電流形 PWM 整流回路における入力電流ひずみと過渡振動に関する一考察

正員 佐藤 之彦 (東工大)

正員 片岡 昭雄 (東工大)

An Investigation of Waveform Distortion and Transient Oscillation of Input Current in Current Type PWM Rectifiers

Yukihiko Sato, Member, Teruo Kataoka, Member (Tokyo Institute of Technology)

In current type PWM rectifiers which can realize unity power factor and almost sinusoidal ac input current, an LC filter is required on the ac side for the absorption of the carrier harmonics and voltage spikes due to the PWM operation. However, the LC filter may cause waveform distortion and transient oscillation of the ac input current.

In this paper, the ac input current waveform is analyzed quantitatively. From the analysis, the amplification effect of the LC filter on the harmonic currents is clarified. An expression for the prediction of the transient oscillation is derived. It is shown by the expression that the transient oscillation can contain an unbalanced harmonic component whose frequency is equal to the resonant frequency of the LC filter regardless of the ratio of the resonant frequency to fundamental frequency of the power supply.

From the results of these analysis, a method of selecting the resonant frequency of the LC filter to avoid the steady state harmonic distortion of the supply current is proposed. It is also clarified that conventional methods of improving ac input current waveform such as optimization of the PWM pattern or introduction of the high carrier frequency operation do not have any effect on the reduction of the transient oscillation. In contrast to this, a control strategy introducing state feedback control of the LC filter proposed by the present authors is effective on the reduction of the transient oscillation.

The analytical results shown in this paper are confirmed by some results of computer simulation.

キーワード： PWM 整流回路, 高調波ひずみ, 過渡振動

1. まえがき

近年、電力系統における無効電力や高調波の問題が深刻化しており、その主たる発生源のひとつである電力変換システムにおける対策が切望されている。この対策としては、電力変換システムにおける系統側とのインターフェイスとなる整流回路の特性改善が効果的であり、その一方法として、正弦波状の入力電流が得られ高力率が実現できる PWM 整流回路が検討され、既に一部では実用化されつつある^{(1)~(6)}。これらの PWM 整流回路は電流形と電圧形に大別されるが、電流形 PWM 整流回路は直流側に平滑リアクトルを持つ回路構成で、従来の位相制御方式の整流回路との置き換えが容易であるほか、電流形インバータによる交流可変速システムや磁場制御システムの電源側変換器などに特に適してい

る。また、直流側リアクトルとして超電導コイルを用いることにより、SMES などへの応用にも期待が持たれている。

一般に電流形 PWM 整流回路の交流入力電流は直流側電流を裁断した方形波のパルス列状であり、交流側インダクタンスによる転流時の過電圧防止や、PWM キャリア周波数成分の系統側への流出を防止するために、交流側に LC フィルタが必要となる。しかし、この LC フィルタの定数の設定によっては交流入力電流の定常的なひずみや指令値急変時などの過渡振動を生ずることが知られており、フィルタ定数の選定法などに関する報告もなされている⁽⁷⁾。筆者らは、これらの問題の対策として、この LC フィルタの状態量を帰還して制御する方式を提案し、その有効性を検証するとともに⁽⁹⁾、大容量化を目指した多重整流回路への適用法を明らかにしてきた⁽¹⁰⁾。これらの報告では、提案方

式の制御系の構成法や制御利得の設定法に関する理論的検討を行うとともに、定常ひずみや過渡振動の問題の解決策としての有効性を主として実験的に示した。しかしながら、他の入力電流波形改善方式との得失や提案方式の有効性の物理的な意味を明らかにするには、この定常ひずみや過渡振動の問題自体についての発生機構の解明や定量的な評価などの理論的にさらに掘り下げた検討が必要である。

本論文では、まず、筆者らが先に提案した制御法を適用しない場合の通常の電流形 PWM 整流回路について交流入力電流の解析を行い、定常および過渡状態における交流入力電流波形を決定づける種々の要因について、その影響を理論的に解明し物理的考察を行う。次に、この結果をもとに波形改善の観点からの LC フィルタ定数の選定法や制御法に関する指針を得る。さらに、過渡状態における交流入力電流の振動の抑制に対して高スイッチング周波数化や PWM パターンの最適化などの従来の手法は効果がないことを理論的に明らかにするとともに、筆者らがこれまでに提案してきた LC フィルタの状態量を帰還して制御する方式^{(9), (10)}が、この問題の解決策となり得ることを明らかにする。

2. 主回路構成と等価回路

〈2・1〉 主回路構成 図 1 に本論文で検討対象とする電流形 PWM 整流回路の主回路構成を示す。主回路は自己消弧素子からなる三相ブリッジ回路であり、その直流側は平滑リアクトル L_{dc} を介して負荷に接続されている。ブリッジ回路の交流側は、フィルタコンデンサ C_{su} , C_{sv} , C_{sw} およびフィルタリアクトル L_{su} , L_{sv} , L_{sw} からなる LC フィルタを介して三相電源 v_{su} , v_{sv} , v_{sw} に接続されている。なお、電源に接続される変圧器の漏れインダクタンスや配線インダクタンスなどは、フィルタリアクトルのインダクタンスに含めて考慮する。また、図 1 は便宜的に単独接続のブリッジ回路の場合を示しているが、本論文における議論はブリッジ回路が多重接続される場合などにも同様に適用できる。

〈2・2〉 交流側の等価回路 図 1 において、三相電源の中性点 N を電圧の基準とし、Y 結線で表したフィルタコンデンサの中性点の電圧を v_{cn} とすると、各相について以下の関係式が成り立つ。

$$v_{cn} = v_{su} - L_{su} \frac{d}{dt} i_{su} - \frac{1}{C_{su}} \int (i_{su} - i_{xu}) dt \quad (1)$$

$$v_{cn} = v_{sv} - L_{sv} \frac{d}{dt} i_{sv} - \frac{1}{C_{sv}} \int (i_{sv} - i_{xv}) dt \quad (2)$$

$$v_{cn} = v_{sw} - L_{sw} \frac{d}{dt} i_{sw} - \frac{1}{C_{sw}} \int (i_{sw} - i_{xw}) dt \quad (3)$$

なお、上式で i_{su} , i_{sv} および i_{sw} は各相の入力電流、 i_{xu} , i_{xv} および i_{xw} はブリッジ回路の各相の交流側電流である。式 (1)~(3) の辺々を足し合わせると以下の関係が得られる。

$$3v_{cn} = (v_{su} + v_{sv} + v_{sw}) - L_s \frac{d}{dt} (i_{su} + i_{sv} + i_{sw})$$

図 1 主回路構成

Fig.1 Main circuit configuration.

図 2 単相等価回路

Fig.2 Single phase equivalent circuit.

$$\begin{aligned} & -\frac{1}{C_s} \int (i_{su} + i_{sv} + i_{sw}) dt \\ & + \frac{1}{C_s} \int (i_{xu} + i_{xv} + i_{xw}) dt \end{aligned} \quad (4)$$

ここで、LC フィルタの各相の回路定数は等しいものとし $L_s = L_{su} = L_{sv} = L_{sw}$, $C_s = C_{su} = C_{sv} = C_{sw}$ とした。また、三相 3 線式の回路であるから 3 相の電流の代数和はゼロとなるため、

$$i_{su} + i_{sv} + i_{sw} = 0 \quad (5)$$

$$i_{xu} + i_{xv} + i_{xw} = 0 \quad (6)$$

が成り立ち、(4) 式は以下のように簡単化される。

$$v_{cn} = (v_{su} + v_{sv} + v_{sw})/3 \quad (7)$$

さらに、一般には電源電圧には零相分は含まれないため、(7) 式の値はゼロとなり、フィルタコンデンサの中性点の電圧は三相電源の中性点 N (この場合の電圧の基準点) の電圧に一致する。以上の検討より、図 1 の PWM 整流回路の解析は、図 2 に示す単相等価回路で各相個別に行えることがわかる。なお、図 2 は 3 相の任意の相について示したもので、各電圧、電流の相を示す添え字を省いており、以下の解析ではこの表記を用いる。また、抵抗 r_s はフィルタリアクトルの抵抗分および電源インピーダンスの抵抗分を 1 相あたりについて総合したものである。

3. 交流入力電流の解析

〈3・1〉 定常状態における入力電流ひずみの解析

定常状態における交流入力電流の高調波成分は、ブリッジ回路の交流側電流の高調波成分に起因するものと、電源電圧の高調波成分に起因するものが考えられる。以下、本節では、これらの定量的な検討を行ない LC フィルタの定数

選定の際の指針を得る。

まず、ブリッジ回路の交流側電流 i_x の高調波成分による入力電流 i_s の高調波成分について検討する。このときの解析モデルは、図 2 において電源を表す電圧源 v_s を短絡し、励振源として i_x のみを考慮したものとなる。ここで、ブリッジ回路の交流側電流 i_x の n 次高調波成分 i_{xn} が以下のように与えられるものとする。

$$i_{xn} = \sqrt{2} I_{xn} \sin(n\omega_s t + \theta_{xn}) \quad (8)$$

ただし、 ω_s は、電源の基本波角周波数である。この電流 i_{xn} はフィルタコンデンサ C_s に流れる電流とフィルタリアクトル L_s を介して電源に流れる電流 i_{sxn} に分流する。この i_{sxn} の実効値 I_{sxn} は、

$$I_{sxn} = I_{xn} \frac{|1/(r_s + jn\omega_s L_s)|}{|1/(r_s + jn\omega_s L_s) + jn\omega_s C_s|} \quad (9)$$

ここで、LC フィルタの無損失時の共振角周波数 ω_0 ($= 1/\sqrt{L_s C_s}$) および Q_0 ($= \omega_0 L_s / r_s$) を用いて整理すると、 I_{sxn} に関して以下の式が得られる。

$$I_{sxn} = \frac{I_{xn}}{\sqrt{\{1 - (n\omega_s/\omega_0)^2\}^2 + (n\omega_s)^2/(Q_0\omega_0)^2}} \quad (10)$$

ここで、 n 次高調波成分に対する LC フィルタの電流増倍率 $\eta_n = I_{sxn}/I_{xn}$ を定義すると、LC フィルタの共振角周波数 ω_0 に対する各高調波の角周波数 $n\omega_s$ の規格化周波数 $n\omega_s/\omega_0$ の関数となることが (10) 式より示される。(10) 式は、電源基本波角周波数 ω_s の各高調波成分に対して定義したものであるが、規格化周波数 $n\omega_s/\omega_0$ を連続的に定義した規格化周波数 f/f_0 (f_0 は LC フィルタの無損失時の共振周波数) に置き換えて適用することも可能である。このとき、ブリッジ回路の交流側電流 i_x および入力電流 i_s の周波数 f の成分の実効値 $I_x(f)$ および $I_s(f)$ に対する LC フィルタの電流増倍率 $\eta(f) = I_s(f)/I_x(f)$ は以下になる。

$$\eta(f) = 1/\sqrt{\{1 - (f/f_0)^2\}^2 + f^2/(f_0 Q_0)^2} \quad (11)$$

ブリッジの交流側電流 i_x を励振源と見た場合、LC フィルタおよび電源は並列共振回路を形成しており、等価的に電源 v_s が並列共振回路内に取り込まれた構成となる。このため、共振周波数付近の高調波成分については交流側電流 i_x の高調波が増倍されて入力電流 i_s に現れる。図 3 は、規格化周波数 (f/f_0) と (11) 式から得られる $\eta(f)$ の関係を $Q_0 = 5, 10, 50$ の 3 種類の条件で計算したものである。この図には、共振点において $\eta(f)$ が Q_0 となる並列共振回路のよく知られた性質が現れている。また、 Q_0 の大小は共振点付近の $\eta(f)$ の値には影響するものの、共振周波数の 0.8 倍以下および 1.2 倍以上の周波数範囲ではほとんど影響しない。このため、高調波電流の増倍作用が及ぶ ($\eta(f)$ が 1 を越える) 周波数範囲は Q_0 の値によらず共振周波数の 1.4 倍以下となることがわかる。

次に、電源電圧に含まれる高調波成分によって入力電流 i_s に現れる高調波電流 i_{svn} について考える。この際の解析モデルは、図 2 の等価回路の PWM 制御電流を示す電流源 i_x を開放し、励振源として電源電圧の高調波成分のみを考慮すればよい。ここで、電源電圧の n 次高調波成分 v_{sn} を

図 3 高調波電流増倍率

Fig.3 Amplification factor of harmonic currents.

以下のように表す。

$$v_{sn} = \sqrt{2} V_{sn} \sin(n\omega_s t + \theta_{vn}) \quad (12)$$

この v_{sn} による高調波電流 i_{svn} の実効値 I_{svn} は、

$$I_{svn} = V_{sn} / |r_s + jn\omega_s L_s + 1/(jn\omega_s C_s)| \quad (13)$$

となる。ここで、LC フィルタの特性インピーダンスを Z_0 ($= \sqrt{L_s/C_s}$) として整理すると、 I_{svn} に関して以下の式が得られる。

$$I_{svn} = \frac{V_{sn}}{Z_0 \sqrt{(1/Q_0)^2 + \{n\omega_s/\omega_0 - \omega_0/(n\omega_s)\}^2}} \quad (14)$$

〈3・2〉 過渡状態における振動成分の解析 過渡時における入力電流の振動現象は、過渡変化の前後におけるフィルタリアクトルの電流およびフィルタコンデンサの電圧の定常値の差分を初期値とし、これに起因して発生する。ここで、解析を簡単化するために、フィルタリアクトル電流 i_s およびフィルタコンデンサ電圧 v_c の高調波成分が基本波成分に対して小さいとして無視し、

$$i_s = \sqrt{2} I_s \sin \omega_s t \quad (15)$$

$$v_c = \sqrt{2} V_c \sin(\omega_s t + \theta_c) \quad (16)$$

と考える。このとき、過渡振動に寄与する i_s および v_c の初期値 I_{s0} および V_{c0} は、

$$I_{s0} = \sqrt{2} (I_{s1} - I_{s2}) \sin \omega_s t_0 \quad (17)$$

$$V_{c0} = \sqrt{2} (V_{c1} - V_{c2}) \sin(\omega_s t_0 + \theta_c) \quad (18)$$

となる。この式で、 I_{s1} および I_{s2} は過渡変化前および過渡変化後の定常状態における入力電流の実効値であり、 V_{c1} および V_{c2} は過渡変化前および過渡変化後の定常状態におけるフィルタコンデンサ電圧の基本波成分の実効値である。また、 t_0 は過渡変化が生じた時刻である。ここで、フィルタコンデンサ電圧の基本波成分の実効値 V_c について、電源電圧 v_s の実効値を V_s 、 r_s を無視した場合のフィルタリアクトルの基本波に対するインピーダンスを Z_L 、入力電流 i_s の基本波成分の実効値を I_s とし、整流回路が基本波力率 1 で運転されるとして v_s と i_s が同相であるとして以下の関係が得られる。

$$V_c = \sqrt{V_s^2 + (Z_L I_s)^2} \quad (19)$$

ここで、フィルタリアクトルの % インピーダンスが 25% 程度以下の場合では、(19) 式の右辺根号内の第一項に比較して第二項が十分小さくなり、

$$V_{c1} \simeq V_{c2} \simeq V_s \quad (20)$$

と考えることができる。このため、(18) 式の値は過渡変化の生じる電源電圧の位相 $\omega_s t_0$ にかかわらず小さく、過渡現象に対するフィルタコンデンサの電圧初期値の影響は少ないものと考えられる。よって、以下、(17) 式のフィルタリアクトル電流の初期値のみを過渡振動の原因として検討する。

過渡振動を考える場合の等価回路は、図 2 において、電源を示す電圧源 v_s を短絡しブリッジ回路の交流入力電流を示す電流源 i_s を開放したものになる。この等価回路の回路方程式は、

$$r_s i_{st} + L_s \frac{d}{dt'} i_{st} + \frac{1}{C_s} \int i_{st} dt' = 0 \quad (21)$$

となる。上式で i_{st} の添え字の“ t ”は、過渡振動成分であることを示している。また、時刻“ t' ”は過渡変化が生じた時刻を基準として定義している。この式を初期条件

$$i_{st}(0) = I_{s0} \quad (22)$$

$$\left[\frac{d}{dt'} i_{st} \right]_{(t'=0)} \simeq 0 \quad (23)$$

のもとに解くと、以下の結果が得られる。

$$i_{st}(t') = I_{s0} e^{-\alpha t'} \cos \beta t' + (\alpha/\beta) I_{s0} e^{-\alpha t'} \sin \beta t' \quad (24)$$

なお、(21) 式の解としては、その係数により非振動的な減衰解または減衰振動解が得られるが、通常の電力用 LC フィルタは損失が小さく不足制動であるため、ここでは減衰振動解のみを考慮する。また、(24) 式において、

$$\alpha = r_s / (2L_s) = \omega_0 / (2Q_0) \quad (25)$$

$$\beta = \sqrt{1 / (L_s C_s) - r_s^2 / (4L_s^2)} = \omega_0 \sqrt{1 - 1 / (4Q_0^2)} \quad (26)$$

である。ここで、 Q_0 の値が通常 10 程度以上となることを考慮すると (26) 式の根号内の第 1 項が第 2 項に比較して支配的になり、過渡振動の角周波数 β は無損失時の LC フィルタの共振角周波数とほぼ一致する。また、(24) 式の第 2 項の係数 α/β は、

$$\alpha/\beta = 1 / \sqrt{4Q_0^2 - 1} \quad (27)$$

となり、前述の Q_0 の実際の値を考慮すると小さくなるため、(24) 式の第 2 項を無視しても精度上の問題は少ない。以上より、過渡変化が生じた以降の定常成分および過渡成分を総合した入力電流 $i_s(t)$ は、

$$i_s(t) = \sqrt{2} I_{s2} \sin \omega_s t + I_{s0} e^{-\alpha(t-t_0)} \cos \beta(t-t_0) \quad (28)$$

となる。

次に、三相回路全体としての過渡振動成分について考える。各相の過渡振動成分は (28) 式の第 2 項において I_{s0} に過渡変化が生じた時点の各相の該当値を代入することによって得られる。この際、過渡振動成分の位相の基準(t' の原点に相当)は 3 相とも過渡変化が生じた時点となる。ここで、各相の入力電流の過渡振動成分を $i_{stu}(t')$ 、 $i_{stv}(t')$ 、 $i_{stw}(t')$ とすると、これらの代数和は以下ようになる。

$$i_{stu}(t') + i_{stv}(t') + i_{stw}(t') \simeq (I_{s0u} + I_{s0v} + I_{s0w}) e^{-\alpha t'} \cos \beta t' \quad (29)$$

ただし、 I_{s0u} 、 I_{s0v} および I_{s0w} は、それぞれ U、V および W 相の過渡振動電流の初期値である。ここで、初期値 I_{s0u} が (17) 式で表されるものとする、 I_{s0v} および I_{s0w} は (17) 式において過渡変化が生じた時点の入力電流の位相 $\omega_s t_0$ を、それぞれ $(2\pi/3)$ および $(4\pi/3)$ 遅らせたものとなる。よって、(29) 式の係数は以下ようになる。

$$I_{s0u} + I_{s0v} + I_{s0w} = \sqrt{2} (I_{s1} - I_{s2}) * \{ \sin \omega_s t_0 + \sin(\omega_s t_0 - \frac{2\pi}{3}) + \sin(\omega_s t_0 - \frac{4\pi}{3}) \} = 0 \quad (30)$$

過渡振動成分の周波数は LC フィルタの共振周波数で決定され、定常成分とは異なり電源周波数の 3 の倍数調波や非整数倍調波にもなり得るが、(30) 式のように 3 相分の代数和は常にゼロとなり三相 3 線式の回路に存在し得る電流であることが示された。なお、(29) 式は、(24) 式の第二項および (18) 式のフィルタコンデンサの電圧初期値による過渡振動分を無視した場合について示したものであるが、これらの影響を全て考慮して厳密に取り扱った場合も (30) 式の場合と同様に過渡振動成分の 3 相分の代数和がゼロとなり、三相 3 線式の回路に存在し得る成分であることが示される。

本節における検討より、過渡振動成分の性質は以下のよう要約される。

- 3 相の過渡振動の位相は一致する。ただし、初期値の符号が反転する場合は振動の極性が反転する。
- 過渡振動の振幅は、過渡変化の生じた時点の入力電流の位相に対応する初期値により決定され、各相ごとに異なり不平衡となる。
- 過渡振動の周波数は LC フィルタの共振周波数 f_0 に一致し、電源周波数の 3 の倍数次調波や非整数倍次調波にもなり得る。

4. シミュレーションによる検討

〈4・1〉 シミュレーションの手法と PWM パターン発生法

第 3 章で導出した定常および過渡状態の交流入力電流の理論式の検証を行うために、計算機シミュレーション結果との比較を行った。シミュレーションは第 2 章における検討結果を踏まえ、図 1 の回路の回路方程式についてルンゲ・クッタ法による求解を行った。また、PWM パターン発生法は筆者らが先に提案した方式⁽⁹⁾を想定しており、正弦波状の三相指令値をのこぎり波キャリア信号と比較するものである。回路定数等の条件は、特記なき場合表 1 に示す試作装置の値を用いている。なお、本章における検討では、電源電圧に含まれる高調波成分は考慮していない。

〈4・2〉 定常状態の電流波形の検討 図 4 は、LC フィルタの共振周波数 f_0 を試作装置と同じ 460Hz および比較用の 750Hz に設定した場合について、(11) 式で与えられる高調波電流増倍率 $\eta(f)$ の計算値(実線)およびシミュレーション波形を周波数解析して求めた値(□および○で図示)を示したものである。いずれの場合も、シミュレーション結果のプロット値と実線で示す (11) 式の結果は一致

表 1 シミュレーション条件
Table 1. Condition of simulation

キャリア周波数	2.4kHz
フィルタインダクタンス L_f	4.0mH
フィルタキャパシタンス C_f	30 μ F
共振周波数 f_0	460Hz
交流側抵抗分 r_s	約 1.0 Ω (460Hz) 約 0.3 Ω (50Hz)
電源電圧	100V
電源周波数 f_s	50Hz
最大出力	2kW

しており、基本的な妥当性が示されている。

図 4 の例では、いずれも共振周波数を電源周波数の $3(2m+1)$ 次調波 (m は自然数) 付近に設定している。一方、三相ブリッジ回路における交流側電流 (図 1 における i_x) の高調波は $6n \pm 1$ 次調波 (n は自然数) に限られるため、共振周波数を電源周波数 f_s の $3(2m+1)$ 倍とすることにより、隣接する高調波成分との $2f_s$ の離調が可能である。例えば、共振周波数 460Hz に隣接する高調波成分は 7 次の 350Hz および 11 次の 550Hz であり、いずれも共振周波数とはほぼ $2f_s$ 程度離れている。これに対し、フィルタの共振周波数を $3(2m+1)f_s$ 付近に設定しない場合は、共振周波数との間隔が $2f_s$ に満たない高調波が存在し、LC フィルタの高調波電流増倍作用が顕著に現れる可能性がある。また、図 4 において共振周波数を 750Hz とする場合も $2f_s$ の離調が可能となるが、(11) 式における規格化周波数の基底周波数 (共振周波数) が高くなるため、実際の周波数領域において高調波増倍作用が及ぶ範囲が広くなり 19 次以下のすべての高調波に対して増倍率が 1 を越えている。このため、共振周波数を高く設定する場合はフィルタの体格の点では有利であるが、高調波の増倍作用の点では不利であることが理解される。

なお、前述の PWM パターン発生法でキャリア周波数を 2.4kHz に設定した場合、ブリッジ回路の交流側電流の高調波成分のうち、キャリアに較べて十分低い 5~19 次程度の次数の高調波成分の含有率は次数によらず同程度であることを確認している。このため、図 4 の高調波電流増倍率の結果は入力電流の高調波ひずみの各調波成分の大小に対応すると考えることができる。

図 5 は、定常状態におけるブリッジの交流側電流 i_x および交流入力電流 i_s の定常状態における波形の一例である。図 5(a) は LC フィルタ定数を表 1 の値に設定した場合であり、同図 (b) は、 L_f と C_f の比を表 1 の場合と同じ値に保ったまま共振周波数 f_0 を 375Hz に設定した場合である。図 5(a) では、共振周波数を $3(2m+1)$ 次調波付近に設定しているため、ブリッジ回路の入力電流 i_x に含まれる低次の高調波成分による顕著な共振は見られず、多少の波形ひずみが認められるものの比較的良好な波形が得られている。これに対し、図 5(b) の場合では、共振周波数と第 7 次高調波の周波数差が 25Hz と小さいため、第 7 次高調波電流

図 4 高調波電流増倍率

Fig.4 Amplification factor of harmonic currents.

(a) 共振周波数が $3(2m+1)$ 次調波付近の場合
($I_{dc}=10A$, 変調率 0.8, $f_0=460Hz$)

(b) 共振周波数が $3(2m+1)$ 次調波以外の場合
($I_{dc}=10A$, 変調率 0.8, $f_0=375Hz$)

図 5 定常状態の各部電流波形

Fig.5 Steady state current waveforms.

の増倍作用によるものと見られる顕著な電流ひずみが観測される。(b) の場合は、(a) に対して共振周波数を低く設定してフィルタの体格を大きくしているにもかかわらず入力電流ひずみが大きくなっている点には注意する必要がある。以上の検討から、LC フィルタの共振周波数を電源周波数の $3(2m+1)$ 倍付近に設定することが入力電流波形の点で有利であることが確認された。

〈4・3〉 過渡状態の電流波形の検討 図 6 に変調率急変時の過渡状態における入力電流波形のシミュレーション結果を示す。図 6(a) および (b) は、それぞれ図中の矢印で示す時点において変調率を 0.4 から 0.8 に急増した場合および 0.8 から 0.4 に急減した場合の 3 相分の電流波形 (細

線で表示) であり、それぞれ理論値 (太線で表示) と併せて示している。電流形の整流回路では出力電流制御系で変調率を調整することが一般的であり、出力電流指令値を急変させ、結果として変調率を変化させて過渡現象の検討を行う方がより実際の動作に近いと考えられる。しかし、その場合の結果は特定の出力電流制御系定数についてのものであり、整流回路の交流側の現象そのものを一般的に検討するには不向きと考えられるため、図 6 の検討では変調率を直接変化させた。なお、出力電流制御系に PI 制御系を用い、その比例利得を大きく設定して高速応答が得られるようにすると、図 6 の変調率を直接変化させる場合と同等の結果が得られることを確認しており、変調率を直接変化させる図 6 の結果をもとに交流側の過渡現象の検討を行うことは十分妥当であると考えられる。また、図 6 の理論値は、定常時の電流波形を力率 1 の正弦波と近似し、前章の (28) 式において過渡振動の角周波数 β を無損失時の共振周波数で近似して得たものである。定常時の波形ひずみを無視しているため、過渡変化後の電流波形にシミュレーション結果との若干の差が認められるものの、(28) 式の妥当性を裏付ける結果が得られている。この結果より、過渡振動の周波数が LC フィルタの共振周波数に一致し、その振幅は各相の初期値により決定され不平衡となることが確認される。なお、(a)、(b) いずれの場合も W 相の電流のゼロクロス付近で過渡変化が生じる条件となっているが、W 相の電流に顕著な過渡振動が見られず、この点においても (28) 式の妥当性が裏付けられた。

〈4・4〉 波形改善法に関する指針 PWM 整流回路の入力電流波形の改善法の代表的なものとしては、主回路素子のスイッチング周波数 (キャリア周波数に相当) を高くする方法、PWM パターンを最適化する方法などがある。このうち、高スイッチング周波数化はブリッジ回路の交流側電流 (図 1 の i_x) に含まれる高調波成分の周波数を高次にシフトさせ、低次の高調波成分の発生を低く抑えることができる。また、PWM パターンの最適化は、ブリッジ回路の入力電流 i_x のうち特定次数の高調波の発生を抑制することができる。これらの方法による入力電流波形改善は、ブリッジ回路の入力電流 i_x の高調波のうち LC フィルタの高調波電流の増倍作用が現れる周波数範囲の高調波を抑制することにより実現されるものと統一的に解釈できる。

次に、高スイッチング周波数化と PWM パターンの最適化の効果についてシミュレーションにより検討する。ここでは、キャリア周波数を十分高くすることにより高調波増倍作用の及ぶ周波数範囲における i_x の高調波成分を除去する場合を例に検証を行う。図 7 は、図 6(b) と同じ条件のシミュレーションをキャリア周波数 9.6kHz の条件で行ったものである。9.6kHz というキャリア周波数は、現状のスイッチング素子の特性や電流形 PWM 整流回路の適用分野を考慮すると高いが、 i_x の高調波成分のうち高調波増倍作用の及ぶ調波成分をほぼ 0 とするための手段として、便宜的に設定したものである。図 7 より、高キャリア周波数化に

(a) 変調率急増時
(a) Sudden increase in modulation index.

(b) 変調率急減時
(b) Sudden decrease in modulation index.

図 6 変調率急変時の入力電流波形 ($I_{dc}=10A$, 細線:シミュレーション, 太線:理論値)

Fig.6 Input current waveform at sudden change in modulation index.

図 7 高キャリア周波数時の入力電流の過渡波形 (キャリア周波数 9.6kHz, $I_{dc}=10A$, 細線:シミュレーション, 太線:理論値)

Fig.7 Transient waveform of input current when carrier frequency is high.

よって LC フィルタの高調波増倍作用を回避した動作が可能であり定常時の電流波形はほぼ正弦波と見なすことができる。しかし、過渡振動に関しては図 6(b) の場合と同様であり、仮に著しい高キャリア周波数化を成し得たとしても過渡振動の抑制には効果がないことがわかる。また、PWM

パターンを最適化する場合についても、 i_x に含まれる高調波のうち高調波増倍作用の及ぶ周波数範囲の成分が除去されるという点においては図 7 の例と同様であり、定常時の入力電流波形改善には寄与し得るものの、過渡時の振動の抑制に対する効果は期待できない。

以上のように、高キャリア周波数化や PWM パターンの最適化による改善効果は、入力電流の定常波形の改善に限られ、過渡振動の抑制には効果がない。その理由として、以下の 2 点が考えられる。まず、第 1 の理由として、〈3・2〉における解析で示したように、過渡振動は過渡的に現れる三相不平衡成分であり、これを抑制するにはブリッジ回路の入力電流 i_x に三相不平衡の過渡成分を過渡振動に応じて出力して制御を行う必要がある。しかし、高スイッチング周波数化や PWM パターンの最適化では i_x の定常波形の改善が行われるのみで、この三相不平衡の過渡成分を出力することは無関係であり、過渡振動の抑制に対して効果を持たないことが理解される。また、第 2 の理由として、過渡振動の周波数成分がブリッジ回路の入力電流 i_x に含まれず、この周波数成分に対する制御能力を有しない点が挙げられる。〈3・2〉における解析で示したように、入力電流の過渡振動の周波数は LC フィルタの共振周波数 f_0 と一致するため、この過渡振動を抑制するためにはブリッジ回路の交流側電流に含まれる周波数 f_0 の成分を何らかの形で制御できることが必要である。〈4・2〉の検討結果に従い共振周波数 f_0 を電源周波数の $3(2m+1)$ 次調波に選定する場合、過渡振動成分の周波数は 3 の倍数次調波となる。また、LC フィルタの共振周波数 f_0 を電源周波数の整数倍の周波数以外に選定することも可能であり、この場合の過渡振動の周波数は電源周波数の非整数倍となる。通常の PWM 制御では、ブリッジ回路の入力電流 i_x には $6n \pm 1$ 次調波のみが含まれ、3 の倍数次調波や非整数倍調波成分は含まれないため、この共振周波数成分すなわち過渡振動成分に対しては何等の制御能力を有しない。

以上のように、過渡振動の抑制は、高スイッチング周波数化や PWM パターンの最適化などのオープンループ的な

手法では原理的に達成し得ないことがわかる。これらに対し、筆者らがこれまで検討を行ってきた制御方式では、LC フィルタの状態量である図 1 の入力電流 i_s とフィルタコンデンサ電圧 v_c の過渡振動分や定常ひずみ成分を検出し、ブリッジ回路の交流側電流指令値の一部とする閉ループ制御を行う。このため、LC フィルタの共振周波数を $3(2m+1)$ 次調波の周波数や電源周波数の非整数倍の周波数に設定する場合においても、その過渡振動に応じた交流側電流指令値を発生しブリッジ回路の交流側電流を制御できる⁽⁹⁾。この制御法を適用した場合のシミュレーション結果を図 8 に示す。この結果は、図 6(b) と同じ条件で、状態量のうちフィルタコンデンサ電圧 v_c と電源電圧 v_s の差分をブリッジ回路の変調率指令値に帰還したものである。この際の帰還定数、すなわち帰還成分によりブリッジの交流側に出力される電流と $(v_c - v_s)$ の比が $0.05[A/V]$ となるようにした。図 6(b) や、高キャリア周波数化した図 7 の場合に見られた指令値急変時の入力電流の過渡振動はほぼ完全に抑制されている。

以上により、筆者らの検討してきた LC フィルタの状態量を帰還する制御方式は、過渡振動の抑制効果の点でオープンループ的な入力電流波形改善策では原理的に達成し得ない効果があることが示された。なお、この方式では入力電流の定常ひずみ成分も過渡振動成分と同様に帰還制御の対象となるため、過渡振動と定常ひずみを一括した抑制効果が期待できる。

5. あとがき

本論文では、電流形 PWM 整流回路における交流入力電流の定常ひずみおよび過渡振動に関する考察を行った。

まず、定常時の波形ひずみの解析を行い LC フィルタの高調波電流増倍作用を明らかにし、その影響の低減策として LC フィルタの共振周波数を電源周波数の 3 の奇数倍次調波の周波数付近に設定することの有効性を示した。さらに過渡振動に関して、その周波数は LC フィルタの共振周波数に一致し電源周波数の非整数倍高調波成分にもなり得ること、3 相の振動成分の位相が一致すること、各相の過渡振動の振幅は過渡変化が生じた瞬間の各相の電流の位相により決定され三相不平衡となることを示した。

以上の検討結果より、整流回路の電流波形の改善策として従来採られてきた高スイッチング周波数化や PWM パターンの最適化などに代表されるオープンループ的な入力電流波形改善策は、定常波形の改善には有効であるものの、過渡振動成分の抑制には効果を有しないことを理論的に明らかにした。これらに対し、筆者らがこれまで検討してきた LC フィルタの状態量を帰還して制御する方式は、交流入力電流の定常ひずみに加えて過渡振動の抑制に有効であることを指摘した。

さらに、本論文で示した理論的検討結果の妥当性をシミュレーションにより検証した。また、本論文では結果を示さなかったが、入力電流の定常ひずみや LC フィルタの高調波増倍作用、入力電流の過渡振動に関する理論的検討結果

図 8 フィルタコンデンサ電圧を帰還した場合の入力電流の過渡波形

Fig.8. Transient waveform of input current with feedback control of filter capacitor voltage.

については、試作装置により実験的にも検証済みであることを付記する。

なお、本論文における検討では、キャリア周波数として2.4kHzを選定したが、GTOサイリスタを用いるような大容量の応用ではスイッチング周波数を低減する必要がある。この場合、良好な入力電流波形を維持するためには、主回路の多重化などの等価スイッチング周波数を低下させることなく個々の素子のスイッチング周波数を低減する方策を講じる必要がある⁽¹⁰⁾。

(平成6年3月25日受付、同6年8月8日再受付)

文 献

- (1) T. Kataoka, K. Kawakami & J. Kitano : "A Pulsewidth Modulated AC to DC Converter Using Gate Turn-off Thyristors" *Conf. Rec. of IEEE Ind. Appl. Soc. Annu. Meeting*, p966 (1985)
- (2) 植田 明昭・上田 茂太・本部 光幸:「正弦波入力電流形 GTO コンバータの制御法と特性」, 電学論 D, 107, 1316 (昭 62)
- (3) 伊瀬 敏史・村上 吉繁:「再生クリップ回路を用いた GTO 電力変換装置の構成とその特性」, 電学論 B, 106, 761 (昭 61)
- (4) 野中 作太郎・金 新民:「新電流出力形 GTO コンバータの PWM 制御と定常特性」, 電学論 D, 109, 90 (平元)
- (5) Viriya Pichetjamroen・吉岡 由行・久保田 寿夫・松瀬 貢規:「PWM 制御三相 GTO コンバータの基礎特性」, 昭 60 電気学会全大, No.478
- (6) T. Okuyama, H. Nagase, Y. Kubota, H. Horiuchi, K. Miyazaki, & S. Ibori, "High Performance AC Motor Speed Control System Using GTO Converters," *Proc. IPEC-Tokyo*, 1, 720, (1983)
- (7) 黒沢 俊明・島 清哉・稲葉 博美:「電流形コンバータの高調波電流の解析」, 昭 61 電気学会全大, No.484
- (8) Y. Hayashi, N. Sato & K. Takahashi: "A Novel Control of a Current Source Active Filter for AC Power System Harmonic Compensation", *Conf. Rec. of IEEE Ind. Appl. Soc. Annu. Meeting*, p837 (1988)

- (9) 佐藤 之彦・宮澤 秀毅・片岡 昭雄:「電流形 PWM 整流回路の交流入力電流波形の一改善法」, 電学論 D, 112, 703 (平 4)
- (10) 佐藤 之彦・鈴木 健太郎・片岡 昭雄:「並列多重化電流形 PWM 整流回路の入力電流波形改善のための一制御法」, 電学論 D, 114, 582 (平 6)

佐藤 之彦

(正員) 昭和 38 年 9 月 3 日生。61 年 3 月東京工業大学工学部電気・電子工学科卒業。63 年 3 月同大学大学院理工学研究科修士課程(電気・電子工学専攻)修了。同年 4 月同大学工学部電気・電子工学科助手, 現在に至る。この間, 主に PWM 整流回路, 共振 DC リンクインバータなどの半導体電力変換器の解析と制御法に関する研究に従事。IEEE 会員。

片岡 昭雄

(正員) 昭和 11 年 12 月 5 日生。35 年 3 月東京工業大学理工学部電気工学科卒業。40 年 3 月同大学大学院博士課程(電気工学専攻)修了。工学博士。同年 4 月同大学理工学部電気工学科助手。42 年 11 月助教授を経て, 現在, 同大学工学部電気・電子工学科教授。電機変換工学講座担当。63 年度, 平成元年度電気学会編修理事。平成 5 年より同学会本部代表評議員。昭和 54 年度電気学会論文賞, 1982 年 IEEE-IAS 論文賞受賞。IEEE Fellow。