant capacitor voltage vs. transformer inductance

スイッチ S_{AX1} がオフする。

〈Mode0〉原理上、1次側にわずかではあるが電流が存在するためこのモードの発生が計算上考えられる。しかしながら、トランスの電磁結合係数は高く設計されるため、そのリーケージインダクタンスは小さく、ほとんど直ちにモード0もしくはモード1に移る。

3. 共振 DC リンク回路用高周波トランスの設計

高周波トランスの設計にあたっては、共振初期電流の制御無しに共振コンデンサ電圧がゼロ電圧と直流電源電圧 V_s の範囲を負荷条件に関わらず変化するようにトランスインダクタンス比を決定する必要がある。TQRD-CL 回路トポロジタイプ1の回路方程式の状態変数解は、下記のように書き表せる。

$$u_{cr1}(t) = \frac{(L_{r2}+M)(u_{cr2}(0)-V_s) + (L_{r1}+M)u_{cr2}(0)}{L_{r1}+L_{r2}+2M} \cos \omega_r t + \frac{(L_{r2}+M)V_s}{L_{r1}+L_{r2}+2M} + \frac{1}{\omega_r C_r} I_{c0} \sin \omega_r t \dots (1)$$

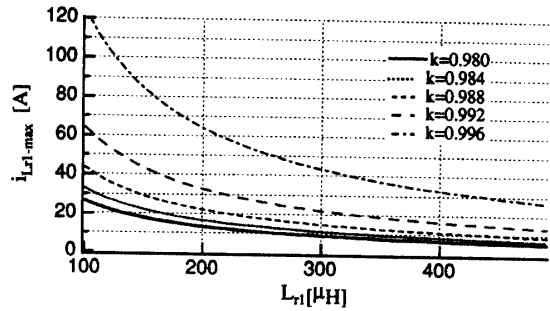


Fig.6 Relationship of transformer peak resonant current vs. inductance.

$$i_{Lr1}(t) = \frac{(L_{r2}+M)^2(u_{cr2}(0)-V_s) + (L_{r1}+M)(L_{r2}+M)u_{cr2}(0)}{\omega_r(L_{r1}L_{r2}-M^2)(L_{r1}+L_{r2}+2M)} \sin \omega_r t + \frac{(L_{r2}+M)}{L_{r1}+L_{r2}+2M} I_{c0} (\cos \omega_r t - 1) + i_{Lr1}(0) \dots (2)$$

$$i_{Lr2}(t) = \frac{(L_{r1}+M)(L_{r2}+M)(u_{cr2}(0)-V_s) + (L_{r1}+M)^2 u_{cr2}(0)}{\omega_r(L_{r1}L_{r2}-M^2)(L_{r1}+L_{r2}+2M)} \sin \omega_r t + \frac{(L_{r1}+M)}{L_{r1}+L_{r2}+2M} I_{c0} (\cos \omega_r t - 1) + i_{Lr2}(0) \dots (3)$$

ここで、 I_{c0} は共振初期電流、 M はトランス相互インダクタンス、 ω_r は共振角周波数

$$\omega_r = \sqrt{\frac{L_{r1}+L_{r2}+2M}{C_r(L_{r1}L_{r2}-M^2)}} = \sqrt{\frac{1+2k\alpha+\alpha^2}{C_r L_{r1} \alpha^2 (1-k^2)}} \dots (4)$$

である。

ここで、 α は高周波トランスの巻数比、 k は電磁結合係数である。

昇圧モードにおける共振コンデンサ電圧の最大値 v_{cr2max} は、(1)より共振初期電流がゼロであるので、

$$v_{cr2max} = \frac{2(L_{r2}+M)V_s}{L_{r1}+L_{r2}+2M} = \frac{2V_s(k\alpha+\alpha^2)}{1+2k\alpha+\alpha^2} \dots (5)$$

と求められる。これは、降圧モードにおいても同様に作用する。Fig.5は、昇圧モードにおける共振コンデンサ電圧の最大値と降圧モードにおける電圧最小値を高周波トランス巻数比をパラメータとして示したもので、直流電源電圧 V_s を200 [V]として計算している。また、部分共振時における損失を抑えるためには、共振回路のピーク電流がどの程度流れるかを検討しておく必要がある。共振インダクタ結合系としての高周波トランスに流れる電流値は、 α が大きく設定されているので $i_{Lr1} > i_{Lr2}$ となる。この場合、その1次側の電流値は、

$$i_{Lr1max} = \frac{V_s}{(L_{r1}+L_{r2}+2M)\omega_r} \left\{ \frac{(L_{r2}+M)^2}{(L_{r1}L_{r2}-M^2)} \frac{\pi}{2} \right\} = \frac{V_s}{L_{r1}(1+k\alpha+\alpha^2)\omega_r} \left\{ \frac{(k\alpha+\alpha^2)^2}{\alpha^2(1-k^2)} \frac{\pi}{2} \right\} \dots (6)$$

として求められる。Fig.6は高周波トランスの1次側イ

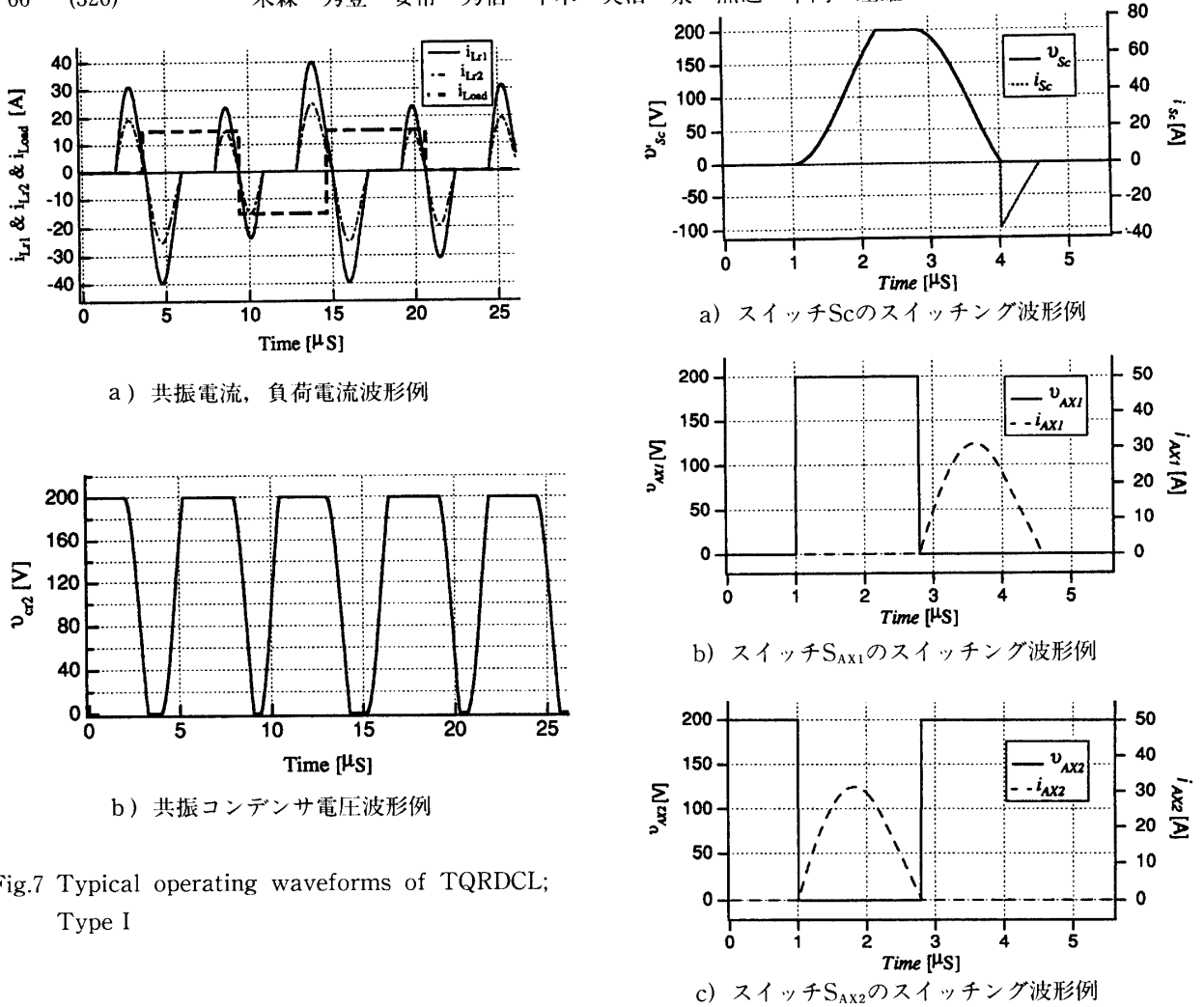


Fig.7 Typical operating waveforms of TQRDCL; Type I

Fig.8 Switching voltage and current waveforms of TQRDCL; Type I

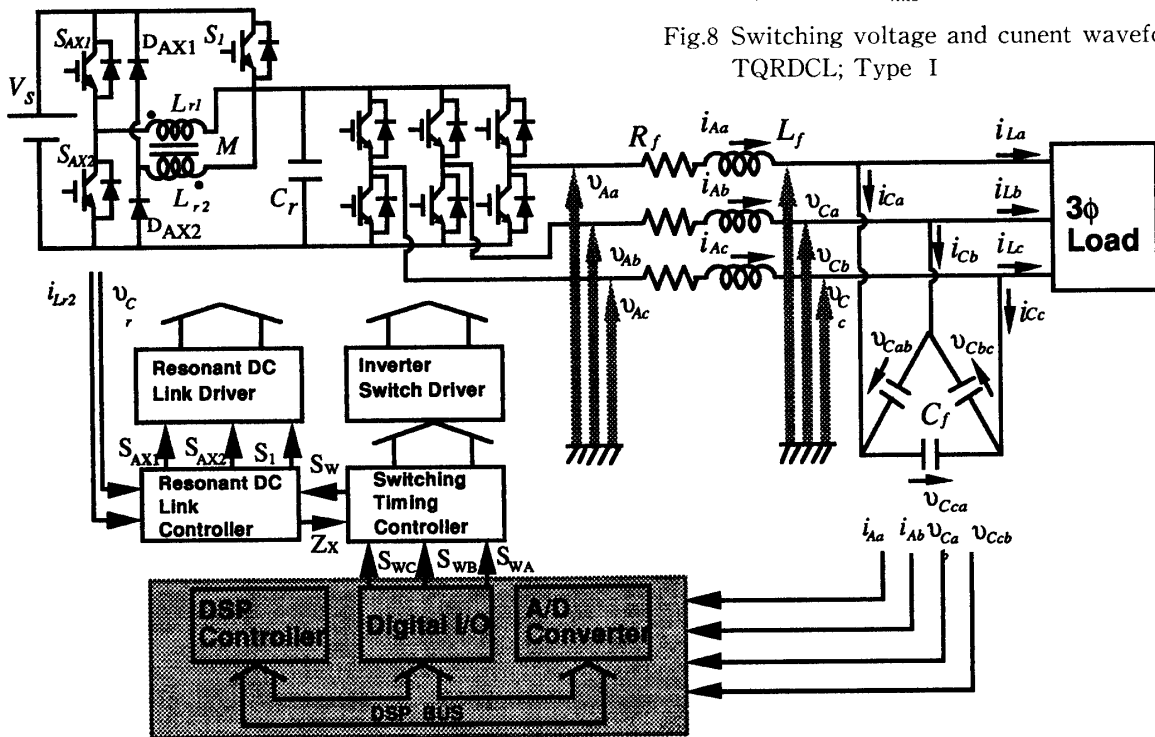


Fig.9 Three-phase ZVS-PWM inverter system with transformer-assisted resonant DC link

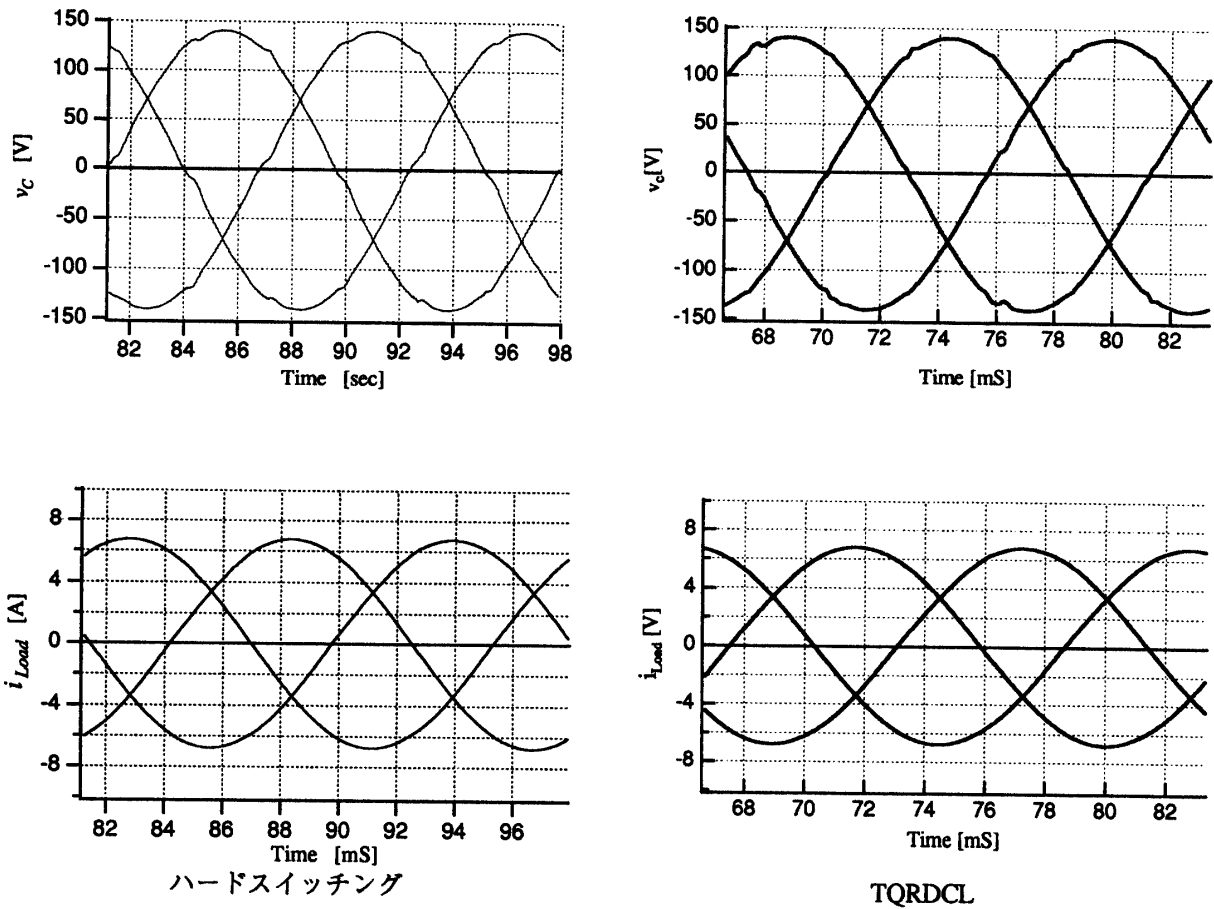


Fig.10 Output synthesised waveforms for hard-switched and soft-switched PWM three-phase inverters

Table.2 Design specifications of TQRDCL

Source Voltage	Vs	200 [V]		
		Type I	Type III	Hard-SW
Transformer Inductor	Lr1	190[μ H]	215[μ H]	Dead Time 1[μ S]
	Lr2	475[μ H]	537[μ H]	
Mutual Inductance	M	300[μ H]	335[μ H]	
Resonant Capacitor	Cr1		110[nF]	
Resonant Capacitor2	Cr2	176[nF]	3[nF]	
Filter Inductor	U-phase	697[μ F]		
	V-phase	636[μ F]		
	W-phase	617[μ F]		
Filter Registance	U-phase	0.244[Ω]		
	V-phase	0.227[Ω]		
	W-phase	0.214[Ω]		
Filter Capacitance	U-phase	19.95[μ F]		
	V-phase	19.95[μ F]		
	W-phase	19.96[μ F]		
Sampling Time	Ts	12[kHz]		
Reference Voltage	Vref	100[Vrms]		
Target Frequency	Fe	60[Hz]		

ンダクタンスの変化により電流値がどのようなピーク値となるかを示したもので、その条件は共振周波数が300[kHz]一定としている。これらの結果より、3[kVA]程度のインバータなどの電力変換装置にTQRDCL回路を設けることを考え、ピーク電流が定格電流の3倍程度を越えないように高周波トランスを設計すると仮定したとき、高周波トランスの巻数比 α 、その電磁結合係数 k と1次側インダクタンス Lr_1 は、共振コンデンサ電圧の最大値/最小値に20%程度の余裕を持たせた条件下で、それぞれ $\alpha=1.6$ 、 $k=0.992$ 、 $Lr_1 190$ [mH]となる。またこの時、共振コンデンサの容量は $Cr 105$ [nF]となる。

< 4 > 回路動作と特性評価

<4.1> TQRDCL 部のシミュレーション結果 Fig.7 に高周波トランス共振 DC リンク部の共振コンデンサ電圧及び高周波トランス電流波形のシミュレーション波形例を示す。シミュレーション解析時の条件は、回路設計例に示した各回路定数を用いている。Fig.3の動作

波形例に示したように共振電流はゼロから立ち上がり、各補助共振スイッチの動作はZCSターンオンが実現される。この動作波形例から明らかなように、各共振コンデンサ電圧のゼロクロスポイント時において負荷電流の変化する条件すなわち、共振DCリンク回路部にとって最も厳しい条件下においても原理通りのZVS動作が可能なが確認される。

この時のTQRDCL回路の各部のスイッチング電圧/電流波形であるが、Fig.8に示すようにスイッチの電圧と電流は非干渉となりスイッチング損失の少ないスイッチング動作が行われている。特にインバータ側への電力をバイパスするスイッチであるScは、完全なZVS/ZCSターンオン/オフが実現されている。その他の補助スイッチにおいてもターンオンはZCS、ターンオフ時にはZVS/ZCSの双方が実現され、スイッチング損失とEMIノイズ発生の抑制に非常に効果が高いと思われる。

<4.2> 新共振DCリンクインバータシステムの動作波形 Fig.9にTQRDCLによる瞬時空間電圧ベクトル正弦波変調3相電圧ZVS-PWMインバータシステムの構成を示す。この制御システムはDSPによるデジタル制御系を想定し、1サンプル時間内にゼロ電圧ベクトルを含む8つの電圧ベクトルにより、指示電圧ベクトルとの誤差の少ない出力電圧が得られるよう構成されている。3相電圧形ZVS-PWMインバータシステムとしての出力電圧であるが、Fig.10に示したようにソフトスイッチング/ハードスイッチングを問わず誘導性負荷時において良好な三相出力が得られている。この動作波形例におけるシミュレーション条件は、TQRDCLシステムにおいては、共振DCリンク部の共振周波数を $f_r=300$ [kHz]、ハードスイッチング3相電圧形PWMインバータシステムにおいてはデッドタイム t_d として $1[\mu s]$ の時間幅を設けて計算している。他の回路定数をTable.2に示す。

これらの波形を比較して明らかなように、高い動作周波数に設定されたTQRDCL回路部の動作による出力波形への影響は、おおむね本シミュレーションに用いたデッドタイム t_d と同等程度のものであることがわかる。波形例等は割愛するが、TQRDCL 3相電圧形ZVS-PWMインバータのコンデンサ入力負荷系のような非線形負荷時においても5[%]以下の出力電圧歪み率の出力が得られており、3相CVCFインバータシステムとしての新しい応用にも適用可能であることが確認されている。

<5> おわりに

負荷電流の予測制御を行わず安定にZVS動作するPWM制御可能な新しいトランス共振DCリンク回路方式を提案し、動作原理とその回路の最適設計法を述べ、シミュレーション解析結果を例として、動作を定量的に図説した。また、提案の共振DCリンク方式を三相電圧形ZVS-PWM CVCFインバータに適用した系統連係分散電源システムは、従来のハードスイッチングPWM方式3相電圧形インバータと比較しても遜色のない出力特性が得られることをシミュレーション結果より確認した。今後、次世代のIGBT (MOS制御バイポーラトランジスタ)、MCT (MOS制御サスリスタ)、MOS制御静電誘導サイリスタなどの新形MOSゲートパワー半導体デバイス/モジュールを基盤とした新しい提案の共振DCリンク3相電圧形ZVS-PWMインバータのさらなる高性能化並びに状態ベクトルフィードバックベースのデジタル制御による高機能化/高性能化についてのハードウェア/ソフトウェアの研究開発を行うことにしている。さらに、新しい共振DCリンクを用いた3相電圧形ZVS-PWMアクティブ整流コンバータ、双方向パワーコンバータ、系統連係太陽光発電用インバータ/コンバータ分散電源の特性評価とそのデジタル制御、ZVS-PWMアクティブパワーフィルタの研究開発などを推進していく所存である。

文 献

- 1) D.M. Divan: "Design Trade-off in Soft Switching Inverterst" Proceedings of International Symposium on Power Electronics-Korea, pp. 275-279, April, 1992.
- 2) M. Nakaoka, et al; "Time-Sharing Space-Voltage Vector Controlled Inverter with New High-Frequency Transformer-Assisted Quasi-Resonant DC Link and UPS Application", Proceedings of UPEC-UK, (University Power Engineering Conference, October, 1993.
- 3) M. Nakaoka et al; "Next Generation Voltage Vector ZVT-PWM AC-DC Active Power Converter with Auxiliary Transformer-assisted Resonant DC Link", Proceedings of IEEE Power Electronics Specialist Conference, Vol. 1 pp. 644-650, June 1994.

- 4) H. Yonemori et al.; "High-Frequency Transformer-assisted Quasi-Resonant DC Link Three-Phase ZVS-PWM Inverter," Proceedings of IEE-UK Conference, pp.390-395, October, 1994.
- 5) 中岡, 渡辺 編; "高周波リンク電力変換システムの技術動向" 電気学会技術報告, 第519号, pp.1-92, 1994年11月,
(平成6年10月15日受理)