

相間リアクトルの最適化による並列接続形サイリスタ整流回路の電源高調波電流低減法

田中 俊彦・小塩 修嗣
電子制御システム工学科
相菱電子化学

A Method for Harmonic Reduction on the Source Side of a Parallel-Connected Thyristor Converter Having an Interphase Reactor

Toshihiko TANAKA and Naotsugu KOSHIO
Department of Electronic and Control Systems Engineering
Soryo Electronics and Chemical Co.
(Received September 19, 1997)

A parallel-connected twelve-pulse thyristor converter consisting of two six-pulse groups with an interphase reactor has been used for low-voltage high-current dc power supplies because of its high efficiency compared with a series one. It seems to be the most suitable converter for superconducting magnetic energy storage systems (SMES), which are expected to be used in actual power systems in the near future as a power system stabilizer. Harmonic reduction on the source side is required for such large-capacity thyristor converters. A number of methods have been proposed. These methods, however, require additional devices. Thus, a simple parallel-connected converter without any additional devices remains to be constructed to reduce harmonic currents on the source side. This paper attempts to construct a simple 12-pulse thyristor converter by proposing a novel design concept of the interphase reactor. This method proposed here requires no additional devices, and only reducing the inductance of the interphase reactor. The source current of the 12-pulse thyristor converter with the reduced inductance interphase reactor approaches sinusoidal waveforms, which are approximately equivalent to those of the 36-pulse thyristor converter. Simulation results show that decreasing the inductance of the interphase reactor contributes to reducing harmonic currents on the source side. In addition to the simulation results, experimental results verify the validity and practicability of the proposed novel design concept of the interphase reactor.

キーワード：12パルスサイリスタ整流回路，相間リアクトル，電源側高調波電流抑制，SMES

1. ま え が き

低電圧・大電流の直流電源の用途として，相間リアクトル付きサイリスタ整流回路が広く用いられている．特に，将来実用化が期待されている超電導エネルギー貯蔵システム(SMES)に適している．これら大容量サイリスタ整流回路では，電源側で発生する無効電力および高調波電流の低減が要求され，各種回路方式が提案されている^{1,2)}．一般に，相間

リアクトル付きサイリスタ整流回路では、2台の整流回路に 30° の位相差を有する3相電源を接続し12パルス整流回路として構成される。このとき、相間リアクトルは2台の整流回路の出力電流平均値を等しくするバランスとして動作すると共に各整流回路の出力電圧の差を吸収するリアクトルとして動作している³⁾。

本論文では、相間リアクトル付き12パルスサイリスタ整流回路において、相間リアクトル両端の電圧積分に着目した電源電流波形改善法を提案する⁴⁾。これは、相間リアクトルのインダクタンスを従来に比較し低減することのみで電源側電流波形を改善可能な点に特長があり、半導体スイッチング素子ならびに結合変圧器等^{5,6)}を付け加えることなく電源側電流波形を改善できる。

初めに、相間リアクトルのインダクタンスを最適化することで電源側電流波形を改善可能であることを理論的に明らかにし、電源側電流波形改善に効果的なインダクタンスを算出する。次に、計算機シミュレーションと実験により本方式の有効性を確認する。相間リアクトル付き12パルスサイリスタ整流回路において、本論文で提案した方式を用いることで、改善効果が最も良好な場合に歪率 (THD) 1%の電源側電流波形が得られることを明らかにする。

2. システム構成

図1に、本論文で電源側電流波形改善法について検討する相間リアクトル付き12パルスサイリスタ整流回路の構成図を示す。2台の整流回路は、それぞれ巻数比1:1の Δ - Δ 結線された三相変圧器ならびに巻数比1:1/ $\sqrt{3}$ の Δ -Y結線された三相変圧器を介して電源と接続されている。各整流回路は相間リアクトルを通じて並列接続することにより、12パルス構成としている。図2に、 $L_S=100$ mHの相間リアクトルを用いた場合のシミュレーション波形を示す。このとき、サイリスタ整流回路の制御角 α を 60° とした。Con. 1およびCon. 2の交流側電流 i_{d1} , i_{d2} がそれぞれ方形波状となっている。電源側電流波形 $i_{s\ell}$ は、各整

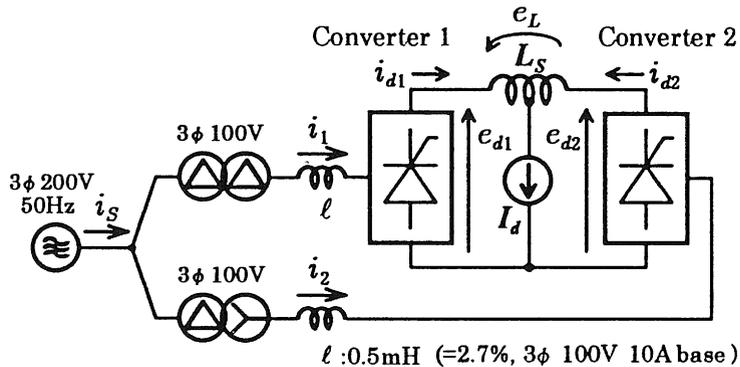


図1 回路構成図

流回路の交流側電流の合成によって得られるため、12ステップの階段状波形となっている。また、(b)は電源電流 i_{Su} の周波数スペクトラムを求めたものである。

一般に、高調波を含む電流波形の歪率 (THD_I) は次式で定義される。

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} \times 100\% \quad (1)$$

ここで、 I_1 は基本波分の実効値を表しており、 I_h は第 h 次調波の実効値を表している。(1)式より、図2の電源電流 i_{Su} の歪率 (THD_I) は15%である。これらより、典型的な12パルス構成の電源電流波形となっていることが確認できる。

図1において、添字“S”が付けられているものは電源側，“1”が付けられているものはCon. 1、さらに“2”が付けられているものはCon. 2の電圧・電流をそれぞれ表している。このとき、Con. 1およびCon. 2の入力電圧は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} e_{u1} &= \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} E \sin \left(\omega t + \frac{5}{6} \pi \right) \\ e_{v1} &= \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} E \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) \\ e_{w1} &= \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} E \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \end{aligned} \quad (2)$$

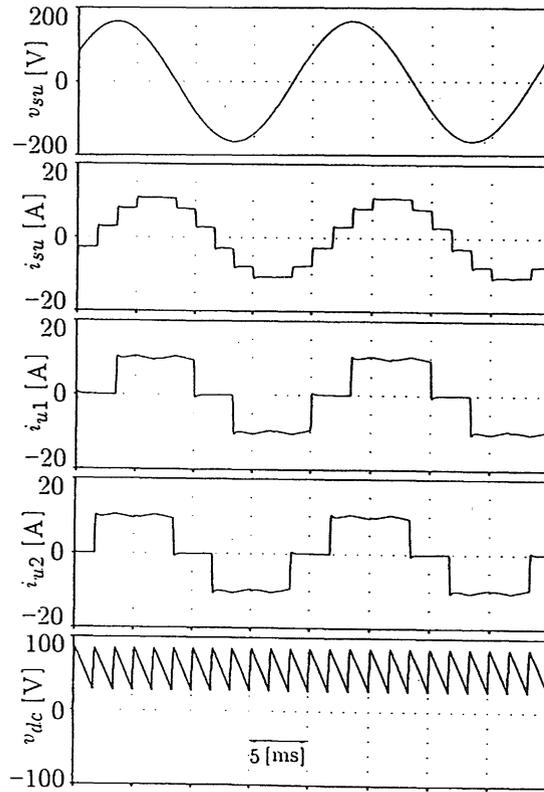
$$\begin{aligned} e_{u2} &= \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} E \sin (\omega t + \pi) \\ e_{v2} &= \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} E \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{3} \right) \\ e_{w2} &= \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} E \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (3)$$

ここに、 E は各整流回路に入力される線間電圧の実効値。

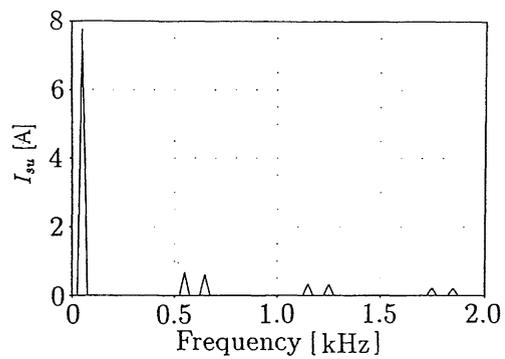
また、 $\Delta-\Delta$ 結線、 $\Delta-Y$ 結線された各変圧器の巻数比を考慮すると、電源側電流は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} i_{Su} &= i_{u1} + \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{u2} - i_{w2}) \\ i_{Sv} &= i_{v1} + \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{v2} - i_{w2}) \\ i_{Sw} &= i_{w1} + \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{w2} - i_{v2}) \end{aligned} \quad (4)$$

ここで、12パルス整流回路の電源側電流波形について考える。図3は、(4)式の i_{Su} を示したものである。(4)式においてCon. 1の入力電流の振幅と比較して、Con. 2の入力電流が



(a) シミュレーション波形



(b) 周波数スペクトラム

図2 シミュレーション結果の一例

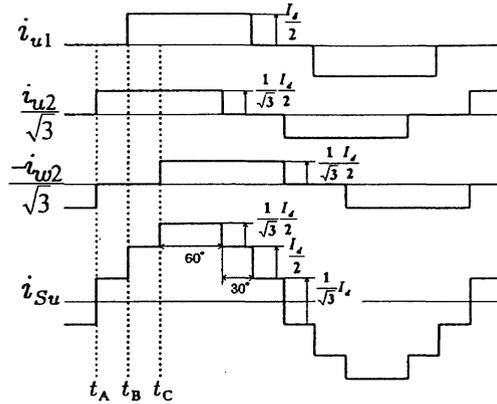


図3 12ステップ電源電流波形

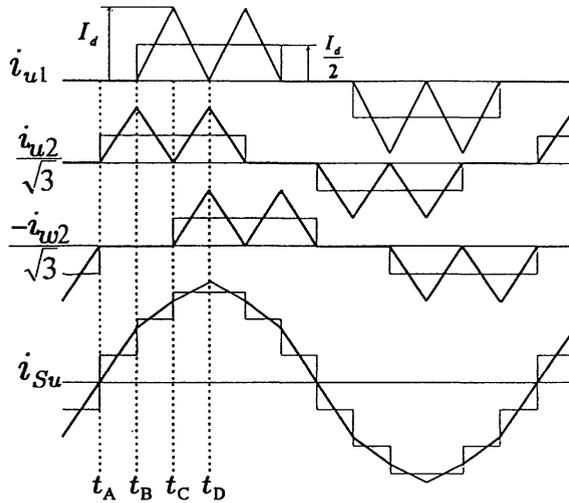


図4 i_1, i_2 にリップルを生じた場合の電源電流波形

$1/\sqrt{3}$ 倍されることを考慮すると、時刻 t_A において電源電流 i_{Su} は $(2/\sqrt{3})(I_d/2)$ だけステップ的に変化する。また、時刻 t_B では i_{u1} の振幅分、即ち $I_d/2$ だけ変化する。さらに、 t_C において $(-1/\sqrt{3})i_{w2}$ の大きさである $(1/\sqrt{3})(I_d/2)$ だけ変化し、これを繰り返すことで電源電流 i_{Su} が12ステップの階段状波形となる。

次に、図1の各整流回路の入力電流 i_1, i_2 にリップルが多く含まれている場合を考える⁴⁾。このときの電源電流波形の一例を図4に示す。各整流回路の入力電流は、リップル率が100%の三角波状の波形となっている。図3と同様に電源電流 i_{Su} について考える。時刻 t_A から t_B では、電源電流 i_{Su} は Con. 2 に流入する i_{u2} のみから成るため i_{Su} は三角波状の波形とな

る. t_B から t_C において, 電源電流 i_{Su} は i_{u1} と i_{u2} の和となる. このとき, i_{u2} は減少するが, (4)式から明らかなように, i_{u2} は $1/\sqrt{3}$ 倍されるため, i_{Su} は連続的に増加する. さらに, t_C から t_D では, 電源電流 i_{Su} は i_{u1} , i_{u2} , i_{w2} から成るが, (4)式より Con. 2 の入力電流 i_{u2} , i_{w2} は $1/\sqrt{3}$ 倍され, 結果として連続的な増加となる. これを繰り返すことにより電源電流 i_{Su} は, 図 4 に示すような近似的な正弦波とすることができる. このとき, 図 4 に示した三角波状の波形をどのようにして得るかということが重要となる.

3. 相間リアクトル最適化による電源電流波形改善法

前章で, 図 1 の相間リアクトル付き 12パルスサイリスタ整流回路において各整流回路の入力電流波形を三角波状にすることで電源電流波形を近似的な正弦波とすることができることを示した. 本論文では, 相間リアクトルの両端の電圧積分に着目し, 図 4 に示したような各整流回路の入力電流を三角波状波形とする方法を提案する. 以下では, 相間リアクトルのインダクタンスを変化することで電源電流波形を改善可能であることを明らかにする.

図 5 は, 図 1 の各整流回路の出力電圧 e_{d1} , e_{d2} を示したものである. 簡単のために, 重なり角を無視している. 時刻 t_0 において, Con. 2 は u 相から v 相へ転流し, 時刻 t_1 において Con. 1 が u 相から v 相へ転流するものとする. 12パルス整流回路では, 30° 毎に転流が行われる. このため, 時刻 t_1 の電気角を α とすると, t_0 では $\alpha - \frac{\pi}{6}$ となる. この期間において, Con. 1 の出力電圧 e_{d1} は, e_{u1} と e_{w1} の差からなり, Con. 2 の出力電圧 e_{d2} は e_{v2} と e_{w2} の差からなる.

今, 直流側の負荷の時定数が各整流回路の転流周期に比べ十分に大きいとすると, 直流電流 I_d は一定と考えることができる. 従って, Con. 1 の出力電流を i_{d1} , Con. 2 の出力電流を i_{d2} とすると, $i_{d1} + i_{d2} = I_d$ が成立する. これより, 次式を得る.

$$\frac{di_{d1}}{dt} = -\frac{di_{d2}}{dt} \quad (5)$$

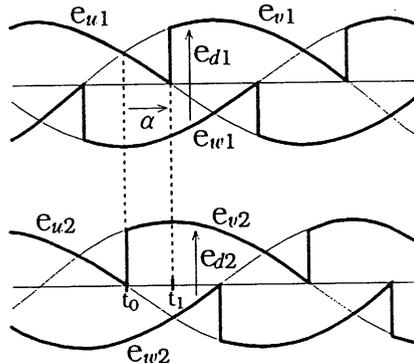


図 5 各整流回路の出力電圧波形

相間リアクトルのインダクタンスを L_S とすると、(5)式より相間リアクトルの両端の電圧 e_L は次式となる (付録参照)。

$$e_L = L_S \frac{di_{d1}}{dt} \quad (6)$$

(6)式に、電源の漏れインダクタンス l を考慮すると時刻 t_0 から t_1 における Con. 1 ならびに Con. 2 の出力電流変化 ΔI_{d1} , ΔI_{d2} は次式で与えられる。

$$\Delta I_{d1} = -\Delta I_{d2} = \frac{1}{(L_S + 4l)} \int_{t_0}^{t_1} \{(e_{u1} - e_{w1}) - (e_{v2} - e_{w2})\} dt \quad (7)$$

(7)式より、相間リアクトルのインダクタンス L_S によって、時刻 t_0 から t_1 における各整流回路の出力電流の変化分を可変できることが明らかである。各整流回路の出力電流波形は、各相の入力電流が転流することで得られる。従って、相間リアクトルのインダクタンスを変化することで、各整流回路の入力電流波形を変化できる。(7)式に(2)式、(3)式の電源電圧を代入し、サイリスタ整流回路の制御角 α を考慮する。さらに、電源電圧の角周波数 ω を用いて $\omega t = \theta$ で積分変数を置換すると、時刻 t_0 から t_1 における2台の整流回路の出力電流変化 ΔI_{d1} , ΔI_{d2} は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \Delta I_{d1} &= -\Delta I_{d2} \\ &= -\frac{\sqrt{2} \sqrt{2 - \sqrt{3}} E}{\omega (L_S + 4l)} \int_{\alpha - \pi/6}^{\alpha} \sin \left(\theta + \frac{\pi}{12} \right) d\theta \\ &\simeq -\frac{1.608E}{4.44 \times 6f \times (L_S + 4l)} \sin \alpha \end{aligned} \quad (8)$$

但し、 f : 電源電圧の周波数

直流側負荷電流を I_d の電流源と考えると、従来方式では各整流回路の入力電流の波高値は $I_d/2$ となる。これに対し、図6に示すように、それぞれの整流回路の入力電流を平均値が $I_d/2$ 、波高値を I_d とすれば電源電流 i_S の階段状変化を連続的にすることができる。従って、(8)式において2台の整流回路の出力電流変化 $|\Delta I_{d1}| = |\Delta I_{d2}| = I_d$ と選ぶことで、電源側電流波形を近似的な正弦波とすることができる。このとき、相間リアクトル L_S は次式で与えられる。

$$L_S \simeq \frac{1.608E}{4.44 \times 6f \times I_d} \sin \alpha - 4l \quad (9)$$

(9)式より、制御角 α によって電源電流 i_S を良好な波形にする相間リアクトルのインダクタンス L_S が変化する。図1において、 $f=50$ Hz, $l=0.5$ mH であるから、各整流回路の入線間電圧が100 V, 直流負荷電流 $I_d=20$ A の場合、制御角 $\alpha=60^\circ$ で良好な波形を得るためには $L_S=3.2$ mH, $\alpha=90^\circ$ では $L_S=4.0$ mH となる。

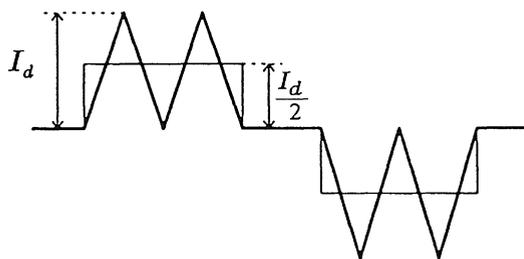


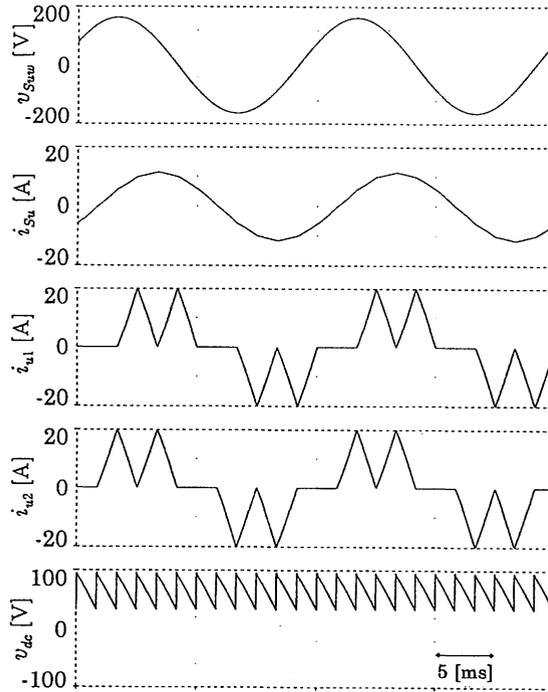
図6 整流回路の入力電流波形

4. シミュレーション結果

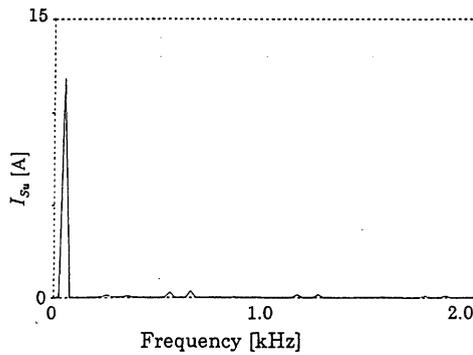
本論文で提案した電源電流波形改善法の有効性を検討するために、計算機シミュレーションを行った。図7に、制御角を $\alpha=60^\circ$ とし相間リアクトルのインダクタンスを $L_S=3.2$ mHにした場合の結果を示す。ここで、電源電圧 $E=100$ V、直流負荷電流 $I_d=20$ Aとした。図2に示した従来の方式と比較して、図7(a)では、電源電流 i_{Su} の高調波が大幅に減少し正弦波に近い波形となっている。ここで、高調波成分の低減効果を定量的に確認するために、電源電流 i_{Su} の周波数スペクトラムを図7(b)に示す。図2(b)と比較し、大幅に高調波成分が減少していることが確認できる。特に、従来の12パルス構成の整流回路の高調波成分と比較し、第11次を10%、第13次を15%程度にそれぞれ減少させることができた。本方式では第11, 13次高調波成分を完全に消去することができないが、第37次までの広い周波数成分について高調波の低減効果が認められた。このとき、(1)で定義される電源電流の歪率(THD_I)は約1%であり、従来方式に比べ大幅な波形改善効果が認められる。この歪率は、36パルス構成の整流回路の歪率5.05%よりも優れており、本方式の有効性が明らかである。

5. 実験結果

本方式の有効性を確認するために、図8に示す実験装置を構成し、実験による検討を行った。各整流回路の入力側のインダクタンス l が0.5 mHとなるようにリアクトルを変圧器と直列に接続している。実験装置では、2台のサイリスタ整流回路の α 指令値を正しく等しくすることは困難である。さらに、本方式では、従来方式と比較して相間リアクトルを小さくしているため、2台の整流回路の出力電流がバランスしない可能性がある³⁾。このため、出力電流フィードバックを用いてこの問題を解決している。各整流回路の出力電流検出にはDCCTを用い、それぞれの整流回路の出力電流が逆方向となるように電線を巻き、1台の電流検出器で出力電流 i_{d1} , i_{d2} の差を検出している。この出力電流の差をPIコントローラを通じて増幅し、本来の12パルス整流回路の α 指令値に加算、減算することにより、各整流回路の指令値としている。なお、実験に用いたPIコントローラのゲインは比例定数 $P=3.3$ 、積分時定数 $T_i=4.4$ msとしている。また、整流回路の負荷は負荷電流を一定とするため、サイリスタの転流周期に比べて十分に大きい時定数とする必要があり、300 ms程度の $R-L$



(a) シミュレーション波形



(b) 周波数スペクトラム

図7 $\alpha=60^\circ$ の場合のシミュレーション結果

負荷としている。また、実験では $\Delta-\Delta$ 結線、 $\Delta-Y$ 結線に用いた 2 台の三相変圧器の電圧定格の関係で、1 次側の電圧を 160 V、即ち、2 次側の線間電圧を 80 V とした。従って、(9) 式より、制御角 $\alpha=60^\circ$ で電源電流を良好にする相間リアクトルのインダクタンスは、 $L_s = 2.2 \text{ mH}$ となる。

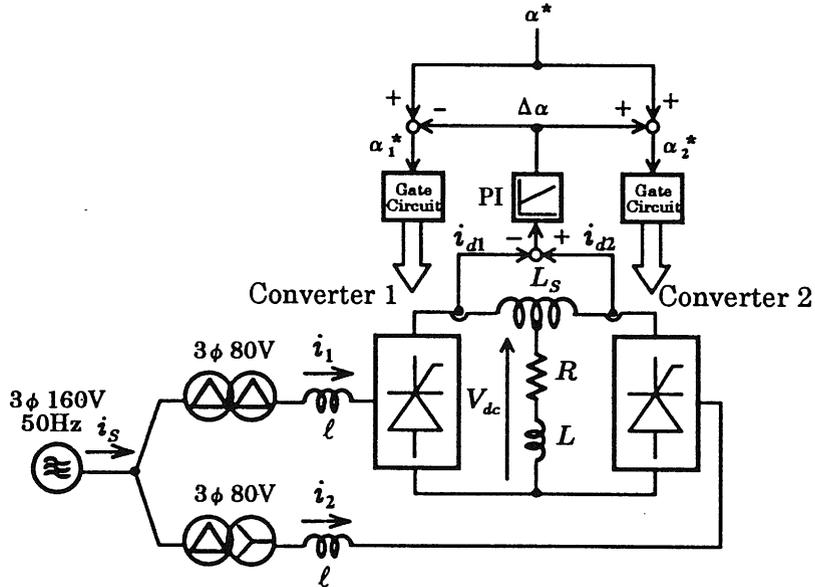


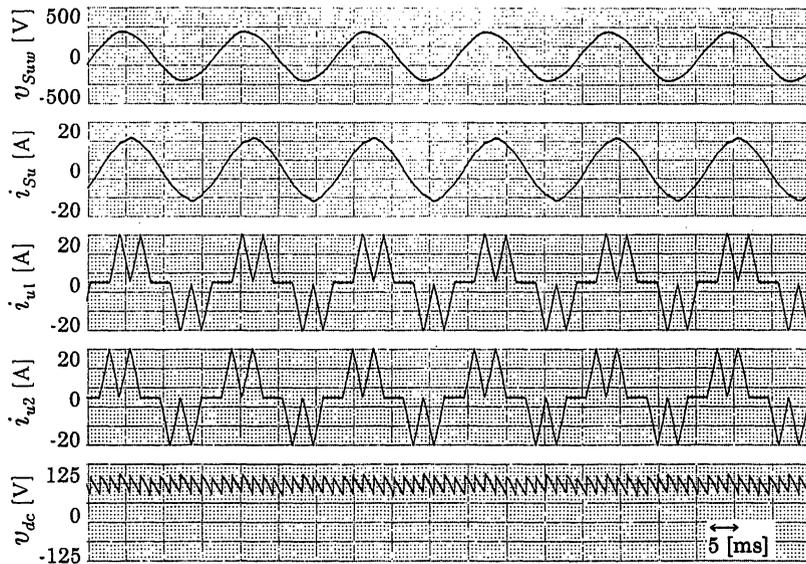
図8 実験システム構成図

図9に、 $\alpha=60^\circ$ 、 $L_s=2.2\text{ mH}$ とした場合の実験結果を示す。相間リアクトルのインダクタンスを小さくすることにより、電源電流 i_{Su} の高調波が大幅に減少し正弦波に近い波形になっていることが確認できる。この時の電源電流 i_{Su} の周波数スペクトラムを(b)に示す。従来方式と比較して、第11, 13次高調波が大幅に減少しており、36パルス構成の整流回路と同等の電源電流波形となっていることが確認できる。これらの実験結果は、図7に示したシミュレーション結果とよく一致しており、本論文で提案した方式の有効性が明らかである。

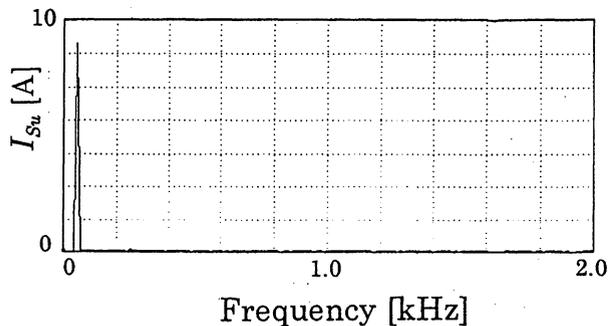
なお、本方式は、(9)式から明らかなおりサイリスタ整流回路の制御角 $\alpha=0^\circ$ の場合、電源電流波形を改善することは困難であり、本方式をダイオード整流回路に適用することはできない。この場合、相間リアクトルに小容量の変換器を接続する方法が提案されているが⁷⁾、これらについては今後の検討課題であるとする。

6. む す び

本論文では、相間リアクトル付きサイリスタ整流回路の電源電流波形改善法について検討した。相間リアクトル付きサイリスタ整流回路において、相間リアクトルのインダクタンスを変化することにより、電源側入力電流波形が改善可能であることを理論的に明らかにした。これは、新たな半導体スイッチング素子を追加することなく電源電流波形を改善できる点に特長がある。波形改善に効果的な相間リアクトルのインダクタンスを理論的に求め、本方



(a) 各部の波形



(b) 電源電流

図9 $\alpha=60^\circ$ の場合の実験結果

式により入力電流の高調波成分を大幅に減少可能であり電源電流を近似的な正弦波とすることが可能なことを明らかにした。さらに、計算機シミュレーションと実験により、提案した方式は、従来の12パルス整流回路に比べ大幅に高調波電流が低減可能であることを明らかにした。特に、高調波低減効果が最も高い場合には、歪率1%の電源電流波形が得られ提案した方式が実用的であることを明らかにした。

最後に、本論文は半導体電力変換研究会で発表した研究会資料⁸⁾について加筆修正を加えたものであることを付記し、貴重な御討論を賜りました各位に厚くお礼申し上げます。ま

た、本研究に御協力いただいた雇用促進事業団千葉職業能力開発促進センター講師小林洋晶氏にお礼申し上げます。

文 献

- 1) 高橋・山根：「並列多重非対称制御方式を用いた高力率多励サイリスタ変換装置」電学論 D, Vol. 105, No. 10 (昭和60)。
- 2) S. Miyairi, S. Iida and K. Nakata, "New method for reducing harmonics improved in input and output of rectifier with interphase transformer," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. IA-22, No. 5, 1986.
- 3) D. J. Perreault and J. G. Kassakian, "Effects of firing angle imbalance on 12-pulse rectifiers with interphase transformers," *IEEE/PEL PESC*, pp. 1075-1080, 1993.
- 4) 小林・田中・赤木：「相間リアクトル付きサイリスタ整流回路の入力電流波形改善法」平成7年電気学会全国大会 No. 716
- 5) S. Kim, P. N. Enjeti, P. Packebush and I. J. Pitel, "A new approach to Improve power factor and reduce harmonics in a three-phase diode rectifier type utility interphase," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. IA-30, No. 6, 1994.
- 6) 大口・山田：「部分容量の非絶縁位相変圧器結合二重化三相ダイオードブリッジ整流回路の入力電流波形改善」平成7年電気学会産業応用部門全国大会 No. 293
- 7) S. Choi, P. N. Enjeti, H. Lee and I. J. Pitel, "A new active interphase reactor for 12-pulse rectifiers provides clean power utility interface," *IEEE/IAS Annu. Meeting*, pp. 2464-2474, 1995.
- 8) 小塩・田中：「相間リアクトル付きサイリスタ整流回路の入力電流波形改善法」電気学会半導体電力変換研究会資料 SPC96-1 (1996)

付 録

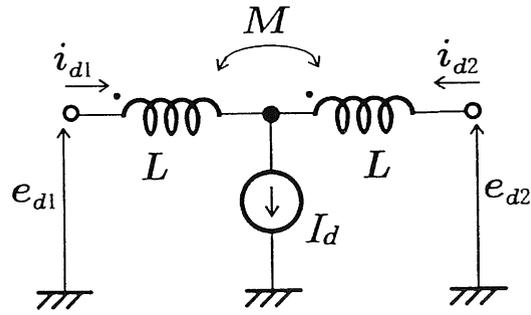
(6)式の導出

図1の相間リアクトルを詳細に記すと、付図1を得る。付図1において、結合係数が近似的に1とすると以下の回路方程式を得ることができる。

$$\begin{aligned} e_{a1} - e_{a2} &= L \frac{d(i_{a1} - i_{a2})}{dt} + M \frac{d(i_{a1} - i_{a2})}{dt} \\ &= 2L \frac{d(i_{a1} - i_{a2})}{dt} \end{aligned} \quad (\text{付1})$$

(付1)式に(5)式を代入することで、相間リアクトルの両端の電圧 e_L は、次式となる。

$$\begin{aligned} e_L &= 4L \frac{di_{a1}}{dt} \\ &= L_S \frac{di_{a1}}{dt} \end{aligned} \quad (\text{付2})$$



付図1 相間リアクトル L_s