直流リアクトルのない電流共振形 DC リンク AC/AC コンバータ

学生員 中 村 秀 男 (岐阜大)

正 員 村 井 由 宏 (岐阜大)

Current Resonant DC Link AC/AC Converter without DC Inductance

Hideo Nakamura, Student Member, Yoshihiro Murai, Member (Gifu University)

High frequency resonant link converters which utilize soft-switching have been focused for the purpose of downsizing or high efficiency to drive AC power machinery. Such resonant link AC/AC converters are classified to four types, that is, whether they act in voltage resonant mode or current resonant mode, and whether they include DC link or AC link. Current resonant converter has the features that the system utilizes natural commutating devices such as thyristors and does not need electrolytic capacitor for DC link.

In this paper, we propose a new DC link circuit without DC bias inductor adding a thyristor to DC link converter. This circuit has many advantages. Because of no DC inductance, it is small-sized and light-weighted and there is no possibility of abrupt releasing of DC inductor energy by commutation failure.

Further the operating characteristics are explained and the criterion of sustained resonance and the determination of circuit parameters are derived. And applying these result to the experiment, output characteristics are attained.

キーワード：AC/AC コンバータ，直列共振 DC リンク，ソフトスイッチング，直流リアクトル

1. ま え が き

近年，ACドライブ用の電力変換装置の小型軽量化，高効率化を目的として高速スイッチング素子により，電圧ゼロまたは電流ゼロでのソフトスイッチング動作を利用した高周波共振形変換器が注目されるようになった。

このような，共振形 AC/AC コンバータは，電圧共振または電流共振，更に AC リンクまたは DC リンクかどうかにより 4 種類に大別できる⁽¹⁾。AC リンク方式では双方向導通可能な素子を必要とし⁽²⁾，DC リンク方式では電流の流れが一方のみなので，スイッチ素子数は半減できる。また，DC リンクでは電圧共振形には直流電圧を重畳する電解コンデンサを，電流共振形では直流電流を重畳する直流リアクトルを必要と

する。このなかで，電圧共振形 DC リンク方式は，電圧形 PWM インバータにおいて平滑された直流電源と出力側スイッチとの間に LC 共振回路を付加すればよく，多くの研究発表がなされている⁽³⁾⁽⁴⁾。

これまで著者らは，直流リアクトルを使用する電流共振形 DC リンクコンバータについて検討を行ってきた⁽⁵⁾。電流共振形の特徴として，自然消弧素子のサイリスタが利用できることや，入力部の平滑用の電解コンデンサを必要とせず電力の回生が可能となることがあげられる。

しかし，直流リアクトル L_d はその機能上，共振リアクトルと比べてはるかに大きな値を必要とし，受動素子のなかで重量容積ともに大きな割合を占める。

そこで，DC リンクコンバータの直流リアクトル L_d を省き，代わりにサイリスタを 1 個付加すること

により共振コンデンサのエネルギーを循環させて、DCリンクを可能にする回路を提案する。以下では提案回路を補助共振形、従来の回路を直流リアクトル形と呼ぶことにする。提案回路を直流リアクトル形と比べると、 L_d がないので小型軽量化を図れるとともに、 L_d に蓄積されたエネルギーがターンオフ失敗などにより急激に放出される恐れがないなどの利点をもつ。

本論文では、提案する回路の動作原理を示し、共振発生の条件や共振素子値などの諸定数を導出する。更に、本回路の特徴を明確にするため、従来回路の基本的特性についても明らかにし、相互の比較を行う。

さきの論文⁽⁶⁾では、従来の回路で生じる過大電流ピークの発生原理と抑制法について述べた。今回は従来の回路が有する共振条件や大きな L_d を必要とする理由を示す。そして、双方の回路で、共振形回路において問題点とされている⁽⁶⁾素子にかかる電圧および電流ストレスの発生条件とその大きさを示す。

最後に、これらを三相回路の実験に適用し、出力特性を求めている。

2. 基本動作原理

〈2・1〉 回路構成 従来の直流リアクトル形回路構成を図1(a)に示す。簡単にこの回路の基本動作を説明する。入出力部のサイリスタのうち、例えば黒で塗りつぶした直列の4個を同時にオンすると、リンク部の C_0 と L_0 の直列共振によって、高周波の電流パルス (i_s) を発生する。電流パルス列 i_s は出力コンバータにより、三相各相に PDM (パルス密度変調) によって分配される。この場合、 i_s の高周波成分は入出力のフィルタコンデンサ $C (\gg C_0)$ でバイパスするので、誘導機には主として基本波成分が出力される。共振電流パルスを発生させ電流がゼロとなった時点で、サイリスタは4とも共自然消弧する。その後、リ

図1 電流共振DCリンクAC/ACコンバータ

Fig. 1. Current resonant DC link AC/AC converter.

ンク部のインダクタンス L_d に流れる直流電流 I_d は共振コンデンサ C_0 を充電し、4個のサイリスタの端子間電圧の和がしきい値 V_{in} に達したところで再びサイリスタをオンすることにより、均一なパルス列が得られる。

新たに提案する回路は、図1(b)に示すように(a)図共振部の直流リアクトルをサイリスタに置き換えている。共振電流の発生原理を説明するため、入出力部を単相に変更した基本回路を図2に示す。入力電圧 V_d は等価的に直流電圧源とし $E, 0, -E$ から選択する。サイリスタ T_h は直列につながる4個を表している。出力部には負荷と高周波電流成分をバイパスするフィルタコンデンサ C_L が並列に接続してある。共振リンク部分は直列に配置されたコンデンサ C_0 とリアクトル L_0 からなる。そして、本回路の提案部分であるサイリスタ T_{ha} が共振リンク部と並列に接続してある。フィルタコンデンサ C_L は、共振コンデンサ C_0 より十分に大きいとするので電圧源とみなせる。

〈2・2〉 動作原理 回路の動作の説明には図2の回路を用い、図3に動作波形を示す。動作は、1スイッチング周期の間で二つの状態に分けられる。各状態での動作を順に説明する。

(i) 主共振 ($t_0 < t < t_1$) 最初に、図2の回路の実線部分で共振を行う。コンデンサ C_0 の電圧 v_{c0} と負荷電圧 v_{CL} は $0V$ とし、また、電流電圧 V_d を E とする。ここで、図3の時刻 t_0 でサイリスタ T_h をオ

図2 単相基本回路

Fig. 2. Single phase basic circuit.

図3 動作波形

Fig. 3. Operating waveforms.

ンすると共振電流 i_s が流れ始める。 i_s が正弦波状に変化しゼロを横切るとサイリスタ T_h はターンオフし、時刻 t_1 で C_0 の電圧は $2E$ に達する。この動作を、以下主共振と呼ぶ。

(ii) 補助共振 ($t_1 < t < t_2$) C_0 の電圧が $2E$ に達したあと、この状態では主共振を続けることができないので、図2の C_0 と L_0 および破線部の補助サイリスタ T_{ha} だけで共振させる。続けて時刻 t_1 で T_{ha} をオンすると、 T_{ha} には図3に示す電流 i_a が流れる。時刻 t_2 には C_0 の電圧は反転し $-2E$ となるので、図2の等価回路での初期電圧を再び正にすることができる。この動作を、補助共振と呼ぶ。

次に主共振を行うときは、サイリスタ T_h の端子間電圧を E とするため電源は $-E$ を選択して、再び T_h をオンすれば共振パルスが得られる。

提案回路の電力フローは、負荷に流れる i_s が一定方向なので、電源側電圧の選択によって電力の流れを制御することができる。図3より $t_0 \sim t_1$ の期間では電源電圧 v_d は E なので、電力は左から右に流れる。一方、 t_2 以降では v_d は $-E$ なので右から左に電力が回生される。

〈2・3〉 動作特性 図2の等価回路で共振により発生する電流 i_s と C_0 の電圧 v_{c0} を求める。主共振での初期電圧 v_s は

$$v_s = v_d - v_{c0} - v_{CL} \quad (t=0) \quad (1)$$

となり、回路方程式は

$$0 = v_s - \frac{1}{C_0} \int i_s dt - L_0 \frac{di_s}{dt} \quad (2)$$

のようになり、これを解くと

$$i_s = v_s \sqrt{C_0/L_0} \sin \omega_0 t \quad (3)$$

ただし、

$$\omega_0 = \sqrt{1/L_0 C_0} \quad (4)$$

となる。また、主共振で電流パルス i_s が流れる期間 t_{on} は

$$t_{on} = \pi \sqrt{L_0 C_0} \quad (5)$$

となる。 v_{c0} の極性を図2で示した向きに決めると、 v_{c0} は共振終了後に初期電圧の2倍の電圧だけ正方向に変化するので、コンデンサ C_0 の電圧 $v_{c0}(\text{off})$ は、共振前の電圧を $v_{c0}(\text{on})$ とすると

$$v_{c0}(\text{off}) = v_{c0}(\text{on}) + 2v_s \quad (6)$$

が現れることになる。

3. 共振条件と共振素子値

ここでは、直流リアクトル形と補助共振形の双方について、共振を持続させるための条件の考察と、出力

定格を満たすための共振コンデンサ C_0 とリアクトル L_0 の値を算出する。

〈3・1〉 直流リアクトル形 直流リアクトル形では直流電流供給源として、共振リアクトル L_0 に比べはるかに大きな直流リアクトル L_d を必要とすることを示し、その概略値を求める。

まず、図1の回路を解析しやすいように等価的に単相に変換した回路を図4に示す。この回路で L_d に流れる電流を瞬時値 i_d とする。サイリスタの端子間に現われる電圧を v_{sw} とし、これが設定値 V_{th} に達したところでサイリスタをオンにする。 V_{th} は共振の初期電圧であり、補助共振形の初期電圧 v_s に対応する。入力電圧は電圧源 E 、フィルタコンデンサの電圧を電圧源 E_c 、共振前に初期値として L_d には電流 I_d 、 C_0 には電圧 V_{c0} があるとする。回路方程式を立てると、

$$\left. \begin{aligned} E - E_c &= L_d \frac{di_d}{dt} + L_0 \frac{di_s}{dt} \\ \frac{1}{C_0} \int (i_s - i_d) dt &= L_d \frac{di_d}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

これを解くと

$$\begin{aligned} i_s &= \frac{E - E_c}{L_d + L_0} t + I_d (1 - \cos \omega t) \\ &+ \frac{L_d}{L_0} \left\{ \frac{E - E_c}{\omega(L_d + L_0)} - \frac{V_{c0}}{\omega L_d} \right\} \sin \omega t \end{aligned} \quad (8)$$

ただし、

$$\omega = \sqrt{\frac{L_d + L_0}{L_d L_0 C_0}} \quad (9)$$

が求まる。 i_s は(8)式の第1, 2, 3項に示される電流成分から構成され、この成分を模擬した波形を図5

図4 単相等価回路

Fig. 4. Single phase equivalent circuit.

図5 i_s を構成する電流成分

Fig. 5. Current components of i_s .

に示す。同図で、 i_s が共振を始めてから位相 $3\pi/2$ のときの値がゼロに達しないと、サイリスタ T_h はオフできず（ターンオフ失敗）、それから i_s には L_d 、 L_0 とフィルタコンデンサ C_L からなる直列共振により過剰な電流が流れる。それを防ぐため、位相が $3\pi/2$ のとき i_s の値がゼロ以下でなければならない。これを満たすには i_s の波高値は、 L_d が十分に大きいとして、(8)式の第3項を(3)式で近似すると

$$i_{s(\theta=3/2\pi)} = \frac{E-E_c}{L_d+L_0} \frac{3}{2} \pi \sqrt{L_0 C_0} + I_d - V_{th} \sqrt{\frac{C_0}{L_0}} < 0 \quad \dots\dots\dots (10)$$

となり、 L_d について解くと

$$L_d > \frac{(E-E_c)\sqrt{L_0 C_0}}{V_{th}\sqrt{C_0/L_0} - I_d} \frac{3}{2} \pi - L_0 \quad \dots\dots\dots (11)$$

の関係が求まる。この式を用いて求めた L_0 と L_d の最小値との関係を、図6に示してある。これは、入出力を三相交流 200 V とした場合で、 I_d が増加するに従って L_0 に対する L_d の値が大きくなり、 L_d の値は L_0 の 20~30 倍程度を必要とする。

次に、共振素子と負荷電流およびスイッチング周波数の関係を求める。図4の回路で、 L_d は定電流源として扱う。 C_0 はサイリスタがオフしている期間 τ_{off} の間負方向に充電され、 $2V_{th}$ だけ電圧が変化するので

$$\tau_{off} = \frac{2V_{th}C_0}{I_d} \quad \dots\dots\dots (12)$$

となる。共振電流が流れる期間 τ_{on} は、ほぼ L_0 と C_0 で決まり(5)式を用いると、スイッチング周波数 f_{sw} は次式となる。

$$f_{sw} = \frac{1}{\tau_{on} + \tau_{off}} = \frac{I_d}{2V_{th}C_0 + I_d\pi\sqrt{L_0 C_0}} \quad \dots\dots\dots (13)$$

ただし、 I_d の充電によってサイリスタの端子間電圧 v_{sw} が上昇するとき、 v_{sw} がサイリスタのターンオフ時間 t_q 以内に正になると、サイリスタに順電圧が加わり、再びオンして I_d は負荷に流れ込みターンオ

図6 L_0 に対する L_d の変化

Fig. 6. L_d vs. L_0 .

フ失敗となる。そこで、共振を持続させるために、時間 t_q が経過するまではコンデンサの電圧上昇を V_{th} より低くしなければならない。これを満たすには(12)式より次式となる。

$$t_q < \frac{V_{th}C_0}{I_d} \quad \dots\dots\dots (14)$$

〈3・2〉 補助共振形

まず、電流パルスと負荷電流の関係について求める。共振電流 i_s が負荷に供給する平均電流は、一パルスの電荷量をスイッチング周期の $2t_{on}$ (主共振期間 t_{on} + 補助共振期間 t_{on}) で除せばよい。 i_s を主共振が行われる t_{on} の間積分するには、定常動作で共振が行われるときの初期電圧 V_0 を用いて(3)式より

$$Q = \int_0^{t_{on}} V_s \sqrt{\frac{C_0}{L_0}} \sin \omega_0 t dt = 2V_s C_0 \quad \dots\dots\dots (15)$$

$$I_s = \frac{Q}{2t_{on}} = \frac{V_s}{\pi} \sqrt{\frac{C_0}{L_0}} \quad \dots\dots\dots (16)$$

となる。 I_s は負荷に流れる最大電流値より大きくする必要がある。

これらの関係から、電源電圧に三相交流 200 V を使い、出力を 1 kW、負荷電流を 4 A とするときの C_0 と L_0 を試算してみる。 C_0 と L_0 の導出には(4)式および(16)式を用いる。(4)式にスイッチング周波数、 $f_{sw} = 30$ kHz を代入し、(16)式の負荷電流には余裕をみて最大 6 A、初期電圧に 300 V を代入すると、 $C_0 = 0.3 \mu\text{F}$ 、 $L_0 = 78 \mu\text{H}$ が求まる。

4. 共振回路の電流と電圧の最大値

本章でも、直流リアクトル形と補助共振形の双方において、 i_s と v_{c_0} の最大値と、それが発生する条件について検討する。スイッチ素子への負担を減らすため i_s の波高値を低く抑えるには、初期電圧を低く保つほうが良く、そのようにスイッチを選択して考える。

〈4・1〉 直流リアクトル形

三相入出力構成について考えると、回路は等価的に図7の実線の単相回路で表せる。出力電圧は昇圧することもできるが、通常の使用条件を想定してそれぞれピーク値を電源と同じ

図7 三相等価回路

Fig. 7. Three phase equivalent circuit.

E と $-E$ とし、 V_{th} を E とする。入力電圧は、 I_d 制御のため出力側と独立して選択するものとする。

v_{c0} が最大値 $3E$ となるときは、入力電圧を $-E$ 、出力電圧を E として V_{th} が E のときである。サイリスタをオンし共振が終了すると v_{c0} は $2V_{th}$ だけ降下して E となる。次の共振で入力電圧を E 、出力電圧を $-E$ に切換えると、 V_{sw} には $3E$ の電圧が生じている。このとき共振を始めると i_s 波高値は通常の3倍の最大値 $3E\sqrt{C_0/L_0}$ となる。この共振が終了すると v_{c0} は最小値 $-3E$ となる。従って、共振コンデンサ電圧は、 $-3E < v_{c0} < 3E$ の範囲である。

〈4・2〉 補助共振形 補助共振形についても図7で、 L_d を取除き破線のサイリスタを付加した等価回路を用いて検討する。

条件として、初期電圧を決定する共振コンデンサ電圧 v_{c0} とフィルタコンデンサ電圧 v_{cl} はそれぞれ、 $-2E < v_{c0} < 0$ 、 $-E < v_{cl} < E$ 、の範囲とする。これから、 $-E < (-v_{c0} - v_{cl}) < 3E$ の関係が得られる。

i_s が最大値となるときは、 $(-v_{c0} - v_{cl})$ が最大となる $3E$ のときで、初期電圧を低く抑えるため $v_d = -E$ とすると、(1)式より初期電圧は $2E$ となる。よって、このとき共振を行ったときの i_s のピーク値は(3)式より、 $2E\sqrt{C_0/L_0}$ となる。共振終了時の v_{c0} は(6)式より、 $2E$ となる。続いて補助共振では電圧が反転するので、 C_0 には $-2E$ の電圧が発生する。

次に、 v_{c0} の最大値および最小値が生じる場合を考える。 $(-v_{c0} - v_{cl})$ がわずかに正のとき $v_d = 0$ とすると、初期電圧もわずかに正の電圧となるので、 i_s の波高値は非常に小さくなり、負荷に送られる電流も著しく減少する。この状態を防ぐため、共振開始時の $(-v_{c0} - v_{cl})$ に対し、しきい値 V_m を設け、それ以下なら電源 E を選択するようにする。よって、初期電圧 v_s は、 E から $(V_m + E)$ の範囲に増加し、共振コンデンサ電圧は(6)式より、 $-2(V_m + E) < v_{c0} < 2(V_m + E)$ の範囲となる。このとき、補助共振電流 i_a には最大値 $2(V_m + E)\sqrt{C_0/L_0}$ が生じる。

〈4・3〉 回路特性の比較 以上の結果を表1にまとめる。補助共振形での i_s の最大値の欄は、上段が

表1 v_{c0} と i_s の値
Table 1. Values of v_{c0} and i_s .

	v_{c0} の範囲	i_s の最大値
直流リアクトル形	$-3E \leq v_{c0} \leq 3E$	$3E\sqrt{C_0/L_0}$
補助共振形	$-2(V_m + E) \leq v_{c0} \leq 2(V_m + E)$	$2E\sqrt{C_0/L_0}$
		$2(V_m + E)\sqrt{C_0/L_0}$

主共振電流 i_s 、下段が補助共振電流 i_a の値である。補助共振で設定した V_m は、安定に動作するために $E/2$ 程度を必要とするので、 v_{c0} の最大値は直流リアクトル形と同程度であり、 i_s の最大値は補助共振形のほうが低く抑えることができることがわかる。

補助共振回路の特長は、入出力の状態にかかわらず i_s を一定周期で発生し、確実にターンオフすることができる。一方で、三相入出力の相切換えの際に初期電圧を一定に保てないので、初期電圧が変動し i_s の波高値に若干のばらつきが生じる。

5. システム構成

図8に主回路を三相入出力としたときの、制御部の構成を示す。まず、コンバータの三相出力電圧と電流を検出し、瞬時電圧と基準電圧の誤差を求めPIを介した後、負荷電流とフィルタコンデンサ C_L の積を加えて電荷量を求める。三相各相の電荷量の和はゼロになるので、二つの相の電荷量は同極性で、他の一つの相の電荷量は逆極性である。電流パルスは最大電荷量の相と、それと逆極性の電荷量のなかで絶対値の大きな相に流すように出力相サイリスタを決定する。こうして、電流パルスは出力にPDM制御されて送られる。入力相側では出力電圧とコンデンサ C_0 の電圧より初期電圧を予測し、次の共振によって C_0 の電圧が設定値を超えないように、入力電圧を選択する。共振を開始するために、同期信号が入出力合わせて4個のサイリスタをオンして主共振が終了すると、補助サイリスタ T_{ha} をオンする。

6. 実験結果

以上の考察の確認と、出力特性を検討するため入力三相の回路構成で実験を行った。

図8 システム構成

Fig. 8. Control diagram of system.

図 9 i_s と v_{c0} の波形
Fig. 9. Waveforms of i_s and v_{c0} .

図 10 出力波形
Fig. 10. Output waveforms.

サイリスタにはターンオフ時間 $t_q = 15 \mu s$ のものを使用し、スイッチング周波数は約 20 kHz とする。共振素子は、 $C_0 = 0.6 \mu F$ 、 $L_0 = 18 \mu H$ 、フィルタコンデンサ $C_L = 50 \mu F$ である。入力三相電圧 80 V、負荷は一相あたり 39Ω の抵抗とした。

図 9 の波形は上側が i_s 、下側が C_0 の端子間電圧である。 i_s の波高値は、共振開始時の電圧が一定とならないため変動している。 v_{c0} の波形は、サイリスタがオフした後のターンオフ時間の間は変化しないので一定値を保っている。図 10 は出力電圧電流波形である。電圧、電流波形ともに、滑らかな正弦波となっている。本回路の制御系はすべてアナログ素子で演算を行っており、精度の点で十分なものを得られず、出力波形に多少のひずみが生じている。

また騒音については、正弦波出力であることから誘導機負荷とした場合に静粛である。コンバータ部については、従来の回路では L_d でかなりの大きさの騒音を発生していたが、本回路ではほとんど音を発せず、低騒音である。

7. あとがき

電流共振形 DC リンクコンバータにおいて、従来の回路の直流インダクタンス L_d を省き、代わりにサイリスタを付加した回路を提案し、回路の特性および共振コンデンサ C_0 とリアクトル L_0 の導出法を示した。これらを実験に適用し、従来の回路と同等の出力特性をもつことを示した。

本回路は、AC リンク方式と DC リンク方式の中間に位置する回路構成で、両者の特長をあわせもつ。小型軽量、低騒音であることより、誘導機騒動などの汎用電力変換器としての用途にふさわしいと思われる。

(平成 4 年 8 月 17 日受付)

文 献

- (1) Y. Murai & T. A. Lipo: "High Frequency Series Resonant DC Link Power Conversion", IEEE IAS Annual Meeting Conf. Rec., p. 772 (1988)
- (2) J. B. Klaassens, Marinus P. N., van Wesenbeeck: "AC-AC Converter With Soft-Switching", EPE '91 Proc., Vol. 4, p. 151
- (3) D. M. Divan & G. Skibinski: "Zero-Switching-Loss Inverters for High-Power Applications", IEEE Trans. Industr. Applic., IA-25, 634 (1989)
- (4) 佐藤, 他: 「共振 DC リンクインバータの解析と制御法の改善」, 電学論 D, 111, 531 (平 3-7)
- (5) 中村・村井・T. A. Lipo: 「誘導機駆動のための直列共振 DC リンクコンバータ」, 同上 D, 112, 101 (平 4-9)
- (6) K. Heumann, et al.: "Stress of Power Semiconductor Devices in Series Resonant and quasi Resonant Application", IPEC Tokyo, p. 161 (1990)

中 村 秀 男 (学生員)

昭和 42 年 2 月 12 日生。平成 4 年 3 月岐阜大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程修了。現在、同大学院博士後期課程在学中。直列共振 DC リンクコンバータに関する研究に従事。

村 井 由 宏 (正員)

昭和 17 年 1 月 13 日生。44 年 3 月岐阜大学大学院修士課程修了。現在、電子情報工学科教授。工学博士。インバータ・誘導機、共振形変換器、ブラシレス DC モータほかの研究に従事。