

高周波リンク非共振形コンバータのソフトスイッチング化

永井 昌樹* 松井 幹彦**

Soft Switching Technique for High Frequency Link Non-Resonant Type Converter

Masaki NAGAI Mikihiko MATSUI

Abstract : The static power converters based on power-electronic technology, such as inverters for fluorescent lights or air-conditioners, are spreading in our daily life. However, the emission noise and conduction noise due to their switching operation caused a problem of EMI (Electro Magnetic Interference) . This paper presents an application of soft switching technique to reduce EMI in the high-frequency link converter which is one of the most promising circuit configurations for UPS (Un-interruptible Power Supply) or solar battery systems. The basic idea is that every switching operation of the converter can be made in the soft switching mode if the loss-less snubber and the natural commutation phase angle control techniques are both applied to input-inverter and output-cycloconverter stages, respectively. The principle, the accompanying technical problem of parasitic resonance and its countermeasure are mentioned. Validity and availability of the proposed method are shown through experimental results obtained in the prototype system.

1. まえがき

電磁調理器をはじめ、インバータ蛍光灯やインバータエアコンなど、近年パワーエレクトロニクス機器は益々我々の日常生活の中に浸透しつつある。しかし、これら家庭用や一般産業用に用いられるパワーエレクトロニクス機器は、電磁波（放射ノイズ）や高調波（伝導ノイズ）を発生するため、それらが他の機器に与える影響が問題とされるようになってきた⁽¹⁾。近い将来、太陽電池や二次電池を組み合わせた家庭用の新エネルギーシステムが普及すればホームエレクトロニクスにおけるEMI（Electro Magnetic Interference：電磁干渉）の問題も一層身近になるとと思われる。

このような状況を背景として、筆者らは新エネルギーシステムやUPS（Un-interruptible Power Supply：無停電電源装置）システムに用いられる図1の高周波リンク電力変換装置の回路構成と制御法について検討を進めてきた^{(2) - (6)}。この種の電力変換装置に関してはすでにいくつかの開発事

例が報告されているが^{(7) - (11)}、従来の考え方はいずれもいわゆるハードスイッチングを基本としている。これに対して筆者らは、スイッチングをすべてソフトスイッチング、つまり零電圧または零電流の状態で行うことによって、EMI低減に加えて電圧サージによる素子へのストレスの抑制、電力変換効率の向上を図る非共振形ソフトスイッチング方式を提案している。すなわち、

①出力段のサイクロコンバータ部での電力制御

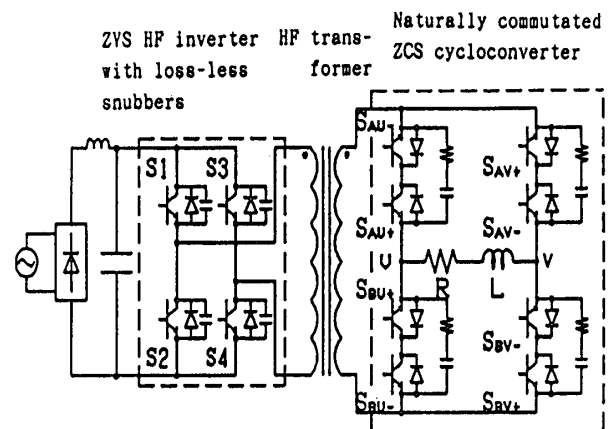


図1 サイクロコンバータ方式高周波リンクDC/ACコンバータ（単相出力）

Fig. 1 Cycloconverter type HF link DC/AC converter.

* 本学大学院電子工学専攻

**本学電子工学科，助教授

1994年10月12日受理

に、通常用いられるPWMの代わりにサイリスタ変換器などに用いられる自然転流の位相制御を適用することで、サイクロコンバータ部を零電流スイッチング化できる。

②入力側高周波インバータ段にロスレスキャパシタスナバを適用することにより、インバータ部を零電圧スイッチング化できる^{(12)、(13)}。

本論文では、提案方式の原理及びサイクロコンバータ部で問題となる寄生共振現象の発生機構と対策、実験結果について述べる。また、本方式においても通常のPWMと同等の瞬時電流制御が可能であることを示し、これを応用したアクティブフィルタ機能の付加とその効果について述べる。

2. サイクロコンバータの動作

2. 1 システム構成

高周波リンク電力変換方式は、直流を高周波インバータで数kHz～数十kHzにした後、絶縁トランスを介してサイクロコンバータで所望の周波数に変換する方法である。提案する方法は、種々のタイプの高周波リンク方式電力変換回路に適用できるが、本論文では図1に示す単相出力の回路を対象とする。

従来の方式の多くは、サイクロコンバータ部での出力電圧制御にPWMを用いているが、PWMを行うとトランスの漏れインダクタンスにより素子のオフ時にサージ電圧が発生するので、これを抑制する電圧クランプ回路やスナバ回路を付けなければならない。これに対して、本方式では自己消弧形サイクロコンバータ部での電圧制御に自然転流による位相制御のみを用いて、トランスの漏れインダクタンスのエネルギー処理を転流重なり現象として行うためサージ電圧は発生しない。さらに、自己消弧素子を用いることにより転流余裕時間を短くできるため、高周波リンク部の周波数を数十kHz程度にしても、位相制御の可能な出力電圧範囲を十分に広くとることができる。ただし、後に詳しく述べるようにトランスの漏れインダクタンスと、素子自身の寄生キャパシタンスによる振動を抑えるためのRCスナバが各アームに接続される。一方、高周波インバータの各アームに接続されたコンデンサはロスレスキャパシタとして動作する。

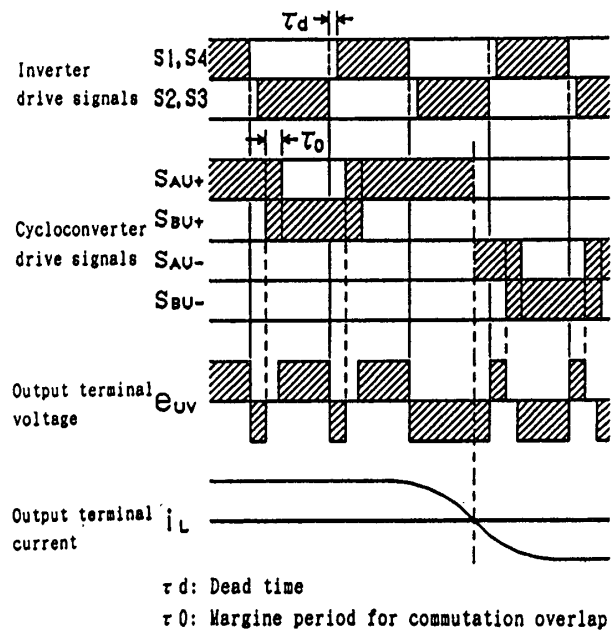


図2 制御信号タイミング

Fig. 2 Control signal timings.

2. 2 制御信号タイミング

図2に、各部の制御信号タイミングを示す。基準発振器（ここでは使用した水晶発振器の関係で $f = 16.7 \text{ kHz}$ とした。）によりインバータとサイクロコンバータは同期して制御される。サイクロコンバータの制御パルスは、基準発振器に同期した鋸波状基準信号と電圧指令を比較して発生され、その交点で与えられる転流タイミングを変えることで出力電圧が調整できる。しかし、素子が自己消弧機能を有することから、サイクロコンバータの入力側は電流源とみなせるため開放させてはならず、素子の通流中は常に制御信号のON状態を保持しなければならない。また、電流の流れている素子を制御信号によりOFFさせるとサージ電圧が発生してしまうため、電流の流れている素子をOFFさせる前に転流先の素子をまずONさせて、双方にONパルスを与える期間 τ_0 を設ける（ここでは $2 \mu \text{ sec}$ に設定）。この期間内に自然転流による転流重なりが起これ、これまでON状態にあった素子は電流が零となった時点で自然にOFF状態に転じるので零電流スイッチングとなる。また、期間 τ_0 の終了後に素子の制御パルスをOFFにしても、既に電流は零なので原理的にサージ電圧の発生を防ぐことができる。

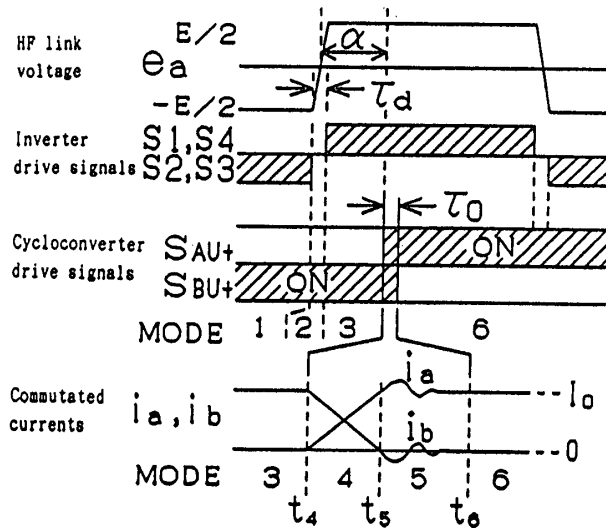


図3 サイクロコンバータの転流スイッチングモード

Fig. 3 Commutation switching modes of the cycloconverter.

2. 3 電圧振動の発生原理

しかし、各スイッチング素子にはそれぞれ寄生容量が存在し、これがトランスの漏れインダクタンスと共振回路を形成するので、転流直後にスイッチング素子に大きな高周波電圧振動が発生してしまう。

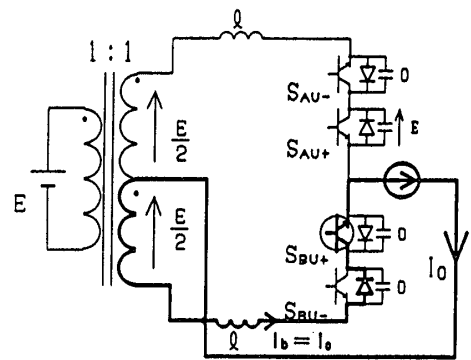
そこで、サイクロコンバータでの転流動作と電流経路を図3に示すモードに分け、図4に示すモード図を用いてこの電圧振動の発生原理を説明し、これを抑制するための方法を示す。なお、説明を容易にするためにサイクロコンバータはU相だけを例にとり、ハーフブリッジの構成で説明する。

【モード1】 ($t < t_1$)

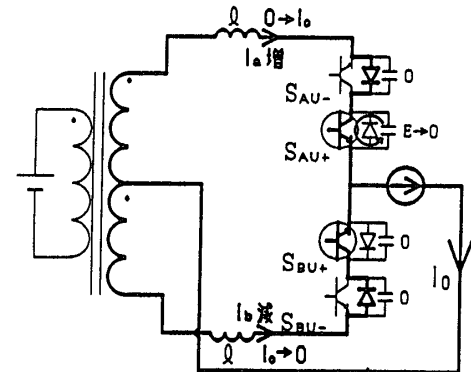
サイクロコンバータは転流前の状態で、スイッチ S_{BU+} がONしており図4 (a)のように電流は流れる。また C_{AU+} は、Eに充電されている。

【モード2】 ($t_1 \leq t < t_2$)

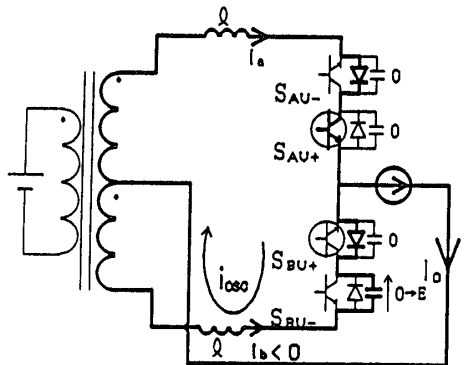
このモードが転流重なり期間で、転流先である S_{AU+} がON (零電流スイッチングON) することによって電流 i_a は次第に増加し、反対に i_b は減少していく。そして $i_b = 0$ の時点で S_{BU+} はOFF (零電流スイッチングOFF) する。なお、 C_{AU+} は S_{AU+} のONとともに放電し、このエネルギーは損失となる。



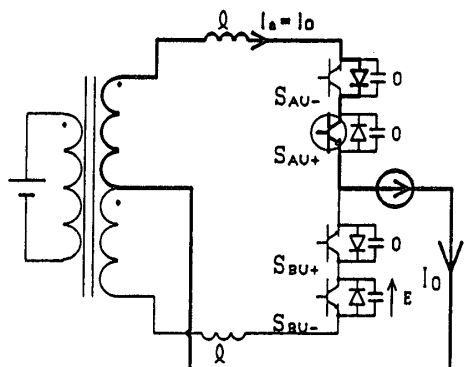
(a) Model (Before commutation)



(b) Mode2 (Commutation overlap mode)



(c) Mode3 (Parasitic oscillation mode)



(d) Mode4 (After commutation)

図4 各モードでの電流経路

Fig. 4 Current pass in each mode.

【モード3】 ($t_2 \leq t < t_3$)

i_b の極性が反転すると、 D_{BU} の逆回復時間はこのダイオードを電流が流れる。そして逆回復時間が終わると C_{BU} への充電が始まり、この時漏れインダクタンス $L (= 2l)$ と C_{BU} の共振により電圧振動が発生する。

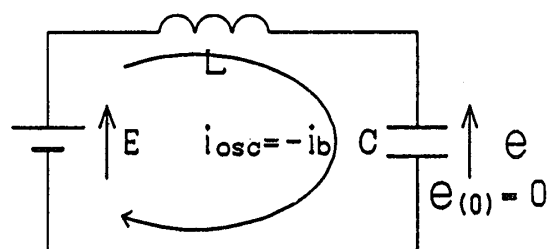
【モード4】 ($t_3 \leq t$)

スイッチ S_{BU} の制御パルスをOFFするこの時点では、既に電流は零であるのでサージ電圧は発生せず、電流は図4(d)のように流れる。

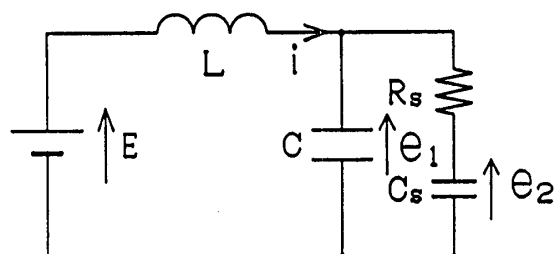
2.4 スナバ回路について

2.3で示したモード3は、図5(a)のような等価回路として表すことができる。ここで L はトランスの漏れインダクタンス分 $2l$ を表し、巻線抵抗については最もダンピング効果の低い抵抗分が零の場合を仮定する。振動抑制用に、素子に並列に R_s のみを付加するものとした場合、 C の端子電圧 e が振動しない条件は、

$$R_s \leq \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \dots (1)$$



(a) Without snubber circuit



(b) With snubber circuit

図5 寄生振動モード (Mode3) の等価回路

Fig. 5 Equivalent circuit for parasitic oscillation mode (Mode3).

で与えられる。しかしこのままでは定常時に R_s に直流が流れて損失を生じるため、 R_s と直列に C_s を入れ、 $R-C$ スナバとする。この $R-C$ スナバの時定数を適切に選ぶことで C に充放電の起きる短期間のみ、スナバを等価的に R_s としてみなすことができる。一方、充放電の完了後はスナバを C_s とみなすことができる。

以下、 C_s 、 R_s の最適設計法について検討するのにあたり、次の2つの無次元化量を導入する。

規格化時定数：

$$\widehat{T}_s \equiv \frac{\text{LCの直列共振周波数}}{R_s C_s \text{スナバの遮断周波数}}$$

$$= \frac{R_s C_s}{\sqrt{LC}} \quad \dots (2)$$

規格化抵抗値：

$$\widehat{R}_s \equiv \frac{R_s \text{の値}}{\text{臨界抵抗値}R_0 \text{ (1)式}}$$

$$= 2R_s \sqrt{\frac{C}{L}} \quad \dots (3)$$

これら2つの量を用いると R_s 、 C_s は、それぞれ次式で与えられる。

$$R_s = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \widehat{R}_s \quad \dots (4)$$

$$C_s = 2C \cdot \frac{\widehat{T}_s}{\widehat{R}_s} \quad \dots (5)$$

これらから以下のことが分かる。

- i) 漏れインダクタンス L が大きい程 R_s は大きくでき、従ってスナバ放電時に素子に流れる電流スパイクの振幅を小さくできる。
- ii) L の値により R_s が(4)式により選ばれるため、 L の値はスナバの充放電時間に影響を与えるが、一方最適な C_s は L には無関係で C のみに依存して与えられる。スナバロス、主に電源電圧 E に依存するので L の値の影響は少なく、転流時の負荷電流の値とも無関係となる。

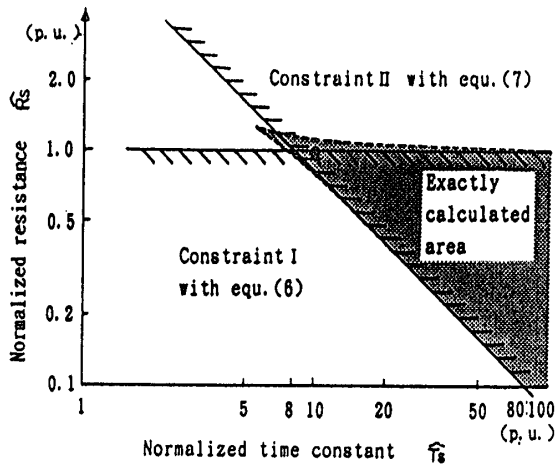


図6 規格化スナバ定数 \widehat{T}_s , \widehat{R}_s の推奨領域

Fig. 6 Recommended area for normalized snubber parameter \widehat{T}_s and \widehat{R}_s .

上記のうち特に ii) は、転流時に漏れインダクタンスに蓄えられた磁気エネルギーを、自己消滅しようとする素子と並列にバイパス路として設けられた R-C スナバ (または R-C-D スナバ) で全て処理しようとする通常のスナバ回路の考え方とは異なるものである。すなわち提案方式では、転流時の漏れインダクタンスのエネルギー処理は全て自然転流による転流重なり現象を利用して処理される。一方、R-C スナバは素子の寄生容量と漏れインダクタンスの避けがたい共振現象を抑制する目的で設けるもので、漏れインダクタンスのエネルギーの処理とは一切関係がない。

2. 5 スナバの設計

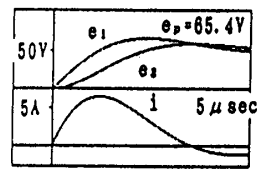
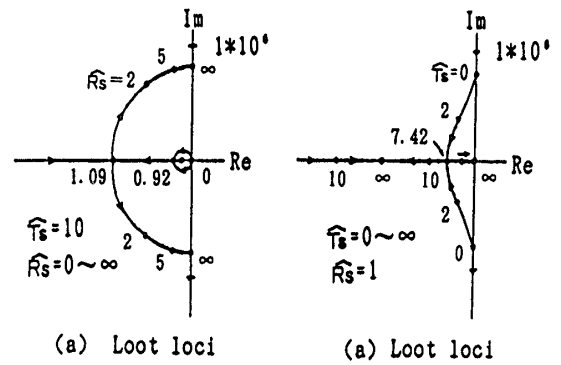
2. 4 で定義された、 \widehat{T}_s 、 \widehat{R}_s の設計指針を以下に示す。図 5 (b) において、まず視察により以下の 2 つの条件が考えられる。

条件 I : C の充電初期における LC 直列共振の抑制条件

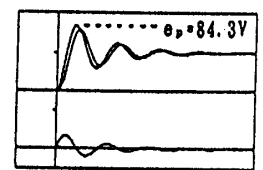
$$\widehat{R}_s \geq 1 \quad (\because (1) \text{ 式}) \dots (6)$$

条件 II : L-C_s-R_s 回路における直列共振の抑制条件

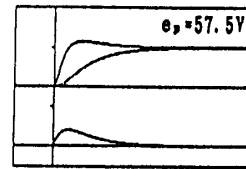
$$R_s \geq 2\sqrt{\frac{L}{C_s}} \quad \text{より}$$



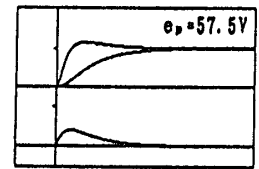
(b) $\widehat{T}_s=10$ $\widehat{R}_s=0.2$



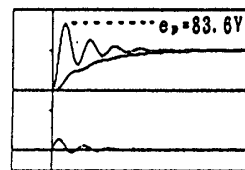
(b) $\widehat{T}_s=1$ $\widehat{R}_s=1$



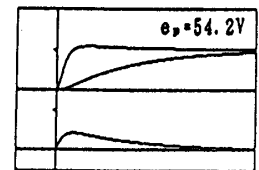
(c) $\widehat{T}_s=10$ $\widehat{R}_s=1$



(c) $\widehat{T}_s=10$ $\widehat{R}_s=1$



(d) $\widehat{T}_s=10$ $\widehat{R}_s=5$



(d) $\widehat{T}_s=20$ $\widehat{R}_s=1$

図7 \widehat{T}_s 一定時のシミュレーション結果 図8 \widehat{R}_s 一定時のシミュレーション結果

Fig. 7 Simulation results with constant \widehat{T}_s .

Fig. 8 Simulation results with constant \widehat{R}_s .

$$\widehat{R}_s \geq \frac{8}{\widehat{T}_s} \dots (7)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i \\ e1 \\ e2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR_s} & \frac{1}{CR_s} \\ 0 & \frac{1}{C_s R_s} & -\frac{1}{C_s R_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ e1 \\ e2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} E$$

..... (8)

図6は、(6)、(7)式で与えられるこれら2つの条件を図示したものである。また同図に斜線で

示される領域は、図5 (b) の回路の固有周波数を零とするための条件、すなわち次式で与えられる回路の状態方程式のシステム行列 (3 × 3) の固有値が、全て実根となる領域を表したものである。

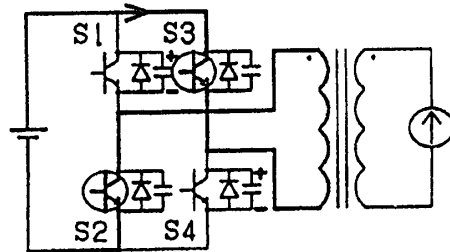
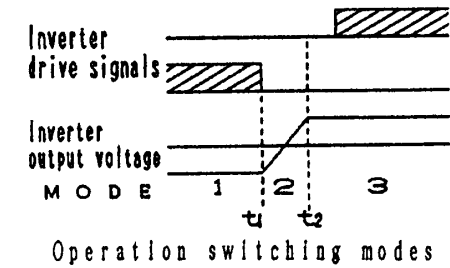
図7は、図6で、 \widehat{T}_s を10一定とし、 \widehat{R}_s を0 ~ ∞まで変化させた場合の、極配置を表している。図7 (a) より \widehat{R}_s が、0.92 ~ 1.09の間は3つの極がいずれも実軸上にあり系が非振動的となることが分かる。図7 (b) ~ (d) は \widehat{T}_s を10一定のまま、 \widehat{R}_s を0.2, 1, 5とした場合の各部のシミュレーション波形である。図7 (c) $\widehat{R}_s = 1$ の場合は非振動的となり最も好ましい結果が得られているが、 \widehat{R}_s が0.92より小さくなると図7 (b) のように電圧の応答時間は遅くなり、電流の振動によるピーク値は大きくなる。逆に、 \widehat{R}_s が1.09より大きくなると図7 (d) のように電圧、電流とも振動が激しくなる。

図8は \widehat{R}_s を1一定として、 \widehat{T}_s を0 ~ ∞まで変化させた場合で、図8 (a) より \widehat{T}_s が7.42より小さくなると図8 (b) に見られるように振動が激しくなり、7.42より大きくなると図8 (d) のように応答時間が遅くなることを示している。(6), (7) 式による領域は、固有値から求めた厳密な計算結果とよく一致し、上記 I, II の条件が定性的に妥当であることが裏付けられる。また(6), (7) 式の条件は斜線の領域内に含まれることから、振動抑制のための十分条件を与えており、実用的にも意味のある条件式といえる。

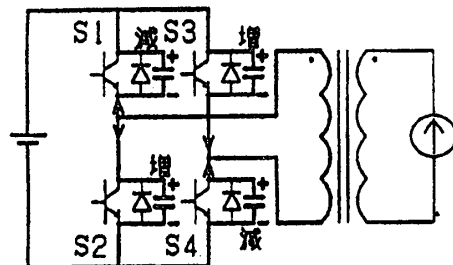
3. インバータの動作

次に、入力段の高周波インバータの動作について述べる。図2において、インバータの制御パルスは、S1, S4とS2, S3を組にして交互にスイッチングし、出力が方形波の電圧源となるように動作させる。なお、両組の切換時に同時にONし、短絡状態になるのを防ぐためにデッドタイム τ_d を設ける。

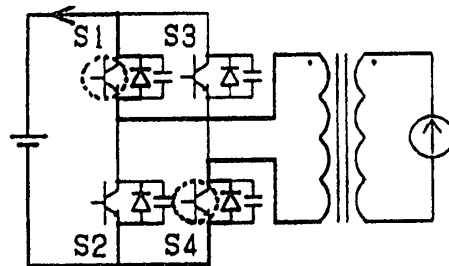
従来の方式の多くは、サイクロコンバータ部の制御にPWMを用いているが、本方式では先に述



(a) Model



(b) Mode 2



(c) Mode 3

図9 インバータの転流スイッチングモード

Fig. 9 Commutation switching modes of the inverter.

べたように自然転流による位相制御を用いているため、前段のインバータに対しては常に遅れ電流を要求することになる。そこで素子にロスレス (Loss-less: 無損失) スナバを付加することにより、インバータ部を零電圧スイッチング化できる。以下に、この原理を図9を用いて説明する。

【モード1】 ($t < t_1$)

スイッチS2, S3がONし、図9 (a) のように電流が流れる。この時、スナバコンデンサC1, C4はそれぞれ符号の向きに充電される。

【モード2】 ($t_1 \leq t < t_2$)

インバータは休止期間となり、全てのスイッチはOFFする。この時、スナバコンデンサC1, C4は放電し、C2, C3は充電する。電流は、図9(b)の経路で流れる。

【モード3】 ($t_2 \leq t$)

C1, C4の放電が終わると同時に、並列に接続されたダイオードD1, D4がONして、図9(c)のように電流は流れる。休止期間が終了してスイッチS1, S4にON信号が与えられても、サイクロコンバータでの転流によって電流の極性が変わるまで電流はD1, D4を流れる。

しかし軽負荷の場合には、周知のようにモード2においてデッドタイム τ_d の間に、スナバコンデンサが充放電しきれずに次のモードに移ってしまい効果が期待できない。この点は、ロスレススナバ方式に共通する問題点であるが、ダミーリアクトルの接続、またはトランスの励磁電流を利用してモード2での電流を確保する方法などが考えられる。

4. 実験結果

4. 1 実験に使用する値の選定

高周波トランスの漏れインダクタンスを測定するためにトランスの二次側に、適当な共振用コンデンサCを接続して一次側を発振器で励振し、その直列共振周波数 f_0 がほぼ高周波リンクの基本波周波数16.7kHzとなるようにCを選定する。このようにして得られたCの値と f_0 より漏れインダクタンスを、 $L = 4.3 \mu\text{H}$ とした。(この場合の巻線抵抗は $r = 42.0 \text{ m}\Omega$ であった。)

またサイクロコンバータのスイッチング素子として使用したMOSFETの寄生容量Cを求めるため、実験により上記のLとの寄生共振の周波数を測定したところ、1.65MHzであった。この値よりCを逆算したところ $C = 2.3 \text{ nF}$ となった。この値はカタログ値 2.1 nF とほぼ等しく妥当であるとみなして $C = 2.3 \text{ nF}$ とした。

図7、図8のシミュレーション結果より、規格化スナバ定数を図6に示される $\widehat{R}_s = 1$, $\widehat{T}_s =$

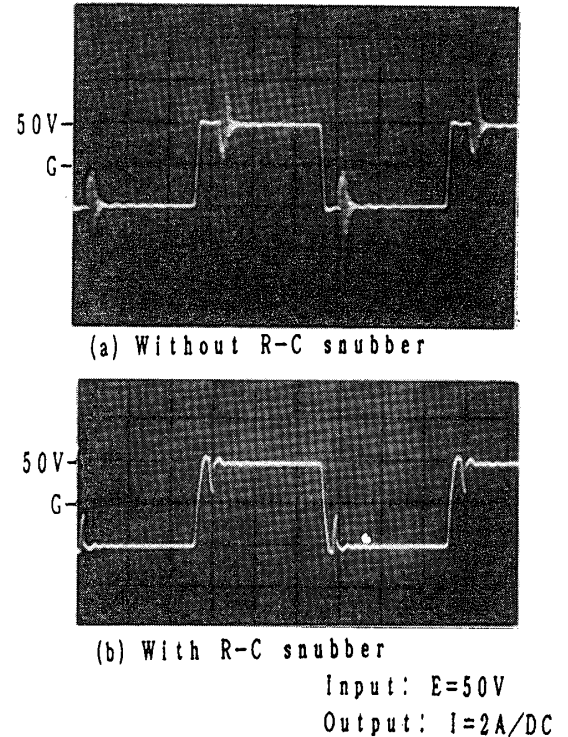


図10 高周波トランス二次側における電圧波形
Fig. 10 Voltage wave forms at secondary winding of HF transformer.

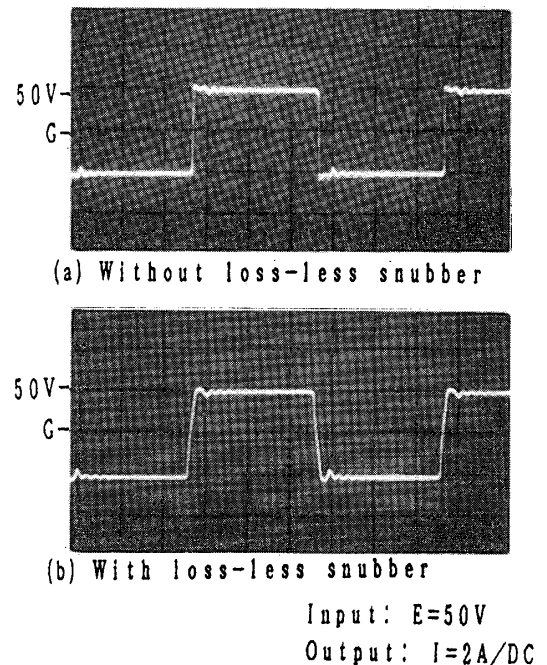


図11 高周波トランス一次側における電圧波形
Fig. 11 Voltage wave forms at primary winding of HF transformer.

10に選定した。この値を(4),(5)式に代入すると、 $R_s = 21.6 \Omega$ 、 $C_s = 46 \text{ nF}$ となる。実際には、 $R_s = 20.5 \Omega$ 、 $C_s = 47 \text{ nF}$ を実験で使用した。

4.2 動作結果

図10(a)はRCスナバを付けない状態、(b)は付加した状態でのトランス2次側電圧波形である。(a)では、転流重なりによる電圧のノッチが観測された後、転流直後にトランスの漏れインダクタンスと素子の寄生容量による共振現象のために振動電圧が電源電圧の約2倍にまで達している。これに対して、RCスナバを付加した(b)では、はっきりと振動抑制の効果が認められる。

図11(a)はロスレススナバ無しの状態、(b)はロスレススナバを付加した状態でのトランスの1次側電圧波形である。ロスレススナバの効果によりインバータ出力電圧極性の反転時に、 dv/dt

が抑制されているのがわかる。

5. 瞬時電流制御とその応用

これまで、本装置のスイッチング動作をソフトスイッチング化するための動作原理と実験結果について述べてきた。以下では、本方式により通常のPWMと同等の瞬時電流制御が実現できることを示し、アクティブフィルタ機能を付加した場合の実験結果を示す。

5.1 瞬時電流制御

本装置でも、出力電流のフィードバック制御を行うことにより、出力電圧の極性に拘束されことなく任意の出力電流波形を得ることができる。

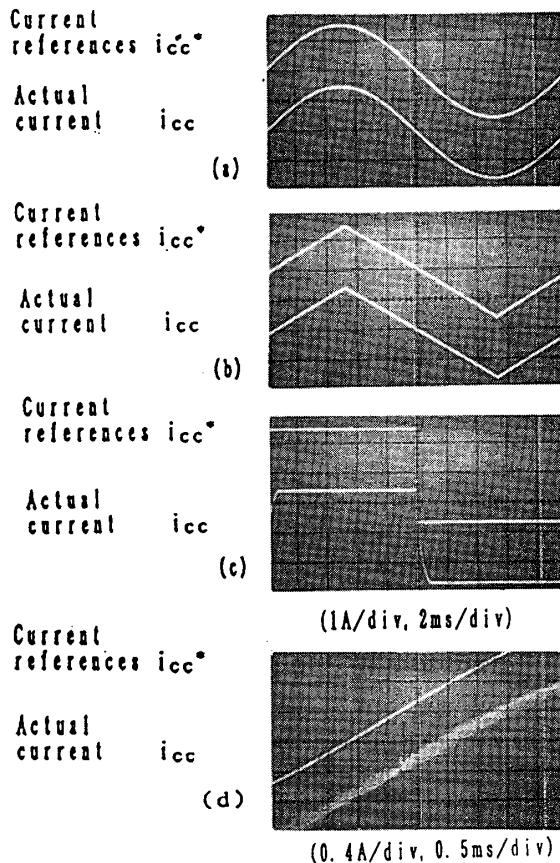


図12 各種電流制御波形

Fig. 12 Oscilloscopes of some kinds of controlled current waveforms at 50Hz output frequency.

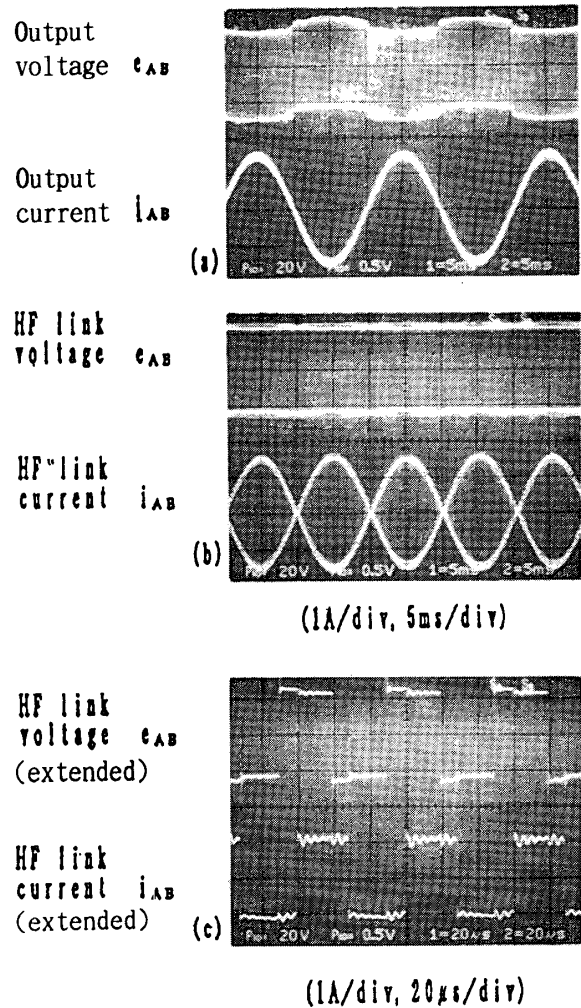


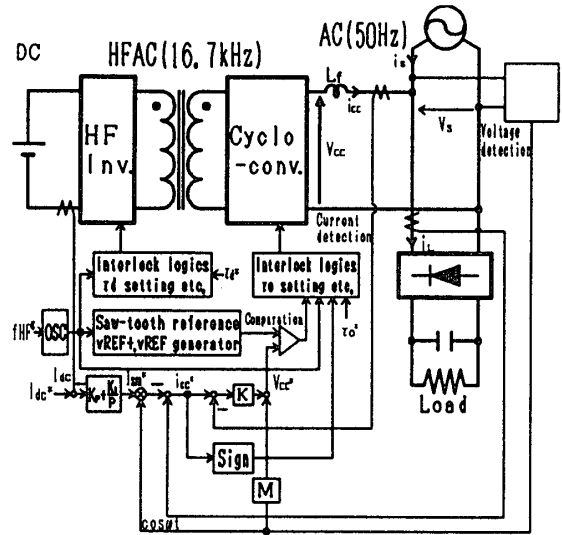
図13 出力および高周波リンク部の電圧電流波形

Fig. 13 Output waveforms and HF link voltage and current waveforms.

サイクロコンバータの出力端子にRL静止負荷を接続し、電流フィードバックにより瞬時電流制御を行い、出力周波数を50Hzとしたときの実験波形の一例を図12に示す。方形波の立ち上がり時に出力電圧の飽和に起因する追従遅れが見られるが、その他は良好な追従が得られている。(d)は、電流ゼロクロス時の電流ひずみを見たもので(a)を拡大したものである。電流指令 i_{cc}^* の極性反転時の電流休止期間は、わずか $10 \mu sec$ であるためゼロクロスひずみはほとんど認められない。図13は、(a)サイクロコンバータの出力電圧・電流 (b)高周波リンク電圧・電流の波形を示したものである。また、(c)は(b)を拡大したもので、サージ電圧の抑制効果が確かめられる。

5. 2 アクティブフィルタ機能

図14は、一般家庭で多用されるコンデンサイ



rd*:Dead time setting for short circuit protection
ro*:Delay time setting for conmutation overlap

図14 電源側に並列接続された負荷の高調波を補償するための制御ブロック
Fig.14 Control block diagram of HF link converter system with active filter function against AC loads connected in parallel at AC system line.

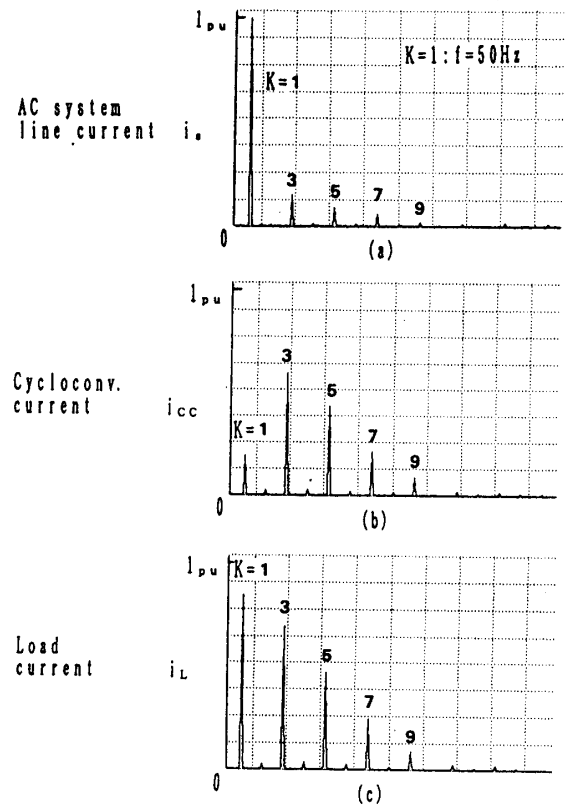
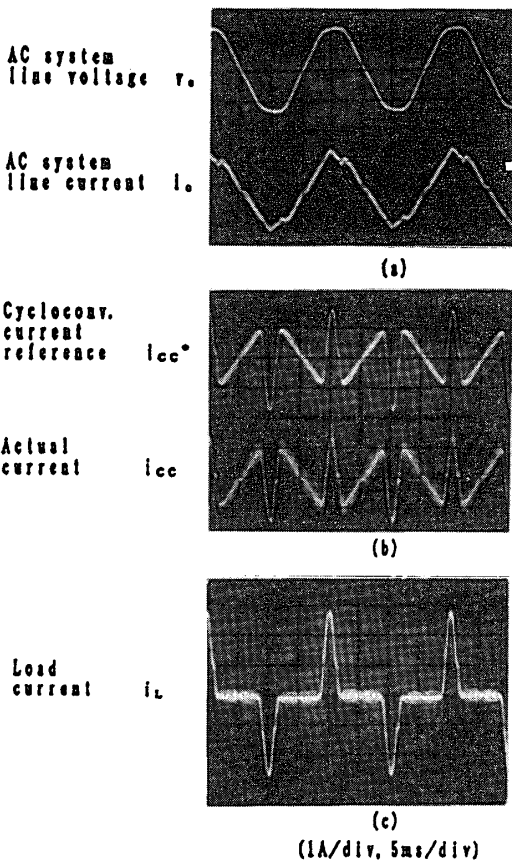


図15 アクティブフィルタ機能を利用した電流高調波の補償結果

Fig.15 Experimental oscillograms in harmonic compensation utilizing active filter function, and frequency spectra of currents.

ンブット形のダイオード整流器と並列に、先に提案したDC/ACコンバータを接続し、その瞬時電流制御機能を活かして、負荷に含まれる高調波を打ち消すアクティブフィルタ機能を付加した時の制御ブロック図である。

サイクロコンバータが、電源側で流すべき電流の指令値は、次式により演算する。

$$i_{cc}^* = i_L - i_s^* \quad \dots (9)$$

$$i_s^* = I_{sm}^* \cos \omega t \quad \dots (10)$$

$$I_{sm}^* = (K_p + K_i/P) (I_{dc}^* - I_{dc}) \quad \dots (11)$$

すなわち、サイクロコンバータは直流側の電力が所望の値となるように、かつ系統側の高調波と無効電力を補償するように制御される。

図15に、各部の動作波形と周波数スペクトラムを示す。(但し、 $I_{dc}^* = 0$ と設定している。)

i_c に電流ゼロクロスひずみの影響が若干見られ負荷の高調波を完全に補償するには至っていないが、波形およびスペクトラムから波形の改善効果が認められる。

6. あとがき

本稿では、サイクロコンバータ部に自然転流による位相制御を用いることで零電流スイッチングとすることができること、またインバータ部にロスレススナバを接続することにより零電圧スイッチングとなることを示し、装置全体をソフトスイッチング化できることを実験により確認した。その際に問題となる、トランスの漏れインダクタンスと素子の寄生容量による振動は、振動抑制用スナバを用いることで抑制できることを示した。また、提案方式では通常のPWM制御に比べて遜色のない瞬時電流制御を実現でき、その応用の一例として、系統側で並列運転される負荷の発生する高調波を補償するアクティブフィルタ機能への応用を示した。

本研究は、平成六年度東京工芸大学研究教育助成のもとに行われていることを付記し、関係各位に心より謝意を表す。

〈参考文献〉

[1] 地福他:「パワーエレクトロニクス機器の電磁波障害と対策」平成6年

電気学会 全国大会シンポジウム S・8-1, P. S8/1-24 (1994)

- [2] 松井、望月、石崎:「高周波リンクDC/ACコンバータのスナバレス化」電気学会半導体電力変換研究会SPC-93-10, PP, 81-90 (1993)
- [3] 永井、松井:「他励電力変換の原理で動作する高周波リンクコンバータ」平成5年電気学会産業応用部門全国大会 No. 47, pp, 203-206 (1993)
- [4] M.Matsui et al.:「High-Frequency Link DC/AC Converter with Suppressed Snubber Circuit - Naturally Commutated Phase Angle Control with Self Turn-Off Devices」IEEE-IAS-1993 Annual meeting, p.827 (1993)
- [5] 永井、松井:「自然転流とロスレススナバを組み合わせた高周波リンク・ソフトスイッチングコンバータ」電気学会電力変換研究会SPC-94-39 (1994)
- [6] 永井、松井:「非共振形高周波リンクソフトスイッチングコンバータにおける寄生共振現象の抑制」平成6年電気学会産業応用部門全国大会No. 72, p. 295 (1994)
- [7] M.Koyama, T.Kawabata et al.:「High Frequency Link DC/AC Converter with PWM Cycloconverter for UPS」IEEE/Japan 1990-IPEC-Tokyo, p.748 (1990)
- [8] 黒木、清水他:「MOSFET式高周波リンクサイクロコンバータ形UPSの試作」電気学会半導体電力変換研究会資料 SPC-90-84 (1990)
- [9] 豊田、川口:「高周波リンクマルチモジュール方式UPSの開発」電気学会電力変換研究会資料、SPC-90-84 (1990)
- [10] 大和、徳永:「UPS用三相高周波リンク式DC/ACコンバータ」平成4年電気学会全国大会 No. 550 (1992)
- [11] 稲垣、大熊:「三相出力PWM制御サイクロコンバータを用いた高周波リンクDC/ACコンバータ」電気学会論文誌 Vol. D, No. 6 (1992)
- [12] B.K.Bose:「Introduction to Power Electronics」Modern Power Electronics, IEEE Press, pp.3-40 (1991)
- [13] L.Steigerwald:「High Frequency Resonant Transistor DC-DC Converters」Modern Power Electronics, IEEE Press, pp.321-331 (1991)