UDC 621.311.61.025.2: 621.3.018.3: 621.335
621.314.63.014.2.077.65

論 文

53-B 34

多分割サイリスタ制御整流回路の交流側 高調波電流軽減の一提案

正 員 松 橋 登喜雄 (鉄道技研)

非会員 長 井 貞 雄 (富山工専)

正 員 雨 宮 好 文 (名 大)

1. ま え が き

交流式電気鉄道における電気車では、速度制御特性として優れている直流直巻電動機を駆動力として使用するため単相整流装置を電気車にとう載して直流電源を得ており、直流電圧・電流の制御としてタップ制御方式が広く用いられている。

近時サイリスタの大容量化に伴い、電圧電流の制御としてサイリスタ制御方式が実用されるようになってきた。サイリスタ制御を用いた単相整流装置における電圧・電流の制御は、サイリスタの性質上電圧・電流の波形を一部裁断する制御となるので、直流側電圧並びに交流側電流波形はダイオードを使用した単相整流装置の場合より著しくひずむこととなる。このひずみの大きな交流電流がそのまま給電線路に流れると、系統機器（例えばき電用変圧器、単巻変圧器、周波数変換機、力率改善用機器など）、系統保護装置（距離継電器、故障検出装置など）並びに列車速度指令情報、列車位置情報などに悪影響を与えるとともに、電車線、軌道などに伴う大地帰路回路の構成から、鉄道線路に近接平行する弱電流線施設に誘導現象による妨害を与えることとなる。

最近、電気車の無接点化、メンテナンスフリー化などに加えて省エネルギーの観点から再度交流電気車用としてサイリスタ制御方式が検討されるようになり、制御に伴って発生する交流側高調波電流の軽減対策が一層重要な課題となってきている。交流電気車用サイリスタ制御整流回路における交流側高調波電流の軽減

対策としては、整流器用主変圧器二次側分割数の増加、交流側転流リアクタンスの増大、共振形フィルタの採用、位相制御方式の改良など^{(1)~(5)}の検討が行なわれ、現車による試験も実施されている。

サイリスタ制御整流装置を使用する電気車では力行制御のみ行なう場合、サイリスタに点弧信号を与えるだけで直流側電圧の制御ができる混合ブリッジ整流回路が用いられている。そこでは、サイリスタの制御に伴って交流側に発生する高調波電流の軽減と力行中における平均力率の改善を目的として、整流器用主変圧器の二次側を複数個に分割し、各分割に混合ブリッジ回路を接続し、その直流側を直列に接続して負荷の直流直巻電動機に供給する方法をとっている。

この回路における直流側電圧・電流の制御方法は、まず第1分割に接続された混合ブリッジ（以下第1ユニットと略称）について位相制御を行ない、出力直流電圧を制御する。第1ユニットの制御位相が π から0および 2π から π になると制御は終了し、第1ユニットは第1分割最大の直流出力電圧を生ずる。ついで第2ユニットの位相制御へと入る。このとき出力直流電圧は第1ユニットと第2ユニットとの和となり、位相制御とともに増加し負荷の直流電動機は速度を増していくこととなる。なお第2ユニットの制御終了後は第3、第4ユニットへと制御が進められることとなる。本論文ではこれを逐時制御方式と呼ぶこととする。

筆者らは先に、電気車用サイリスタ制御整流回路における高調波軽減のためのサイリスタ制御方式として強制消弧制御方式並びに多重制御方式について提案した。

強制消弧制御方式⁽²⁾は単相混合ブリッジ整流回路において $\pi/2-\alpha$ および $3\pi/2-\alpha$ でサイリスタを点弧制御し、 $\pi/2+\alpha$ および $3\pi/2+\alpha$ でサイリスタを消弧制御し、 α が $\pi/2$ となる制御終了を待って第2、第3、第4ユニットへと順次第1ユニットと同様な位相制御

A Proposal for AC Side High-Harmonic Reducing Method of Multiplit Thyristor Control Rectifying Circuit. By *Tokio Matsushashi*, Member (Railway Technical Research Institute, JNR), *Sadao Nagai*, Non-member (Toyama Technical College) & *Yoshifumi Amemiya*, Member (Nagoya University).

松橋登喜雄：正員，鉄道技術研究所

長井貞雄：非会員，富山工業高等専門学校

雨宮好文：正員，名古屋大学工学部

を行ない、直流電圧を制御するものである。これにより交流電流に含まれる第3調波電流は、第2ユニット以降の制御中常に逐時制御方式に比べて軽減することが可能で、位相制御の中心となる位相角の選び方により効率改善のことも示した。

多重制御方式⁽⁵⁾は電気車用サイリスタ制御整流回路のうち、力行制御並びに電力回生制御を行なう場合に用いられるサイリスタブリッジ整流回路の制御方式に関するものである。そこでは単相サイリスタブリッジ整流回路のサイリスタ制御に必要な $\gamma_{\min}$ 制御に伴って発生する高調波量を抑制するため、各ユニットの位相制御において一定角度をずらせて対称制御を行なうとともに各ユニットを多重化することにより、 $\gamma_{\min}$ 制御を解消するものである。これにより $\gamma_{\min}$ 制御に伴って発生する高調波量の抑制、特定高調波の軽減、主変圧器二次分割効果の増大、電力回生制御移行への簡易化などが得られた。

本論文で提案する新たな制御方式は、単相混合ブリッジ整流回路において全ユニットのサイリスタ制御を同時に作動する方法である。これを本論文では同時制御方式と呼ぶことにする。その具体的制御方法は、各ユニットの制御位相角の組合せを一次側交流電流について含有する全高調波量の最小、等価妨害電流の最小、または特定高調波の最小などの制御目標に合せて定め、各ユニットを同時に動作制御するもので、目標値制御方式または最適値制御方式ともいうべき方法である。

2. 新たな制御方式

第1図はサイリスタ位相制御を採用した単相多分割混合ブリッジ整流回路の例として、整流器用主変圧器の二次側分割数が4個の場合を示した。

この回路を用いた電気車における逐時制御方式では力行制御の場合、まず第1ユニットのサイリスタにつ

第1図 多分割サイリスタ制御整流回路

Fig. 1. Multisplit thyristor control rectifying circuit.

いて位相 π および 2π から制御を行ない、直流出力電圧を直流直巻電動機に加えて起動する。次で、第1ユニットの制御位相角が0および π になると第1ユニットはそのままとし、第2ユニットのサイリスタについて第1ユニットと同様位相制御を行なう。このとき出力直流電圧は各整流器ブリッジの出力側で加え合わせられ、電圧の増加とともに電動機速度が順次上昇することとなる。なお、制御は順次第3、第4ユニットへと進められることとなる。このように逐時制御では各ユニットの制御が電気車の速度に従って第1ユニットから順に位相制御されているが、各ユニットは独立に制御機能を有するので負荷として必要な出力直流電圧が得られれば、どのユニットでも任意に制御することが可能であるということになる。

本論文ではこの点に着目した位相制御方式で、ここでは全ユニットの動作を同時に行ない、直流側に必要な電圧を全ユニットの位相制御に伴う出力電圧の合成として得るとともに、各ユニットの制御位相角の組合せを高調波電流の軽減目標に合せて決定制御するものである。制御の具体的方法は、第1図において、第1ユニットの制御角を α_1 、第2ユニットの制御角を α_2 、第3、第4ユニットの制御角を α_3, α_4 とし ($\alpha_1 \leq \alpha_2 \leq \alpha_3 \leq \alpha_4$) 同一半波内で順次位相制御を行なうものとし、この制御角の組合せを出力直流電圧の大きさを制約条件として高調波電流最少などの目標に合せて制御するものである。

〈2・1〉 全高調波量を最小とする制御 第1図のように、整流器用主変圧器の二次側巻線が4分割された単相混合ブリッジ整流回路において、直流側リアクトルを非常に大きくして直流電流を完全平滑とすれば交流側電流波形は、ほぼ台形波に近い波形となる。なお、交流側インピーダンスは主変圧器の一次、二次巻数比が大きい場合（例えば ED 755 形電気機関車では一次電圧 20kV、二次電圧 307V $\times$ 4）では二次電圧では二次側変換インピーダンスが小さく、主変圧器の漏れリアクタンス（通常電気機関車では電圧変動率を考慮して小さく設計される。しかし、高調波軽減対策としては大きいことが望まれている ED 755 形では二次1巻線あたり 0.0092 Ω 程度）も小さいと考えると交流側電流波形における転流区間も短くなり、ほぼ方形波の積重ね波形としてモデル化することができる。従って、従来の逐時制御方式並びに本同時制御方式における各部の電圧・電流波形の概形は第2図のようにモデル化して描くことができる。従って、これらのモデル化波形から逐時制御方式における直流側平均電圧 E_d および交流側電流 I_a は次のように与えられる。

第2図 モデル化波形

Fig. 2. Idealized current and voltage wave form.

$$E_d = \frac{E_m}{\pi} (2k-1 + \cos \alpha) \quad (1)$$

$$I_a = \frac{I_d}{\sqrt{\pi}} \sqrt{k^2 \pi - (2k-1) \alpha} \quad (2)$$

但し、 k =導通中のユニット数、 α =制御角

本論文の同時制御方式では第2図から直流側平均電圧 E_d および交流側電流の実効値 I_a は次のように与えられる。

$$E_d = \frac{E_m}{\pi} (m + \cos \alpha_1 + \cos \alpha_2 + \dots + \cos \alpha_m) \quad (3)$$

$$I_a = \frac{I_d}{\sqrt{\pi}} \sqrt{m^2 \pi - \alpha_1 - \alpha_2 - \dots - (2m-1) \alpha_m} \quad (4)$$

但し、 m =主変圧器二次側のユニット数

また、第 n 調波成分の実効値 I_n は次のように与えられる。

$$I_n = \frac{\sqrt{2} I_d}{n \pi} \sqrt{(\sin n \alpha_1 + \sin n \alpha_2 + \dots + \sin n \alpha_m)^2 + (m + \cos n \alpha_1 + \cos n \alpha_2 + \dots + \cos n \alpha_m)^2} \quad (5)$$

従って、交流側電流に含まれる高調波成分の実効値を I_h とすると次のようになる。

$$I_h = I_d \left[\frac{1}{\pi} \left\{ m^2 \pi - \sum_{k=1}^m (2k-1) \alpha_k \right\} - \frac{2}{\pi^2} \left[\left(\sum_{k=1}^m \sin \alpha_k \right)^2 + \left(m + \sum_{k=1}^m \cos \alpha_k \right)^2 \right] \right]^{1/2} \quad (6)$$

このように、本論文の同時制御方式では直流側平均電圧 E_d の一つの値を満足する各ユニットの制御角の組合せは無数に存在することとなり、また交流側電流に含まれる全高調波量も各ユニットの制御角の関数と

なっていることがわかる。従って、ここでは直流側平均電圧を制約条件として交流側電流に含まれる全高調波量を最小とする位相制御すなわち、制御角の組合せを考えてみよう。いま、ラグランジュの乗数を λ として(6)式を書直すと次のようになる。

$$F(\alpha_1 \alpha_2 \dots \alpha_m \lambda) = \frac{1}{\pi} \left\{ m^2 \pi - \sum_{k=1}^m (2k-1) \alpha_k \right\} - \frac{2}{\pi^2} \left\{ S^2 + (m+c)^2 \right\} - \lambda \left\{ \frac{E_d}{E_m} - \frac{1}{\pi} (m+c) \right\} \quad (7)$$

$$\text{但し、} S = \sum_{k=1}^m \sin \alpha_k, \quad c = \sum_{k=1}^m \cos \alpha_k$$

従って、(7)式について、 $\partial F / \partial \alpha_k = 0$ および $\partial F / \partial \lambda = 0$ の連立方程式を解くことにより全高調波量を最小とする制御角の組合せが得られる。

α_k, λ に関する偏微分より(7)式は、次のようになる。

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial F}{\partial \alpha_k} &= -\frac{1}{\pi} (2k-1) - \frac{2}{\pi^2} \left\{ 2S \cos \alpha_k - 2(m+c) \sin \alpha_k \right\} - \frac{\lambda}{\pi} \sin \alpha_k = 0 \\ \frac{\partial F}{\partial \lambda} &= -\frac{E_d}{E_m} + \frac{1}{\pi} (m+c) = 0 \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

ここで、(8)式の第1式を k について和をとると、

$$S = m^2 \pi / (4m - \lambda \pi) \quad (9)$$

この(9)式を(8)式に代入すると

$$\left. \begin{aligned} \left(\frac{4\pi E_d - \lambda \pi E_m}{E_m} \right) \sin \alpha_k - \frac{4m^2 \pi}{4m - \lambda \pi} \cos \alpha_k &= \pi (2k-1) \\ E_d &= \frac{E_m}{\pi} \left(\sum_{k=1}^m \cos \alpha_k + m \right) \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

が得られる。従って各制御角 α_k は次のように求められる。

$$\alpha_k = \cos^{-1} \left[\frac{\pi (2k-1)}{\sqrt{\left(\frac{4m^2 \pi}{4m - \pi \lambda} \right)^2 + \left(\frac{4\pi E_d - \pi \lambda E_m}{E_m} \right)^2}} \right] + \tan^{-1} \left[\frac{4\pi E_d - \pi \lambda E_m}{-4m^2 \pi E_m} \right] \quad (11)$$

なおこの場合、力率 PF は次のように与えられる。

$$PF = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{\sum_{k=1}^m \cos \alpha_k + m}{\sqrt{m^2 \pi - \sum_{k=1}^m (2k-1) \alpha_k}} \quad (12)$$

〈2・2〉 等価妨害電流を最小とする制御 電力系統の負荷電流に高調波が多量に含まれると、誘導現象により近接平行する通信回線に誘導障害を与えることは周知のことであるが、電鉄回路の場合でも同様で特に電回路が大地帰路回路を構成するので影響範囲は大きい。起誘導回路に流れる高調波電流による妨害の程度を表す尺度として等価妨害電流なる量が用いられるが、これは電話回線において 800 Hz を基準とした各周波数の通話明りょう度の低下を重み関数として評価したもので、これを J_p とすると次のように与えられる。

$$J_p = \sqrt{\sum_{n=1,3,\dots} (K_n I_n)^2} \quad \dots\dots\dots (13)$$

但し、 I_n = 第 n 調波電流、 K_n = 第 n 調波の雑音評価係数

従って、本論文の同制御方式を適用して等価妨害電流を最小とする制御では、これを目的関数として各制御ユニットの制御角を決めることとなる。第 2 図における交流側電流波形の第 n 調波電流 I_n は次のように与えられる。

$$I_n = \sqrt{(A_n^2 + B_n^2)/2} \quad \dots\dots\dots (14)$$

但し、

$$A_n = \frac{2I_d}{\pi n} \left(\sum_{k=1}^m \cos n\alpha_k + m \right)$$

$$B_n = \frac{2I_d}{\pi n} \left(\sum_{k=1}^m \sin n\alpha_k \right)$$

従って、(13) 式は次のようになる。

$$J_p^2 = \sum_{n=1}^m \left(\frac{2K_n I_d}{\pi n} \right)^2 \left\{ \left(\sum_{k=1}^m \cos n\alpha_k + m \right)^2 + \left(\sum_{k=1}^m \sin n\alpha_k \right)^2 \right\} \quad \dots\dots\dots (15)$$

従って、等価妨害電流最小制御では (3) 式で示される直流側平均電圧を制約条件として、(15) 式を解き各ユニットの制御角の組合せを決めることとなる。いまラグランジュの乗数をとって (15) 式を書替えると、次のようになる。

$$F(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m, \lambda)$$

$$= \sum_{n=1}^m \left(\frac{2I_d K_n}{\pi n} \right)^2 \left\{ \left(\sum_{k=1}^m \cos n\alpha_k + m \right)^2 + \left(\sum_{k=1}^m \sin n\alpha_k \right)^2 \right\} - \lambda \left\{ \frac{E_d}{E_m} - \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^m \cos \alpha_k + m \right\} \quad \dots\dots\dots (16)$$

従って、(16) 式について $\partial F / \partial \alpha_k = 0$ および $\partial F / \partial \lambda = 0$ の連立方程式を解くことにより各制御角が得られる。 α_k, λ に関する偏微分より

$$\frac{\partial F}{\partial \alpha_k} = \sum_{n=1}^m \left\{ \frac{2I_d K_n}{\pi n} \right\}^2 \left\{ \frac{2S_n \cos n\alpha_k}{n} - \frac{2(C_n + m) \sin n\alpha_k}{n} \right\} - \frac{\lambda}{\pi} \sin \alpha_k = 0$$

$$\frac{\partial F}{\partial \lambda} = \frac{1}{\pi} (c + m) - \frac{E_d}{E_m} = 0 \quad \dots\dots\dots (17)$$

但し、

$$S_n = \sum_{k=1}^m \sin n\alpha_k, \quad C_n = \sum_{k=1}^m \cos n\alpha_k$$

$$c = \sum_{k=1}^m \alpha_k$$

となる。(17) 式は前記の場合と異なり、具体的に α_k の式を得ることはできないので数値解法は電子計算機により、ニュートン・ラプソン法を用いて行なった。

〈2・3〉 計算例 以上の各式を用いて整流器用主変圧器の二次側分割が 4 分割の場合について数値計算を行ない図示すると、第 3 図～第 6 図となる。なお各図の横軸は、直流電圧の大きさを制約条件としているので直流電圧とした。

第 3 図は各ユニットの制御角と直流電圧の関係を示したもので、従来の逐時制御方式では各ユニットを順に π から $\pi/2$ の方向に制御し、第 1 ユニットの制御終了を待って第 2 ユニットへと制御が進むこととなる。新しい同時制御方式のうち、全高調波量最小においては直流電圧の満たす範囲が $0 \leq E_d/E_m \leq 2/\pi$ では第 1 ユニットのみの位相制御となり、逐時制御と同一で全高調波量最小となるが、 $2/\pi \leq E_d/E_m \leq 4/\pi$ では第 1 ユニット、第 2 ユニットを同時に位相制御する場合に全高調波量が最小となる。但し、 $E_d/E_m = 4/\pi$ の直前では第 1、第 2、第 3 ユニットを同時に制御する場合に全高調波量が最小となっている。 $4/\pi \leq E_d/E_m \leq 6/\pi$ では第 1、第 2、第 3 ユニットを同時に制御する場合に全高調波量が最小となり、 $E_d/E_m = 6/\pi$ の直前では、 $E_d/E_m = 4/\pi$ の場合と同様な傾向として、第 1、第 2、

第 3 図 制御角の計算結果

Fig. 3. Calculation result of control angle.

第4図 全高調波量の計算結果

Fig. 4. Calculation result of whole harmonics in idealized current.

第5図 等価妨害電流の計算結果

Fig. 5. Calculation result of equivalent interference current in idealized current.

第6図 力率の計算結果

Fig. 6. Calculation result of powerfactor.

第3, 第4ユニットを同時に制御する場合に全高調波量最小となる結果を示した。次に等価妨害電流最小の場合における制御角は, 全高調波量最小の場合と若干異なる値を示したが, 大体似通った傾向となっている。

第4図は全高調波量の計算結果を示したものであるが, 本同時制御方式においては $E_d/E_m \geq 2/\pi$ の場合, すなわち第1, 第2ユニットの同時制御の場合から効

果がみられ, E_d/E_m が大きくなるほど全高調波量の減少効果の大きいことがわかる。また, 等価妨害電流最小制御では, 全高調波量は若干増大する結果を示した。

第5図は等価妨害電流の計算結果を示したものである。逐時制御方式および本同時制御方式いずれの場合も各ユニット制御開始時に最大となり, その後はほぼ一定値となる傾向を示した。本同時制御方式では $2/\pi$ 以上の直流電圧の場合に減少効果が現われ, 従来の逐時制御に比べて著しく等価妨害電流を減少することができる。また, 等価妨害電流最小制御では全高調波量最小制御の場合より更に等価妨害電流の減少を計ることができる。

第6図は力率 PF の計算結果を示したもので, 従来の逐時制御方式に比べて大きな相違はみられないが, 制御ユニットの替りめで, 本同時制御方式が若干悪くなる場合と良くなる場合とがみられた。

3. 実験方法並びに結果

第7図に示すように, 整流器用主変圧器の二次側分割数が3分割の場合を実験回路として構成し, 逐時制御方式と同時制御方式との比較を行なった。なお図中の記号は, e : 交流電源(100V), I_p : 交流電流計, E_p : 交流電圧計, r : 電流検出用標準抵抗器(0.05 Ω), NM : 等価妨害電流計, A_n : 周波数分析器, T_1 : 整流器用主変圧器(一次 100V, 二次 15V $\times$ 3), D : 混合ブリッジ, E_d : 直流電圧計, I_d : 直流電流計, X_L : 平滑リアクトル(137mH), k : 負荷抵抗(11.8 Ω)である。

結果を示すと第8図~第10図となる。第8図は各部の電圧, 電流波形を示したもので, 逐時制御方式では上から T_1 の一次電圧, 電流, 二次側巻線の電圧制御中巻線の電流, ダイオード動作中巻線の電流, 直流側電流, 同電圧の順である。また, 同時制御方式では, T_1 の一次側電圧, 同電流, 二次側電圧および各巻線電流, 直流側電流, 同電圧の順である。各波形で判るように, 第2図で示したモデル化電流波形との相

第7図 実験回路

Fig. 7. Experimental circuit.

第 8 図 実験中の各部電圧・電流波形

Fig. 8. Voltage and current waveform of experimental circuit.

第 9 図 全高調波量の実験結果

Fig. 9. Whole harmonics of line current in a experimental circuit.

違は、位相 $0, \pi$ における転流区間並びに直流電流の脈動率において若干異なっているが、制御位相における転流区間ではほぼ同様となり、巨視的には第 2 図の電流波形のモデル化がほぼ満足されているものと考えられる。

第 9 図は直流側電圧と全高調波量（第 35 調波までの合成）の実効値との関係を示したもので、同時制御方式は逐時制御方式に比べて直流側電圧の大きくなるほど軽減効果の大きいことがわかり、計算結果と同様な傾向を示した。

第 10 図は直流側電圧と等価妨害電流との関係を示したもので、結果は逐時制御方式に比べて 20% 程度軽減する効果を示したが計算結果と比較して軽減効果が少なかった。これは第 8 図の波形でもわかるように

第 10 図 等価妨害電流の実験結果

Fig. 10. Equivalent interference current of line current in a experimental circuit.

位相 $0, \pi$ における転流区間の影響によるためと考えられる。

4. あとがき

本論文は、サイリスタ制御整流回路において交流側高調波電流の軽減を目的とするサイリスタ制御方式として同時制御方式を提案し、その有効性を示したものである。この方式は交流側電流の全高調波量、等価妨害電流または力率などを目的関数として各ユニットの制御位相角を定め位相制御するもので、基本的にはこれによって最適制御が得られると考えられる。

なお、この同時制御方式における実施上の具体的手法についてはまだ検討を行っていないが、例えばあらかじめ制御位相角の組合せを計算しておく場合ではハード的に電気車のノッチに対応して各分割の制御パ

ルスが発生するように制御装置を製作する必要がある。そこでは入力電圧に対応して制御パルスの発生する制御回路⁽⁶⁾が必要となる。この方法による問題点としては負荷変動、電車線とパンタの離線などによる電源電圧の変動に伴う処理などが考えられる。

また最近、整流回路の位相制御あるいは電気車の速度制御として小形電子計算機を利用する研究⁽⁷⁾⁽⁸⁾が発表されているが、これらを利用する場合では最適制御のための制御位相角計算と制御時間遅れ並びに外乱に対する処置などの問題点を検討する必要があると考えられる。

なお、本同時制御方式による高調波軽減では交流フィルタによる場合のように電気車の重量、スペースに与える影響も少なく、更に将来計画の小形電子計算機による電気車の自動運転制御⁽⁹⁾に組込まれるならば、有効な高調波軽減手段となり得ると考えられる。また転流リアクタンスの増大など他の高調波軽減方法との

併用もできるので、より強力な高調波軽減対策が可能となる。

終りに、本研究は鉄道電化協会パリエレクトロニクス委員会において、委員長の理科大学教授 山田直平博士をはじめ、副委員長横浜国立大学教授 池田吉亮博士並びに委員各位の御討論並びに御指導のあったことを記して感謝の意を表したい。

(昭和51年11月18日受付, 同52年6月3日再受付)

文 献

- (1) 鉄道電化協会: 無接点制御車の基礎的研究 (昭 46-3)
- (2) 松橋・雨宮: 電学誌 90, 1621 (昭 45-8)
- (3) 松橋・富沢: 昭46電気四学会連大 No. 783
- (4) 雨宮・曾和: 電学誌 93, 54 (昭 48-2)
- (5) 松橋: 電学誌 96, 291 (昭 51-6)
- (6) 長井: 昭51電気四学会北陸支大 No. B-43
- (7) 宮入, 他: 昭51電気学会全大 No. 671
- (8) 北山・鹿倉・保川: 昭50電気四学会連大 No. 77
- (9) 保川・金田・北山: 昭52電気学会全大 No. 1057