PWMインバータを用いた変圧器励磁突入電流補償に関する検討

正員 篠原 勝次 (鹿児島大学) 正員 山本 吉朗 (鹿児島大学)
 正員 飯盛 憲一 (鹿児島大学) 正員 実成 義孝 (鹿児島大学)
 学生員 坂田 靖 (鹿児島大学) 非会員 三宅 道男 (九州電力)

Compensation for Magnetizing Inrush Currents in Transformers using PWM Inverter

Katsuji Shinohara, Member, Kichiro Yamamoto, Member, Kenichi Iimori, Member, Yoshitaka Minari, Member,
 Osamu Sakata, Student Member (Kagoshima University), Michio Miyake, Non-Member (Kyushu Electric Power Co., Inc.)

When a transformer is connected to a circuit, under certain conditions, magnetizing inrush currents may be about ten times the full load current of the transformer. The currents contain a large amount of harmonic components and cause some relays to trip out. In this paper, the magnetizing inrush currents are compensated using a PWM inverter. The magnetizing inrush currents are detected and the PWM inverter generates compensating currents for the inrush currents. Hysteresis current controllers are used for fast response. The validity of this compensation is investigated by the simulation results. In addition, hardware implementation for the compensator is accomplished to verify the simulation results. Moreover, for the compensator, the relation between the compensating characteristics, the maximum switching frequency and the coupling reactor is discussed based on the simulation results. Finally, characteristics of two current controllers (hysteresis band current controller and ramp-comparison controller) are compared and it is shown that the hysteresis band current controller is more suitable for the compensator. The electromagnetic transient simulator named PSCAD/EMTDC is used for the simulations.

キーワード：変圧器，励磁突入電流，PWM インバータ，PSCAD/EMTDC

1. まえがき

変圧器に電源を投入する際、投入時の電源電圧位相や変圧器残留磁束の条件によっては変圧器定格電流の数倍から十数倍の励磁電流が発生し、高調波の発生や継電器の誤動作を招くことがある^{(1),(2)}。この電流は変圧器鉄心磁化特性の非線形性に起因し、励磁突入電流と呼ばれている。励磁突入電流についてはかなり以前から注目されており、これまでその解析方法や解析モデルに関する検討が盛んに行われてきた⁽³⁾⁻⁽⁶⁾。励磁突入電流の主な抑制方法としては残留磁束の消磁を行う方法⁽⁷⁾、電源投入位相を調整する方法、電源投入時に抵抗を挿入する方法⁽⁸⁾などが提案されている。残留磁束の消磁および電源投入位相の調整による方法は、単相変圧器の場合には非常に有効であるが、三相接続時や三相変圧器に対しては突入電流を最小とする投入位相が各相ごとに異なるため単相変圧器の場合ほど効果は得られない。また、電源投入時に抵抗を挿入する方法は、突入電流を抑制することは可能であるが、抵抗を挿入することにより損失が生じる。筆者らは以前、この励磁突入電流を抑制する方法として変圧器を負荷側からあらかじめインバータにより加圧し、高圧側電圧の振幅・

位相を電源電圧に合わせた後、電源を投入する方法を提案した⁽⁹⁾。しかし、インバータで電圧調整を行う場合、PWMの影響により電圧に誤差が生じ、励磁突入電流を完全に補償することが出来なかった。

そこで本論文では、PWMインバータを用いた変圧器励磁突入電流補償法について検討する⁽¹⁰⁾。本装置は励磁突入電流を検出し、PWMインバータによりこれを打ち消す電流を注入することで、励磁突入電流が電源側に与える影響を補償するものである。以下では、本装置の原理について述べ、電磁過渡解析プログラム PSCAD/EMTDC⁽¹¹⁾を用いたシミュレーションおよび実験によりその有効性を示す。また、本システムに用いるスイッチング周波数の最大値および電流制御方式についても検討を行う。

2. 変圧器の励磁突入電流

〈2.1〉 系統インピーダンスのみの場合 図1に突入電流発生時の説明図を示す。ここで、 L_s は電源インダクタンスであり、 L_0 、 L_1 はそれぞれ変圧器の鉄心飽和時の自己インダクタンス(空心インダクタンスと仮定)および鉄心非飽和時の自己インダクタンスである。磁束 ϕ が飽和するまでは $L_s \ll L_1$ のため、電源電圧 v_s はほとんど変

圧器に印加されており $v_s = v_{tr}$ である。また電流も非常に小さな値(ほぼ零)である。ところが磁束が飽和磁束を超えると鉄心の飽和により L_1 は L_0 に変わる。このとき変圧器のインピーダンスは急激に下がり、大電流が流れる。この電流が励磁突入電流である。励磁突入電流が流れている間は、 L_0 が小さいこと、電流が大きいことから、変圧器の端子電圧は電源インダクタンスによる電圧降下の影響を受けて低下する。この鉄心飽和時の磁束、電流は時間とともに定常状態へ向かい、磁束が飽和磁束以下になると電流の振幅も減少する。

〈2.2〉 抵抗を挿入した場合 次に抵抗 R を挿入した場合の突入電流の様子を図2に示す(これは電源投入時に抵抗を挿入する突入電流抑制法を用いたときの波形に相当する)。ここで、 $\omega L_s \ll R$ と仮定しているため、 L_s は無視して考える。鉄心が飽和するまでは、 $R \ll \omega L_1$ のため $v_s = v_{tr}$ となるが、磁束 ϕ が飽和磁束を超えて鉄心が飽和すると変圧器のインダクタンスは L_0 となり、 $\omega L_0 \ll R$ であるため、電源電圧はほとんど抵抗に印加されることになる。したがって、電流のピーク値は、

$$i_{0peak} = \frac{v_s}{R} \quad (1)$$

の式で表すことができる。(1)式より、励磁突入電流は R によって制限されることがわかる。抵抗を挿入した場合は、系統インピーダンスのみの場合と異なり、突入電流が発生すると、変圧器に印加される電圧がほとんど零となり、その積分値である磁束の変化が抑えられるため、適切な抵抗値を用いれば、磁束の直流成分が素早く減衰し、突入電流も数サイクルほどで収まる。

図1 突入電流発生時の説明図
 Fig.1. Illustrating an inrush current.

3. 励磁突入電流の測定およびシミュレーション

図3に励磁突入電流の測定回路を示す。本論文では電源設備の都合上、10kVAの単相変圧器3台を Δ -Y結線し、210V側(Δ 側)から加圧した場合の励磁突入電流を測定した。ここで系統インピーダンスは電源端子から上位系統をみたときのインピーダンスであり、また電流検出抵抗 $R_s = 0.1 \Omega$ (変圧器容量の6.8%に相当する)が挿入されている。供試器の定数を表1に示す。表中で空芯リアクタンスの値については、実験で用いた変圧器と同容量のものを分解して鉄心を除去した状態で測定したものであり、シミュレーションではこの値を3台の変圧器に対して用いている。

図4(a)に実測波形を示す。図は、 E_{RS} の位相 30° で電源を投入した場合の各部波形である。各変圧器の電流 i_{RS} , i_{ST} , i_{TR} は各変圧器に印加される電圧すなわち線間電圧 E_{RS} , E_{ST} , E_{TR} によって決まる。電源電流 i_R , i_S , i_T は各変圧器電流の差であり、ピークは600Aとなっている。図4(b)に電源を E_{RS} の位相 30° で投入した場合のシミュレーション結果を示す。本シミュレーションは電磁過渡解析プログラム PSCAD/EMTDC を用いて行われた。図4(a), (b)より、実測波形とシミュレーション波形はよく一致している。ここでは、シミュレーションの妥当性を示すために、測定と同じ電流検出抵抗値を挿入したが、この抵抗の励磁突入電流への影響を示すために、電流検出抵抗 $R_s = 0 \Omega$ の場合のシミュレーションも行った。この結果は付録1に示す。

(a) 突入電流発生時の等価回路 ($\omega L_s \ll R$)

図2 突入電流発生時の説明図(抵抗挿入時)
 Fig.2. Illustrating an inrush current (under resistance inserted).

図3 励磁突入電流測定回路

Fig.3. The measurement circuit for magnetizing inrush currents.

表1 供試器の定数

Table 1. Constants of transformers for tests.

	Tr1	Tr2	Tr3
形式	TOSW		
製造年	昭48	昭50	昭51
定格容量 [kVA]	10		
低圧側電圧 [V]	210		
高圧側電圧 [V]	6,600		
低圧側巻線抵抗 [mΩ]	28.19	28.69	26.54
高圧側巻線抵抗 [Ω]	31.54	31.58	36.32
漏れリアクタンス [mΩ]	77.82	76.30	66.39
無負荷損 [W]	53	48	58
空芯リアクタンス [mΩ]	83.69 [*]		

*: 空芯リアクタンスの値は実験で用いたものと同形式のものを分解し、鉄心を除去した状態で測定

4. 励磁突入電流補償の原理

図5に提案の励磁突入電流補償の原理を示す。本装置は変圧器の加圧時に励磁突入電流を検出し、これと同じ電流をインバータから供給してやることで励磁突入電流の影響を抑制するものである。急峻な立ち上がりを持つ励磁突入電流の補償のためには高速応答が重要であることから本装置の電流制御にはヒステリシスコンパレータ方式を採用した。この電流制御器では励磁突入電流とインバータから出力される補償電流の差が $\pm 8A$ のヒステリシス幅で制御されている。

本装置ではまずスイッチSW1～SW3をオフ、スイッチSW4を直流リンク電圧確立時側にした状態で、IGBTのゲートを全てオフにしてからSW1を投入し、インバータ部分をダイオード整流器として直流コンデンサ C_{dc} を充電する。このときの電流を制限するために R_c が挿入されている。直流リンク電圧が300V付近まで上昇した後、SW3を閉じて直流リンク電圧制御を開始し、リンク電圧を1kVまで昇圧した後、一定に制御する。この状態からSW4を励磁突入電流補償時側に切り替えて待機している間に、SW2を閉じて変圧器を投入すれば、変圧器に生じた励磁突入電流を補償することができる。

(a) 実測波形

(b) シミュレーション波形

図4 電源投入時の電圧、電流波形($R_s = 0.1 \Omega$)

Fig.4. Voltage and current waveforms in the transient state while the transformers are energized at $R_s = 0.1 \Omega$

図5 励磁突入電流補償の原理

Fig.5. Principle of the compensation for magnetizing inrush currents.

5. 励磁突入電流補償のシミュレーション

図5の回路の有効性を確認するためにシミュレーションを行った。図6において約700Aの励磁突入電流が流れているが、それと同じ電流をインバータから流し込むことにより電源電流はほぼ零(±8A以内)に抑制されている。また、直流リンク電圧は補償に使用される電荷量に応じて低下している。シミュレーション結果から提案の方法は励磁突入電流の補償に有効であることがわかる。

なお、電流検出抵抗 $R_s = 0 \Omega$ の場合の励磁突入電流の補償結果については付録2に示す。この場合は $L_c = 0.1\text{mH}$, $C_{dc} = 16,000 \mu\text{F}$ である。

図6 励磁突入電流補償のシミュレーション波形 ($R_s = 0.1 \Omega$, $R_l = 0 \Omega$, $L_c = 0.2\text{mH}$, $E_{dc} = 1,000\text{V}$, $\Delta i = \pm 8\text{A}$, $C_{dc} = 3,900 \mu\text{F}$)

Fig.6. Simulation waveforms for the compensation for magnetizing inrush currents at $R_s = 0.1 \Omega$, $R_l = 0 \Omega$, $L_c = 0.2\text{mH}$, $E_{dc} = 1,000\text{V}$, $\Delta i = \pm 8\text{A}$ and $C_{dc} = 3,900 \mu\text{F}$

6. 励磁突入電流補償装置の実験

励磁突入電流補償装置を試作し、動作確認を行った。実験に用いた励磁突入電流補償装置の構成を図7に示す。この回路では、実験装置に用いたインバータの電流量に合わせて、補償電流が小さくなるように電源と変圧器の間に新たに抵抗器 $R_l = 3 \Omega$ (図7①、この抵抗は電流検出用ではなく、電流制限用である。)を挿入し、励磁突入電流の最大値が数十Aになるようにした。この実験装置で補償動作の原理的な確認を行う。(この方法で $R_l = 0 \Omega$ の場合の補償結果は、付録2と同じになる。)

さらに本回路では、以下の点が図5の場合と異なっている。

- ・制御シーケンスの簡素化のために直流リンク電圧PI制御部分(図5(A))が、直流電源(図7(A))で置き換えられた。これに伴い、コンデンサ充電電流抑制抵抗 R_c (22 Ω , 図5(B))もスイッチのみ(図7(B))に変更された。
- ・電流振幅が小さくなり電流センサの使用が可能になったため、電流検出抵抗 $R_s = 0.1 \Omega$ (図5(C))を電流センサ(図7(C))に変更した($R_s = 0 \Omega$)。
- ・数十Aの突入電流に対して制御精度を上げるためにヒステリシス幅を±8Aから±2Aに変更し、このヒステリシス幅に対してスイッチング周波数が高くなりすぎないように、 L_c の値を0.2mHから0.5mHに変更した。
- ・インバータ出力電流のリプルが、電源や負荷に流出するのを抑えるためにスイッチングリプル除去用フィルタ(遮断周波数2.2kHz, 図7(D))を挿入した。

この回路の操作手順について説明する。まず SW1 ~ SW4 がオフの状態から SW1 をオンにする。次に SW4 をオンにして直流電源により直流リンク電圧を350Vまで上げ、SW4 をオフにして直流電源を切り離す。さらに SW3 をオンにし、その状態で SW2 をオンにすることで変圧器から発生する励磁突入電流を補償する。

図7 励磁突入電流補償装置

Fig.7 The compensator for the magnetizing inrush currents.

図8(a)に図7の回路に対して行った実験を、図8(b)にシミュレーションの結果を示す。図では、0msでSW2が投入され、このときR相電源電圧の位相は 320° であった。この場合の励磁突入電流波形は、抵抗の挿入により図2の概形に似たものとなっている。実験、シミュレーションとも、電源側電圧200V、直流リンク電圧350V、リアクトル $L_c = 0.5\text{mH}$ の条件で行われた。ここでは、直流電源の使用や、インバータのスイッチング素子の耐圧の関係で、直流リンク電圧を下げたが、図8より、 $R_l = 3\ \Omega$ を挿入してピークを40A程度に抑えた突入電流に対してはほぼ問題なく補償が行われていることがわかる。図8(a)の実験波形において8A程度、同図(b)のシミュレーションにおいては13A程度のスパイク状の電流が生じているが、これは、 L_c の値が大きすぎて、補償電流の応答が不足していることによる。

このことについてさらに調べるために、 L_c を変化した場合についてのシミュレーションを行い、その補償結果について図9に示す。また、図10に L_c を変化した場合のスイッチング周波数の最大値 $f_{sw\max}$ の変化について示す。図10において、 $f_{sw\max}$ の計算には次式を用いた。

$$f_{sw\max} = \frac{E_{dc}}{6L_c\Delta i} \quad (2)$$

ここで $E_{dc} = 350\text{V}$ 、 $\Delta i = 2\text{A}$ である。補償電流の応答は、 E_{dc} に比例、 L_c に反比例して速くなるので、図9からわかるように L_c を下げていけば、補償後の残留電流が減少していく。しかし、同時に図10よりスイッチング周波数の最大値が上昇していくことになる。実験では、スイッチング周波数の最大値を50kHz程度に抑えるために $L_c = 0.5\text{mH}$ としたが、スイッチング周波数の最大値のさらなる上昇を許容するならば、 0.2mH 以下でほぼ残留電流を零にできる。これについては $L_c = 0.1\text{mH}$ の場合についてシミュレーションで確認し、その結果を付録3に示す。

図6や付図2に示したように、より大きな突入電流に関しても直流リンク電圧を上げる、あるいは L_c を小さくするといった対応により補償可能であるが、これに伴いスイッチング周波数の最大値が上昇するため、ヒステリシス幅を適宜広げてスイッチング周波数を適正に保つ必要がある。具体的なパラメータ設計の手順としては、補償電流の追従を考えて L_c を決定し、(2)式を用いて、 $f_{sw\max}$ をスイッチング素子の性能に応じて数十kHzに抑えるように Δi （ヒステリシス幅）を決定すればよい。

図8 励磁突入電流補償装置の各部電流波形 ($R_s = 0\ \Omega$, $R_l = 3\ \Omega$, $L_c = 0.5\text{mH}$, $E_{dc} = 350\text{V}$, $\Delta i = \pm 2\text{A}$, $C_{dc} = 3,900\ \mu\text{F}$)

Fig.8 Current waveforms for the compensator for the magnetizing inrush currents at $R_s = 0\ \Omega$, $R_l = 3\ \Omega$, $L_c = 0.5\text{mH}$, $E_{dc} = 350\text{V}$, $\Delta i = \pm 2\text{A}$ and $C_{dc} = 3,900\ \mu\text{F}$

図9 L_c を変えた場合の補償結果
Fig.9. Compensated results when the value of L_c is changed.

図10 L_c を変えた場合のスイッチング周波数の最大値
Fig.10. Maximum switching frequency when the value of L_c is changed.

7. 電流制御方式の検討

本章では、励磁突入電流補償装置の電流制御にヒステリシスコンパレータ方式(図 11(a))と三角波比較方式(図 11(b))のどちらが適しているかを調べるために、それぞれを用いた場合のシミュレーション($L_c = 0.5\text{mH}$, $E_{dc} = 350\text{V}$)を行い、その補償特性を比較検討した。

図11に電流制御回路を示す。ここで、ヒステリシスコンパレータ方式のヒステリシス幅は $\pm 2\text{A}$ 、また三角波比較方式のキャリア周波数は 12.3kHz (ヒステリシスコンパレータ方式の平均スイッチング周波数に合わせた)としている。図12に SW2 を図8と同じ R 相電源電圧の位相 320° (0ms) で投入した場合のシミュレーション波形を示す。図12の○で囲んだ部分をそれぞれ比較すれば、補償に対する効果は両方式ともほとんど差がない。しかし、同図(b)の三角波比較方式では、比例ゲイン K_p を 1 以上にした場合、三角波の 1 つの傾きに対して各相とも複数回のスイッチングを起こし、スイッチング周波数がキャリア周波数 (12.3kHz) より増加したり、部分的に変調波の飽和が起きたりする。また K_p を下げた場合、電源電流の基本波成分が増加してしまう。

この基本波成分の増加についてさらに検討する。本装置の電流制御に三角波比較方式を用いた場合の単相等価回路を図 13(a) に示す。問題の基本波成分の増加は、SW2 を投入する以前から発生しているもので、これを考慮して $i^* = i_L = 0$ の場合を考え、抵抗器、変圧器を取り去るとそのブロック線図は、同図(b)のようになる。(簡単のためにフィルタ R_f , C_f は省略した。また K_{INV} はインバータゲインで 87.5 である)。このブロック線図はさらに電源電圧 e とインバータ出力電流 i_{INV} の伝達関数を用いて同図(c)のように表せる。これより電源電圧 e によって生ずるインバータ出力電流の基本波成分の最大値 $i_{INV\text{peak}}$ は

$$i_{INV\text{peak}} = e_{\text{peak}} \left| \frac{1}{R_1 + K_p K_{INV} + j2\pi f L_c} \right| \quad (3)$$

$$\text{ただし、 } e_{\text{peak}} = 200 \sqrt{\frac{2}{3}} \text{ [V]}, f = 60 \text{ [Hz]}$$

となる。 $K_p = 0.1, 0.4, 1.0$ のとき、上式を用いた計算値はそれぞれ 18.4A , 4.7A , 1.9A となるがこれに対応するシミュレーション結果はそれぞれ 11.7A , 5.0A , 2.3A となっており、どちらも同様の傾向を示している。この結果からも、三角波比較方式で K_p を下げると i_{INV} の基本波振幅が大きくなることがわかる。これらより、三角波比較方式では、 $K_p = 0.4$ が最適といえるが、この場合でも基本波成分の増加が問題となる。

他方、ヒステリシスコンパレータ方式の場合、その応答が速く、しかも e の影響を含めて i_{INV} が $\pm 2\text{A}$ に抑えられるので、その基本波成分も $\pm 2\text{A}$ を超えることはない。また提案装置への応用の場合、装置の動作時間が短時間

でよいのでヒステリシスコンパレータを用いる際に一般に問題とされるスイッチング周波数の変動はそれほど問題にならない。

以上より、提案装置への応用に対してはヒステリシスコンパレータ方式の電流制御が望ましいといえる。

図 11 電流制御回路

Fig.11. The current control circuits.

8. 補償装置容量に関する考察

今回、 10kVA , $6,600\text{V}/210\text{V}$ の変圧器 3 台を二次側から加圧した。このときの突入電流のピーク値は、電流検出抵抗を取り除いたシミュレーション(付図 1)より、 $2,200\text{A}$ 程度である。これは単相変圧器の定格電流 47.6A に対応する相電流 82.4A (ピーク値 116.5A) の約 19 倍である。ここで、短時間ということで、 $1,100\text{A}$ 連続定格のスイッチング素子を短時間定格 $2,200\text{A}$ で使用してインバータを製作するとすれば、 200V 出力のインバータでその容量は $\sqrt{3} \times 200 \times 1100 / \sqrt{2} \approx 270\text{kVA}$ となる。これは、補償する変圧器容量 (30kVA) の 9 倍であり、実用性の意味から疑問が残る。しかし、電流容量が増えてもスイッチング素子そのものの大きさはそれほど大きくならないことや、短時間定格でよいので冷却装置やインダクタ等もそう大きくならないことを考慮すると、スイッチング素子の能力が上げれば将来的には十分可能性があるものと考えられる。

励磁突入電流の抑制法として、文献(8)では、タップに励磁電流抑制抵抗を持つ励磁突入電流抑制変圧器が提案されている。この変圧器は、抵抗によって突入電流を 0.1pu 以下に抑えることができるため、変圧器に優しい方式である(本論文で提案した方式は電源側への影響を補償するもので、励磁突入電流そのものを抑えるものではない)が、抵抗での電力消費があり、また抵抗を組み込んだその変圧器のみにしか使えない、あるいは組み込まれているので抵抗や接点などのメンテナンスの際は変圧器そのものを停止しなければならないといった問題がある。これに対し、本方式では、大容量化が達成されれば、可搬式にして 1 台で何台もの変圧器に用いることができるというメリットがあると考えられる。

Fig.12 Comparison of compensating characteristics in two kinds of the current controller. All parameters are same as those for Fig.8.

図 13 三角波比較方式における単相等価回路およびブロック線図

Fig.13. Single-phase equivalent circuit and block diagram for ramp-comparison control method.

9. まとめ

本論文では、PWMインバータの並列接続による変圧器励磁突入電流補償について、実験およびシミュレーションによりその有効性を示した。また、補償特性およびヒステリシスコンパレータを用いた場合のインバータのスイッチング周波数の最大値、電流制御方式について検討を行い、以下のことを明らかにした。

- (1) 結合リアクトル L_c を小さくすれば、補償特性はよく

なるが同時にインバータスイッチング周波数の最大値も増加する。今回の実験装置では、応答とスイッチング周波数の最大値を考慮して $L_c = 0.5\text{mH}$ とした(このとき、 $f_{sw\max} = 58\text{kHz}$)。

- (2) 励磁突入電流補償装置に対する電流制御方式に関して、三角波比較方式ではスイッチング周波数の増加や変調波の飽和が起こらない低い比例ゲインを選択した場合、電流の基本波成分の増加が起こるので、ヒステリシスコンパレータ方式がより適している。

(平成 12 年 2 月 25 日受付, 同 13 年 3 月 14 日再受付)

文 献

- (1) 奥山・稲垣: 「内鉄形三相三脚鉄心変圧器の励磁突入電流」, 電学論, **91**, 337 ~ 344 (昭 46-2)
- (2) 天野・奥野: 「外鉄形三相変圧器の励磁突入電流」, 電学論 B, **32**, 263 ~ 270 (昭 56-5)
- (3) 北川・竹原・中田・高橋・川田: 「電圧が与えられた有限要素法による変圧器励磁突入電流の解析」, 回転機・静止器合同研究会, RM-85-58, SA-85-67
- (4) M.A.Rahman, A.Gangopadhyay: "Digital Simulation of Magnetizing Inrush Currents in Three-Phase Transformers", IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. PWRD-1, No.4, October, pp.235-242 (1986)
- (5) Nikola Rajakovic, Adam Semlyen: "Investigation of the Inrush Phenomenon - A Quasi-Stationary Approach in the Harmonic Domain", IEEE Trans. on Power Delivery, Vol.4, No.4, October, pp.2114-2120 (1989)
- (6) 小川・増山: 「EMTP による変圧器の励磁突入電流計算」, 静止器研究会, SA-96-50

- (7) 中田・赤木・出丸：「低周波・低電圧による変圧器の消磁方法」，平10電気学会全大，No.1136
- (8) 水野・小川・池垣・田中：「励磁突流抑制変圧器の開発」，静止器研究会，SA-94-29
- (9) 山本・篠原・今村・三宅：「インバータによる変圧器励磁突入電流の抑制」，電子デバイス・半導体電力変換合同研究会，EDD-97-43，SPC-97-70
- (10) 篠原・山本・今村・坂田・三宅：「並列形アクティブフィルタの原理に基づいた変圧器励磁突入電流補償回路」，平10電気学会全大，No.830
- (11) PSCAD/EMTDC マニュアル，マニトバ HVDC リサーチセンター(1994)

付 録

1. 図4で $R_s = 0 \Omega$ の場合の励磁突入電流のシミュレーション

実測においては，電流検出用抵抗 R_s を外すと測定ができないが，この場合の励磁突入電流を調べるために行った $R_s = 0 \Omega$ の場合のシミュレーション結果を付図1に示す。 $R_s = 0 \Omega$ の場合，励磁突入電流は最大2,200A程度流れることがわかる。

付図1. 電源投入時の電圧，電流波形のシミュレーション(図4で $R_s = 0 \Omega$)

app.Fig.1. Simulated voltage and current waveforms in the transient state while the transformers are energized at $R_s = 0 \Omega$.

2. 図6で $R_s = 0 \Omega$ ， $L_c = 0.1 \text{mH}$ ， $C_{dc} = 16,000 \mu\text{F}$ の場合の励磁突入電流補償のシミュレーション

大振幅の励磁突入電流を補償するためには，応答をよくするために L_c を下げ，大電流を増やす必要がある。付図2に図6において電流検出抵抗 $R_s = 0 \Omega$ とした場合のシミュレーション結果を示す。励磁突入電流のピークは，2,200A まで増加しているが， L_c を減らしたことと C_{dc} を増やしたことにより，問題なく補償が行われている。

付図2 励磁突入電流補償のシミュレーション波形 ($R_s = 0 \Omega$ ， $L_c = 0.1 \text{mH}$ ， $C_{dc} = 16,000 \mu\text{F}$ ，他のパラメータは図6と同じ)

app.Fig.2. Simulation waveforms for the compensator for the magnetizing inrush currents at $R_s = 0 \Omega$ ， $L_c = 0.1 \text{mH}$ and $C_{dc} = 16,000 \mu\text{F}$. The rest of the parameters are same as those for Fig.6.

3. 図8で $L_c = 0.1\text{mH}$ としたときの励磁突入電流補償装置のシミュレーション

図8では実験波形において8 A、シミュレーション波形において13Aの電流が補償後も残存していた。これに対し、 $L_c = 0.1\text{mH}$ まで減らした付図3のシミュレーション結果では、完全な補償が実現されている。しかし、この場合にはスイッチング周波数の最大値は、300kHzまで増加する(図9,10参照)。

付図3 励磁突入電流補償装置の各部電流のシミュレーション波形 ($L_c = 0.1\text{mH}$, 他のパラメータは図8と同じ)

app.Fig.3. Simulated current waveforms for the compensator for the magnetizing inrush currents at $L_c = 0.1\text{mH}$. The rest of the parameters are same as those for Fig.8.

篠原 勝次

(正員) 1943年1月2日生。68年3月九州工業大学大学院制御工学専攻修士課程修了。(株)安川電機製作所を経て、77年3月九州工業大学助手、85年4月鹿児島大学工学部助教授、92年4月同教授。工学博士。主として、電動機のインバータ駆動に関する研究に従事。

山本 吉朗

(正員) 1965年1月11日生。89年3月鹿児島大学大学院電気工学専攻修士課程修了。同年4月鹿児島工業高等専門学校電気工学科助手、93年4月鹿児島大学工学部電気電子工学科助手。博士(工学)。主として、電動機のインバータ駆動に関する研究に従事。

飯盛 憲一

(正員) 1946年10月31日生。74年3月九州工業大学大学院電気工学専攻修士課程修了。安川コントロール(株)を経て、96年4月鹿児島大学工学部助教授。博士(工学)。主として、電動機のインバータ駆動に関する研究に従事。

実成 義孝

(正員) 1937年2月4日生。鹿児島大学工学部電気工学科卒業。(株)日立製作所、鹿児島県公立学校教員を経て、65年5月鹿児島大学工学部助手。93年同地域共同研究センター助教授。98年同工学部助教授。主として、電気機器の電磁界解析に関する研究に従事。博士(工学)。

坂田 靖

(学生員) 1975年9月7日生。98年4月鹿児島大学大学院博士前期課程電気電子工学専攻入学。2000年3月に同上修了。在学時は主として電力用アクティブフィルタに関する研究に従事。同年4月(株)明電舎入社。

三宅 道男

(非会員) 1947年8月20日生。66年3月加治木工業高校電気科卒業。同年4月九州電力(株)入社。現在、同社鹿児島支店川内電力所発電課長。主として発電設備の機器の保全業務に従事。