直列接続した電圧形PWM変換器を用いた 変圧器の突入電流抑制法

学生員 山田 洋明* 正員 田中 俊彦*
正員 船曳 繁之*

A Novel Method of Suppressing the Inrush Current of Transformers Using a Series-Connected Voltage-Source PWM Converter

Hiroaki Yamada*, Student Member, Toshihiko Tanaka*, Member, Shigeyuki Funabiki*, Member

This paper proposes a novel method of suppressing the inrush current of transformers. A small-rated voltage-source PWM converter is connected in series to the transformers through a matching transformer. As the connected PWM converter performs a resistor for the source current, no inrush phenomena occurs. The required-ratings of the PWM converter, which performs the damping resistor for the inrush phenomena, is one-four-hundredth as compared to that of the main transformers in single-phase circuits. In three-phase circuits, it is one-nine-hundredth. The basic principle of the proposed method is discussed. Digital computer simulation is implemented to confirm the validity and excellent practicability of the proposed method using the PSCAD/EMTDC. A prototype experimental-model is constructed and tested. The experimental results demonstrate that the proposed method can perfectly suppress the inrush phenomena.

キーワード：突入電流，二次突入現象，鉄心の飽和，直列接続電圧形 PWM 変換器，変圧器モデル，PSCAD/EMTDC

Keywords: inrush current, re-inrush phenomena, core-saturation, series-connected voltage-source PWM converter, transformer model, PSCAD/ EMTDC

1. まえがき

変圧器を電源に投入する際に，無負荷であっても投入時の電源電圧の位相によって鉄心が飽和し，定格電流の十数倍の突入電流が発生することが知られている⁽¹⁾。これら突入電流の発生を防止するために，変圧器投入時の電圧位相を調整する方法が広く用いられている。しかしながら，三相回路では電源電圧の位相が 120° ずつ異なっており，ある相の投入位相を調整しても他の相で突入電流が発生し，突入電流を防止することができない。この対策として，抵抗を直列接続し最終的に短絡除去する突入電流抑制抵抗を内蔵した変圧器が開発されている⁽²⁾。しかしながら，制動抵抗短絡除去時に二次突入が発生する可能性があり，制動抵抗値が制限される。一方，変圧器と並列接続した高速電流応答を有する PWM 変換器から突入電流を供給し，電源側における電圧瞬時低下などを抑制する方法が知られている⁽³⁾。この方法では，変圧器の定格電流の十数倍に達する

突入電流を並列接続された PWM 変換器が負担する必要がある，変換器容量が増大する欠点がある。

本論文では，小容量電圧形 PWM 変換器を整合用変圧器を介して主変圧器と直列接続し，制動抵抗として動作させる変圧器の突入電流抑制法を提案する⁽⁴⁾。これは，突入電流を抑制しながら主変圧器を投入する点に特長があり，既に提案されている PWM 変換器を並列に接続する方法と比較し，大幅に変換器容量を低減することができる。はじめに，変圧器の試験結果から PSCAD/EMTDC 上で変圧器モデルを構成し，電源投入時に突入電流が発生することを確認する。これより，構成した変圧器モデルの妥当性を明らかにする。次に，提案した突入電流抑制法について詳細に検討する。このとき，直列接続した抵抗を用いた突入電流抑制法で抵抗除去時に問題となる二次突入の発生を効果的に抑制できることを明らかにする。さらに，実験装置を構成し，実験により提案方式の有効性を明らかにする。電源の投入位相により変圧器に突入電流が発生することを実験的に確認し，提案した突入電流抑制法により，突入電流が効果的に抑制できることを明らかにする。また，抵抗短絡除去時に問題となる二次突入の防止が可能であることを明らかにする。

* 島根大学総合理工学部電子制御システム工学科
〒690-8504 松江市西川津町 1060
Department of Electronic and Control Systems Engineering, Shimane University
1060, Nishikawatsu, Matsue-shi 690-8504

2. 提案する突入電流抑制法

2・1 PSCAD/EMTDC で構成した変圧器モデル

PSCAD/EMTDC では、変圧器鉄心の飽和を考慮することで電源投入に伴う突入電流の発生を実現できる⁽⁵⁾。ここでは、PSCAD/EMTDC 上で構成した変圧器モデルについて述べる。表 1 に、本論文で用いた変圧器の試験結果を示す。表 1 の試験結果から、PSCAD/EMTDC 上で変圧器モデルを構成する。表 2 に、本論文で用いた PSCAD/EMTDC 上の変圧器 T_{r0} のモデルを示す。PSCAD/EMTDC では、鉄心の飽和磁束およびヒステリシスが考慮できるが、簡単のためにヒステリシスを無視し、飽和電圧、突入電流減衰時間および空心リアクタンスを考慮している。本研究で使用した PSCAD/EMTDC における変圧器モデルでは、変圧器の巻数および鉄心の断面積は考慮しないで、電圧の積分によって発生磁束を模擬している。したがって、飽和電圧を設定することにより、鉄心の飽和を考慮することができる。ここでは、飽和電圧を 1.25 pu としている。電力用変圧器で一般的に使用される方向性けい素鋼板の定常時の磁束密度を 1.5 T と仮定すると、設定した飽和電圧は飽和磁束密度を 2.1 T と設定したこととなる。一方、電圧位相 0° で変圧器を投入した場合は鉄心の最大磁束密度は 3.0 T となる。以上から、設定した飽和電圧は、変圧器鉄心の飽和現象を検討する上で妥当であると考えられる。空心リアクタンスは、巻線によるリアクタンス分であり、鉄心が完全に飽和し変圧器鉄心が空心状態となった場合でも空心リアクタンス分のインピーダンスを有する。PSCAD/EMTDC では、デフォルトでは空心リアクタンス値を漏れリアクタンスの 2 倍に設定している。一方、文献(3)では空心リアクタンスの実測結果が示されている。同文献では、空心リアクタンスは漏れリアクタンスよりも 20%～30% 程度大きくなっている。これらを考慮し、本論文では PSCAD/EMTDC の設定値を使用し、空心リアクタンスを漏れリアクタンスの 2 倍とした。表 2 において、漏れリアクタンスは 0.114 Ω であり、空心リアクタンスは 0.228 Ω となる。PSCAD/EMTDC では、空心リアクタンスを単位法 pu で与える必要がある。本研究で使用した変圧器は定格 200 V、30 A であり、定格インピーダンスは 6.67 Ω となる。このため、空心リアクタンスを 0.034 pu と設定した。

2・2 提案する突入電流抑制法 図 1 に、本論文で提案する単相回路における突入電流抑制装置の主回路構成図を示す。小容量電圧形 PWM 変換器は、整合用変圧器 T_{r1} を介して電源と直列に接続している。図 1 において、電圧形 PWM 変換器を直列接続するための整合用変圧器 T_{r1} の定格は 40 VA である。表 2 の定数を縮小換算した定数を用いている。主変圧器 T_{r0} は、無負荷状態でスイッチ SW₀ を ON にすることで電源電圧 v_s に接続される。PWM 変換器の変調方式には三角波比較方式を用いている。PWM 変換器の出力電圧は、主変圧器一次側電流 i_s を検出し制御ゲイン K を乗算し、三角波と比較することにより決定する。こ

表 1 本論文で用いた変圧器の試験結果

Table 1. Test data for a transformer.

1φ 200 V, 60 Hz, 6 kVA Base		
Turn ratio		1 : 1
No-load current	I_0 [A]	0.20
No-load loss	P_0 [W]	25.0
Load loss	P_s [W]	116.0
Impedance voltage	V_s [%]	2.6

表 2 PSCAD/EMTDC 上で構成した変圧器の定数

Table 2. Constants of the transformer model used in PSCAD/EMTDC.

Shunt magnetizing reactance	b_0 [mS]	0.781
Shunt core loss resistance	g_0 [mS]	0.625
Winding resistance	$r_1 + r_2$ [Ω]	0.129
Leakage reactance	$x_1 + x_2$ [Ω]	0.114
Air-core reactance	[pu]	0.034
Knee voltage	[pu]	1.25
Inrush current decay time constant	[s]	0.1

図 1 単相回路における突入電流抑制装置のシステム構成図

Fig. 1. Power circuit diagram of the proposed inrush current suppresser in single-phase circuits.

れにより直列接続された PWM 変換器を主変圧器一次側電流 i_s に対して $K[\Omega]$ の抵抗として動作させ、主変圧器 T_{r0} の投入に伴う突入電流を抑制する。ここで、電圧形 PWM 変換器の出力電圧指令値 v_{Out}^* を次式で与える。

$$v_{Out}^* = K \cdot i_s \dots \dots \dots (1)$$

(1) 式から制御ゲイン K の値を変化することで PWM 変換器の出力電圧の制御が可能である。文献(2)で提案されている抵抗を直列接続する方法と電気的には等価であるが、本論文で提案する方法では PWM 変換器が抵抗として動作し、PWM 変換器に有効電力が流入する。このため、PWM 変換器に流入した有効電力によって直流コンデンサを充電し直流電圧が上昇する。したがって、回生用 PWM 変換器を付加することで主変圧器 T_{r0} の投入時に突入電流抑制用 PWM 変換器に流入する有効電力を回生可能である。しかしながら、回生用 PWM コンバータを付加することにより、

表 3 シミュレーションに用いた回路定数

Table 3. Circuit constants used in digital computer simulation.

Effective value of source voltage	V_S [V]	200
Source side impedance	Z_S [pu]	0.05
Control gain	K [k Ω]	1.0
DC capacitor	C [μ F]	500
Initial voltage of DC capacitor	V_{DC} [V]	270
Operating time of PWM converter	T_{Con} [s]	0.15

図 3 電源電圧位相 0° で投入した場合の変圧器 T_{R0} の電流波形

Fig. 3. Simulated voltage and current waveforms for T_{R0} with the closing angle of 0°.

図 4 電源電圧位相 90° で投入した場合の変圧器 T_{R0} の電流波形

Fig. 4. Simulated voltage and current waveforms for T_{R0} with the closing angle of 90°.

図 5 三相回路における突入電流発生時のシミュレーション波形

Fig. 5. Simulated inrush current waveforms for transformer in three-phase circuits.

受電端電圧 v_{Tab} および各相ごとの主変圧器一次側電流 i_{Sa} , i_{Sb} , i_{Sc} を示している。図 5 では、a-b 相間に接続された変圧器の投入位相が線間電圧の 90° であるが、すべての相で突入電流が発生し、最大で約 250 A の電流が流れている。図 3～図 5 のシミュレーション結果から、PSCAD/EMTDC 上で構成した変圧器モデルにおいて突入電流が発生することが確認できる。

3・2 突入電流の抑制結果

PSCAD/EMTDC 上で構成した変圧器モデルを用いて、提案した突入電流抑制装置の有効性を確認する。ここでは、原理確認を目的として PWM 変換器の直流電源に直流コンデンサを使用した。PWM の変調方式には三角波比較方式を用いており、PWM 変換器の出力電圧にはスイッチングに起因するリップルが出力されるため、PWM 変換器の出力側にスイッチングリップル抑制用二次フィルタ L_r , C_r を接続している。PWM 変換器の直流コンデンサは、PWM 変換器の動作期間中に流入した有効電力による直流コンデンサ電圧の急激な上昇により直流コンデンサの耐圧を超えて電解コンデンサを破損する可能性がある。このため、PWM 変換器の動作期間中の電圧上昇が 10% 以内となるように直流コンデンサ容量を 500 μ F に決定した。突入電流抑制装置の電力フローを考慮した直流コンデンサ容量決定法の詳細は稿を改めて報告する。本論文で提案する方式では、無負荷状態で主変圧器を投入した場合に鉄心が完全に飽和した場合においても主変圧器の無負荷電流値以下に電流を抑制することを目的としている。このため、制御ゲインを主変圧器の励磁インピーダンスに等しい 1 k Ω とすると、直流電圧は、主変圧器一次側電流最大値と制御ゲインの積で決まる PWM 変換器出力電圧最大値以上の電圧が必要である。本論文で提案する方式では、主変圧器一次側電流最大値が約 0.28 A であり、 $K = 1$ k Ω では 280 V 以上の電圧が必要である。しかしながら、主変圧器投入と同時に PWM 変換器の動作を開始するため、鉄心が完全に飽和することはない、主変圧器一次側電流最大値が小さくなると考えられる。また、三相ブリッジ整流回路の出力電圧平均値は線間電圧の 1.35 倍となることが知られている。本実験において 3 ϕ 200 V の電源を用いているため、直流電圧は 270 V としている。PWM 変換器の過変調を防止するために変調率最大値を 0.8 としている。これにより、PWM 変換器の出力電圧最大値は 216 V となる。主変圧器一次側電流最大値は 0.28 A であることから、制御ゲイン K は 765 Ω となる。また、PWM 変換器の変調方式には三角波比較方式を用いており、キャリア周波数は 20 kHz としている。図 1 において、主変圧器投入前にスイッチ SW_1 および SW_0 を開いた状態で PWM 変換器に零電圧を出力する。次に SW_0 を閉じることにより、主変圧器を電源に投入する。文献 (2) で指摘されている二次突入を防止するために、PWM 変換器の動作開始から 100 ms 間は制御ゲインを 765 Ω (=一定) としている。その後、制御ゲインを可変とし 50 ms の時間をかけて減少させ、PWM 変換器の出力電圧を線形的に減少させている。これにより、変圧器に印

図 6 提案した突入電流抑制装置のシミュレーション波形

Fig. 6. Simulation waveforms for the proposed inrush current suppresser.

図 7 二次突入発生時のシミュレーション波形

Fig. 7. Simulation waveforms with re-inrush phenomena.

加される電圧位相の急変を回避し二次突入の発生を防止可能である。突入電流を抑制した後、最終的に PWM 変換器が停止した状態でスイッチ SW_1 を閉じて主変圧器に負荷を印加する。

図 6 に、提案した突入電流抑制装置を用いた場合の単相回路におけるシミュレーション波形を示す。シミュレーション波形は上から、受電端電圧 v_T 、主変圧器一次側電流 i_S 、PWM 変換器出力電圧 v_{Out} を示している。変圧器を電圧位相 0° で電源に投入し、最大で約 0.26 A の電流が流れるが、1 周期後には約 0.23 A となり定常状態となっている。図 6 から、主変圧器は無負荷電流値を超えることなく定常状態となっている。さらに、図 7 に PWM 変換器を急停止させた場合のシミュレーション結果を示す。図 6 と比較すると、PWM 変換器が急停止したことで、主変圧器に印加される電圧位相が急変し、約 2.5 A の二次突入状態が生じている。このとき、PWM 変換器は各相毎に上側の IGBT を同時にオンして短絡状態となっている。したがって、発生した二次突入電流が PWM 変換器に流入するため電流容量が大きい

図 8 三相回路における突入電流抑制装置のシミュレーション波形

Fig. 8. Simulation waveforms for the proposed inrush current suppresser in three-phase circuits.

IGBT が必要となる問題点がある。図 6 では、提案した二次突入防止法を用いているため、二次突入を生じることなく変圧器の投入を実現しており、これにより小容量の PWM 変換器を用いることが可能である。

図 8 に、三相回路へ応用した変圧器の突入電流抑制装置のシミュレーション結果を示す。シミュレーション波形は上から、a 相と b 相間の受電端電圧 v_{Tab} 、主変圧器一次側電流 i_{Sa} 、PWM 変換器出力電圧 v_{Outa} を示している。原理確認を目的として、単相の場合と同様に PWM 変換器の直流電源に初期電圧 270 V 、 $500\text{ }\mu\text{F}$ の直流コンデンサを用いている。図 8 のシミュレーション結果から、主変圧器を投入した瞬間から電流は最大で約 0.16 A の電流が流れるが、1 周期後には約 0.15 A となり定常状態となっている。主変圧器は無負荷電流値を超えることなく定常状態となっている。また、単相の場合と同様に二次突入を防止するために、PWM 変換器の動作開始から 100 ms 間は制御ゲインを $765\text{ }\Omega$ (=一定) としている。その後、制御ゲインを可変とし 50 ms の時間をかけて減少させ、PWM 変換器の出力電圧を線形的に減少させている。これにより、変圧器に印加される電圧位相の急変を回避し二次突入の発生を防止可能である。

3.3 PWM 変換器容量の検討 図 6 のシミュレーション結果において、PWM 変換器の出力電圧最大値は 210 V 、電流の最大値は 0.26 A である。これらから、PWM 変換器の容量 S_1 は、次式で与えられる。

$$S_1 = \frac{210}{\sqrt{2}} \cdot \frac{0.26}{\sqrt{2}} = 27.3 [\text{W}] \dots\dots\dots (3)$$

主変圧器 T_{R0} の容量に対して約 $1/200$ の容量で突入電流を抑制可能である。ここで、(2) 式で求めた突入電流抑制用 PWM 変換器容量と比較して、変換器容量が小さくなっている。この原因について検討する。(2) 式では、主変圧器 T_{R0} の鉄心が完全に飽和し、主変圧器のインピーダンスが空リアクタンス分のみとなった場合でも、無負荷電流値 I_0 を

超えないように制御ゲインを決定している。一方、図 6 のシミュレーション結果では、主変圧器 T_{R0} の鉄心が飽和状態となっていない。したがって、 T_{R0} は等価的に励磁コンダクタンスおよび励磁サセプタンスの並列回路となる。ここで、 $K[\Omega]$ の抵抗として動作する突入電流抑制用 PWM 変換器と T_{R0} の合成インピーダンス Z_1 は次式となる。

$$\dot{Z}_1 = K + \frac{1}{g_0 - jb_0} \dots\dots\dots (4)$$

(4) 式に表 2 の定数を代入すると、次式となる。

$$\dot{Z}_1 = (1.390 + j0.781) \times 10^3 \dots\dots\dots (5)$$

$\dot{Z}_1$ の絶対値 Z_1 は $1.6 \text{ k}\Omega$ である。このとき、主変圧器一次側電流 I_S は

$$\begin{aligned} I_S &= \frac{200}{1.6 \times 10^3} \\ &= 0.13[\text{A}] \dots\dots\dots (6) \end{aligned}$$

となる。したがって、主変圧器一次側電流のピーク値の理論値は 0.18 A となる。この値は図 6 の主変圧器一次側電流ピーク値よりも小さい値となっている。これは、変圧器鉄心で発生する磁束が定常時よりも増えたため、励磁インピーダンスが低下したためであると考えられる。

次に、三相回路の場合の PWM 変換器容量を検討する。図 8 のシミュレーション結果から、PWM 変換器の出力電圧最大値は 125 V 、電流の最大値は 0.16 A である。このとき、PWM 変換器容量 S_3 は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} S_3 &= 3 \cdot \frac{125}{\sqrt{2}} \cdot \frac{0.16}{\sqrt{2}} \\ &= 30.0[\text{W}] \dots\dots\dots (7) \end{aligned}$$

主変圧器容量に比較して約 $1/600$ の容量で突入電流の抑制が可能である。ここで直列接続した突入電流抑制用 PWM 変換器と T_{R0} の合成インピーダンス Z_3 は次式となる。

$$\dot{Z}_3 = K + \frac{3}{g_0 - jb_0} \dots\dots\dots (8)$$

(11) 式に表 2 の定数を代入すると、次式となる。

$$\dot{Z}_3 = (0.973 + j0.260) \times 10^3 \dots\dots\dots (9)$$

$\dot{Z}_3$ の絶対値 Z_3 は $1.0 \text{ k}\Omega$ である。このとき、主変圧器一次側電流 I_{Sa} は

$$\begin{aligned} I_{Sa} &= \frac{\frac{200}{\sqrt{3}}}{1.0 \times 10^3} \\ &= 0.12[\text{A}] \dots\dots\dots (10) \end{aligned}$$

となる。したがって、主変圧器一次側電流のピーク値の理論値は 0.17 A となり、図 8 の主変圧器一次側電流ピーク値とよく一致している。三相回路の場合、励磁インピーダンスが $1/3$ に減少し、その励磁インピーダンスに対して制御ゲインが十分大きい。このため、電流が定常状態となるまでの時間が単相回路の場合と比較して早くなり、主変圧器一次側電流のピーク値の理論値とシミュレーション結果がよく一致していると考えられる。

4. 実験結果

本論文で提案した変圧器の突入電流抑制装置の有効性を確認するために、実験装置を構成し実験による検討を行った。表 4 に、実験システムの回路定数を示す。実験装置において、PWM 変換器の直流電源に初期電圧 270 V 、 $500 \mu\text{F}$ の直流コンデンサを使用した。原理確認を目的として、PWM 変換器の過変調を防止するために変調率は最大で 0.8 としている。このとき、直流コンデンサ初期電圧を 270 V としており、PWM 変換器の出力電圧最大値は 216 V となる。本論文で提案する方式は、変圧器投入時においても主変圧器の無負荷電流値以下に抑制することを目的としている。主変圧器一次側電流最大値が約 0.28 A であり、PWM 変換器出力電圧最大値を主変圧器一次側電流最大値で割った値が制御ゲインとなる。このとき、制御ゲインは 765Ω となる。しかしながら、制御ゲインは PWM 変換器容量を考慮して決定する必要がある。また、PWM 変換器の動作時間はシミュレーションでは 0.15 s としていたが、実験では 0.45 s としている。これは、実験における変圧器の磁束変化がシミュレーションとは異なるためである。最適な制御ゲインの決定方法および PWM 変換器の動作時間の決定方法は重要な検討課題であり、稿を改めて報告する予定である。

4.1 突入電流の確認 本論文で用いた変圧器 T_{R0} において突入電流が電源投入位相によって発生することを確認する。図 9 に、電源位相 180° 付近で変圧器を投入した場合の実験波形を示す。実験波形は上から、受電端電圧 v_T 、主変圧器一次側電流 i_S を示している。電源電圧位相 180° 付近で投入したために、鉄心が飽和し定格電流 30 A の 10 倍程度の電流が発生している。シミュレーションと異なり、実験では電源側インピーダンスが $30 \mu\text{H}$ と小さいために受

表 4 実験に用いた回路定数

Table 4. Circuit constants of the experimental model.

Effective value of source voltage	$V_S [\text{V}]$	200
Control gain	$K [\Omega]$	765
DC capacitor	$C [\mu\text{F}]$	500
Initial voltage of DC capacitor	$V_{DC} [\text{V}]$	270
Operating time of PWM converter	$T_{Con} [\text{s}]$	0.45

図 9 電源電圧位相 180° で投入した場合の変圧器 T_{R0} の電圧・電流波形

Fig. 9. Experimented waveforms for transformer T_{R0} with the closing angle 180° .

図 10 電源電圧位相 90° で投入した場合の変圧器 T_{10} の電圧・電流波形

Fig. 10. Experimented waveforms for transformer T_{10} with the closing angle 90° .

図 11 提案した突入電流抑制装置の実験波形

Fig. 11. Experimental waveforms for the proposed inrush current suppresser.

電端電圧が急激な低下を生じていない。次に、図 10 に電源電圧位相 90° で投入した場合の実験波形を示す。この場合、突入現象が全く生じていない状態で変圧器の投入に成功している。

4.2 突入電流抑制結果 提案した突入電流抑制装置による突入電流の抑制結果について述べる。はじめに、ダイオード整流回路により直流コンデンサを初期電圧 270 V に充電し、 SW_1 および SW_0 を開いた状態で PWM 変換器に零電圧を出力させる。次に、 SW_0 を閉じるにより、主変圧器を電源に投入する。図 11 に、提案した突入電流抑制装置を用いた実験波形を示す。実験波形は上から、受電端電圧 v_T 、主変圧器一次側電流 i_s 、PWM 変換器出力電圧 v_{Out} を示している。図 11 では、電源電圧位相 0° で変圧器を投入しているが、図 9 で示したような突入電流を生じることなく変圧器を投入している。図 11 は、図 9 と投入位相が異なるが、どちらの場合においても電圧 0 V の時点で投入しており、発生磁束数が最大となる条件である。これは、鉄心で発生する磁束が電圧の積分によって求められることが知られており、投入位相 0° で変圧器を投入した場合は投入位相 90° で変圧器を投入した場合と比較して発生する磁束が 2 倍となる。また、投入位相 180° で変圧器を投入した場合には投入位相 270° で変圧器を投入した場合と比較して発生する磁束が 2 倍となる。したがって、図 9

図 12 二次突入発生時の実験波形

Fig. 12. Experimental waveforms with the re-inrush phenomena.

図 13 三相回路における突入電流発生時の実験波形

Fig. 13. Experimented inrush current waveforms for transformer T_{10} in three-phase circuits.

および図 11 で投入位相が異なってもどちらも飽和状態となる。図 12 に、PWM 変換器を急停止した場合の実験波形を示す。図 11 と比較して、PWM 変換器を急停止したために主変圧器に印加される電圧位相が急変し、二次突入が生じている。これに対して、図 11 では、PWM 変換器の動作開始から 400 ms 間は制御ゲインを 765Ω 一定としている。その後、制御ゲインを可変とし 50 ms の時間をかけて PWM 変換器の出力電圧を線形的に減少させている。これにより、二次突入を発生しない状態で突入電流抑制装置を短絡除去している。

図 13 に、三相回路における突入電流発生時の実験波形を示す。実験波形は上から、a 相と b 相間の受電端電圧 v_{Tab} 、各相ごとの主変圧器一次側電流 i_{sa} 、 i_{sb} 、 i_{sc} を示している。図 13 では、最大で約 330 A の突入電流が生じている。一方、図 14 は三相回路における提案した突入電流抑制装置の各部の波形を示している。実験波形は上から、a 相 b 相間の受電端電圧 v_{Tab} 、各相ごとの PWM 変換器出力電圧 v_{Outa} 、 v_{Outb} 、 v_{Outc} 、各相ごとの主変圧器一次側電流 i_{sa} 、 i_{sb} 、 i_{sc}

図 14 三相回路における突入電流抑制装置の実験波形

Fig. 14. Experimental waveforms for the proposed in-rush current suppresser in three-phase circuits.

を示している。三相回路においては、ある相の電源投入位相を調整しても必ず他の相で突入電流が発生する。これに対し、図 14 ではすべての相で突入電流が発生していない。また、単相の場合と同様に制御ゲインを可変として主変圧器に印加される電圧位相の急変を回避している。これにより、再び飽和磁束値を超えることなく二次突入を発生しない状態で突入電流抑制装置を短絡除去している。

4.3 PWM 変換器容量の検討 図 11 の実験結果から単相回路の場合の PWM 変換器容量の検討を行う。PWM 変換器の出力電圧最大値は 160 V、電流の最大値は 0.2 A となっており、PWM 変換器容量 S_{E1} は次式で与えられる。

$$S_{E1} = \frac{160}{\sqrt{2}} \cdot \frac{0.2}{\sqrt{2}} = 16 [\text{W}] \dots \dots \dots (11)$$

これより、PWM 変換器は主変圧器 T_{r0} の容量に比較して約 1/375 の容量で突入電流の抑制が可能である。

次に、図 14 の実験結果から三相回路の場合の PWM 変換器容量を検討する。PWM 変換器の出力電圧最大値は 100 V、電流の最大値は 0.13 A であり、PWM 変換器の容量 S_{E3} は次式で与えられる。

$$S_{E3} = 3 \cdot \frac{100}{\sqrt{2}} \cdot \frac{0.13}{\sqrt{2}} = 19.5 [\text{W}] \dots \dots \dots (12)$$

これより、PWM 変換器は主変圧器 T_{r0} の容量に比較して約 1/900 の容量で突入電流の抑制が可能である。

単相回路および三相回路における実験結果から求めた PWM 変換器容量および主変圧器一次側電流ピーク値は、シミュレーション結果と異なっている。これは、縮小換算して求めた整合用変圧器の巻線抵抗値 13 Ω が実験で用いた整合用変圧器の巻線抵抗値 57 Ω と 4 倍程度違うためであると考えられる。なお、突入電流抑制用 PWM 変換器は整合用変圧器を介して直列に接続されている。したがって、投入時においてこの整合用変圧器の鉄心にも飽和が生じる可能性がある。シミュレーション結果および実験結果では、整合用変圧器の飽和は生じていないが、整合用変圧器の鉄心の飽和を考慮した設計は重要な検討課題であり、稿を改めて報告したいと考えている。

5. むすび

本論文では、直列接続した小容量電圧形 PWM 変換器を用いた変圧器の突入電流抑制法を提案した。これは、小容量電圧形 PWM 変換器を整合用変圧器を介して電源に対して直列に接続し、突入電流を抑制しながら主変圧器を電源に投入する点に特長がある。小容量電圧形 PWM 変換器は、主変圧器一次側電流に対して $K[\Omega]$ の抵抗として動作する。これより、主変圧器投入に伴う突入電流を抑制することが可能である。また、制御ゲインを可変として 50 ms の時間をかけて出力電圧を減少させることにより、変圧器に印加される電圧位相の急変を回避可能であり、効果的に二次突入を防止可能である。

はじめに、PSCAD/EMTDC を用いて変圧器モデルを構成した。PSCAD/EMTDC を用いたシミュレーションを行い、モデル化した変圧器において電源投入時に突入電流が発生することを確認し、PSCAD/EMTDC 上で構成した変圧器モデルの妥当性を明らかにした。次に提案した突入電流抑制法および二次突入防止法について詳細に検討した。PSCAD/EMTDC 上で構成した変圧器モデルを用いた計算機シミュレーション結果から、提案方式により効果的に突入電流の抑制が可能であることを明らかにした。また、抵抗投入方式の抵抗短絡除去時に問題となる二次突入が防止可能であることを明らかにした。さらに、実験装置を構成し実験により本方式の有効性を明らかにした。実験結果から、提案した方式により突入電流を生じることなく変圧器を電源に投入できることを明らかにした。また、抵抗投入方式の抵抗短絡除去時に問題となる二次突入を防止可能であることを明らかにした。実験結果から、直列接続した電圧形 PWM 変換器は主変圧器容量と比較して単相回路の場合 1/400、三相回路の場合 1/900 の容量で突入電流の抑制が可能であることを明らかにした。

(平成 15 年 6 月 26 日受付、平成 16 年 2 月 10 日再受付)

文 献

- (1) 難波江章・金 東海・高橋 勲・仲村節男:「電気機器学」, 電気学会大学講座, pp.22-23 (1985)
- (2) 水野和宏・小川明栄・池 垣秀・田中章太郎:「励磁突流抑制変圧器の開発」, 電気学会静止器研資, SA-94-29 (1994)
- (3) K. Shinohara, K. Yamamoto, K. Iimori, Y. Minari, O. Sakata, and M. Miyake: "Compensation for Magnetizing Inrush Currents in Transformers using Active Power Filter", in *IEE Japan Nat. Conv. Rec.*, Vol.4, No.830 (1998) (in Japanese)
篠原勝次・山本吉朗・飯盛憲一・実成義孝・今村智宏・三宅道男:「並列形アクティブフィルタを用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 (1998)
- (4) T. Tanaka, H. Yamada, and S. Funabiki: "A Novel Method of Suppressing the Inrush Current of Transformers", *IEEE Trans. on Industry Appl.*, Vol.122-D, No.9, pp.948-949 (2002-9) (in Japanese)
田中俊彦・山田洋明・船曳繁之:「小容量電圧形 PWM 変換器を用いた変圧器の突入電流抑制法」, 電学論 D, **122**, 9, pp.948-949 (2002-9)
- (5) Y. Ogawa and T. Masuyama: "Calculation of Transformer Inrush Current using EMTP", *IEE Japan Static Apparatus*, pp.27-34 (1996) (in Japanese)
小川吉晴・増山哲也:「EMTP による変圧器の励磁突入電流計算」, 電気学会静止器研資, SA-96-50 (1996)

山 田 洋 明 (学生員) 1998 年 4 月島根大学総合理工学部電子制御システム工学科入学。2002 年 3 月同大卒業。同年 4 月同大学大学院総合理工学研究科博士前期課程入学, 現在に至る。電圧形 PWM 変換器を用いた変圧器の突入電流抑制法に関する研究に従事。

田 中 俊 彦 (正員) 1984 年 3 月長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程修了。同年 4 月東洋電機製造(株)入社。職業能力開発大学校(現, 職業能力開発総合大学校)電気工学科講師を経て 1997 年 4 月島根大学総合理工学部電子制御システム工学科助教授, 現在に至る。博士(工学)。半導体電力変換器が発生する高調波とその抑制法, 環境修復システムへのパワーエレクトロニクス応用, 微生物処理を含む高度水処理などの研究に従事。平成 14 年中国電力技術研究財団優秀研究賞, 15 年電気設備学会学術部門論文賞受賞。電気設備学会, 環境計測制御システム学会, IEEE 会員。

船 曳 繁 之 (正員) 1979 年 3 月岡山大学大学院工学研究科修士課程電気工学専攻修了。同年 4 月同大学工学部電気工学科助手, 1992 年 10 月岡山大学工学部電気電子工学科助教授。1997 年 4 月島根大学総合理工学部電子制御システム工学科教授, 現在に至る。工学博士。移動ロボットの知的制御, SMES を用いた電力平準化制御, パワーエレクトロニクスなどの研究に従事。平成 14 年中国電力技術研究財団優秀研究賞, 15 年電気設備学会学術部門論文賞受賞。計測自動制御学会, 電気設備学会, IEEE 会員。