GIS 内断路器 ON/OFF 時のアークにより発生する サージの電子回路への移行特性解析

正員 斉藤 成一*

正員 下村 哲朗**

正員 藤田 重人***

終身会員 仁田 周一****

Analysis of transient surge transmission characteristics to electronic circuits due to arc discharge generated with disconnecter ON/OFF in GIS

Seiichi Saito*, Member, Tetsuro Shimomura**, Member,

Shigeto Fujita***, Member, Shuichi Nitta****, Member

In gas insulated switchgear (GIS), the arc discharge due to a disconnecter on/off generates fast transient surge, which can be the cause of malfunction and damage of electronic devices such as microprocessors and AD converters if the fast transient surge exceeds a specified level. In this paper, it is shown that the comparison and evaluation are realized between the measured results and the calculated ones of fast transient surges generated due to a disconnecter on/off in 300kV GIS by adopting the evaluation index. The calculation is carried out by applying the authors proposed equivalent circuits using distributed constant lines in consideration of the structure of GIS and a newly developed divided-type voltage sensor. And, it is found by using the evaluation index that the measured results and the calculated ones are good agreement each other. Further, the cause of occurring the peak of the evaluation index is clarified by analyzing the equivalent circuit. And, the signal conditioning using low-pass filter for electronic circuits connecting the divided-type voltage sensor is designed.

キーワード : GIS, サージ, ノイズ, 共振, サージ移行, 電圧センサー

Keywords : GIS, surge, noise, resonance, surge transmission, voltage sensor

1. まえがき

電子機器は、機能や性能の著しい発達とともに適用分野が拡大しており、列車試験システム、その他大電力機器の近傍に設置される工場の制御システムなどノイズ環境の敵

しい場所への適用が要求されるようになってきた。さらに、従来は困難とされた変電所内のガス絶縁開閉装置 (Gas Insulated Switchgear: 以下 GIS と略す) の高ノイズ環境で動作可能な電子機器の必要性も高まってきている⁽¹⁾⁽²⁾。

GIS に電子機器を設置することにより、GIS 電圧センサーからの信号をデジタル信号に変換して GIS 近傍のコントローラ経由上位コントローラと通信を行ない、高度な監視と変電所の無人化をも可能にする。このようなシステムをインテリジェント GIS と称し、図 1 に示すような 300kV インテリジェント GIS が新たに開発された⁽¹⁾。

しかし、GIS 中の断路器が ON/OFF するときアークが発生し、非常に大きなサージが GIS 主導体の電圧を検出する電圧センサーに重畳する。この電圧センサーの出力をそのまま電子回路に入力すれば電子回路が破壊されてしまうため、対策が不可欠であるが、従来は試行錯誤による設計製作を繰り返す方法が中心であった。このサージの測定に

* 三菱電機 (株) 情報技術総合研究所
〒247-8501 神奈川県鎌倉市大船 5-1-1
Mitsubishi Electric Co., Information Technology R&D Center

5-1-1 Ofuna, Kamakura-shi Kanagawa 247-8501
** 三菱電機 (株) 社会 e ソリューション事業所
〒100-8310 東京都千代田区丸の内 2-2-3
Mitsubishi Electric Co., Public-use e-Solution Center
2-2-3 Marunouchi, Chiyoda-ku Tokyo 100-8310

*** 三菱電機 (株) 先端技術総合研究所
〒661-8661 兵庫県尼崎市塚口本町 8-1-1
Mitsubishi Electric Co., Advanced Technology R&D Center
8-1-1 Tsukaguchi-Honmachi, Amagasaki-shi Hyogo 661-8661

**** 育英工業高等専門学校 専攻科
〒167-0021 東京都杉並区井草 2-35-11
Salesian Polytechnic, Advanced course
2-35-11 Igusa, Suginami-ku Tokyo 167-0021

図1 300kV インテリジェント GIS
Fig. 1. 300kV Intelligent GIS.

関していくつかの報告がされているが⁽²⁾⁽³⁾、電圧センサーを含む GIS のサージ移行特性を論じられたものはほとんどない。

なお、シミュレーションにより GIS で発生するサージを予測し、必要に応じた対策をたてる試みも行なわれてきている。ただし、従来は実測モデルとの比較を行なう際、サージ発生源のモデル化が困難なため、代わりに GIS に電圧を印加しない状態で充電したコンデンサをスイッチによってショートすることで調べる方法がとられていた⁽⁴⁾。しかし、コンデンサの放電によるサージの発生方法は実際の断路器によるサージ発生源と異なるため、サージ発生源自身のインピーダンスの相違、GIS 主導体の共振特性の相違などが生じてしまう。

本論文では、断路器 ON/OFF 時のアークにより発生するサージ発生源をモデル化することによって実際の GIS のサージが電圧センサーへ移行する状況に近づけ、評価関数を導入して実測との比較・検証を可能とする。また、この評価関数のピークが発生する原因を明確にし、電圧センサーに接続される電子回路に対する影響を具体的に解析し、設計に生かすことを示す。

以下、2. で GIS 電圧センサーでのサージ観測結果、3. で電子回路への移行サージの解析、4. で電子回路への移行サージ対策を示す。最後に 5. でまとめを述べる。

2. GIS 電圧センサーでのサージ観測

〈2・1〉 GIS におけるサージ測定条件 図 2 は、300kV インテリジェント GIS (図 1) の 1 相分の全体構成図を示したものである。図 2 において、VS は新規開発の分圧型電圧センサーである。一方、基準電圧センサー (Reference Voltage Sensor) は B 点における GIS の主導体 (Primary Conductor) の電圧を検出し、断路器 DS1 の ON/OFF 時のアークによるサージを観測できる。なお、基準電圧センサーは低い周波数から高い周波数まで平坦な特性をもつ⁽⁵⁾。

DS1, DS2: 断路器 Disconnector
VS: 新規開発の分圧型電圧センサー
Newly developed Divided-Type Voltage Sensor
ES: アーススイッチ Earthing Switch
CS: 電流センサー Current Sensor
GCB: 遮断器 Circuit Breaker
LA: 避雷アレスタ Lightning Arrestor

図2 300kV GIS の一相分の全体構成図
Fig. 2. Constitution of a single line of the 300kV GIS.

図3 新規開発の分圧型電圧センサーの構造
Fig. 3. Structure of a newly developed divided-type voltage sensor.

図4 新規開発の分圧型電圧センサーの回路図
Fig. 4. Schematic diagram of a newly developed divided-type voltage sensor.

図 3 は、新規開発の分圧型電圧センサー (図 2 の VS) の構造図、図 4 はその回路図である。中間電極 (Intermediate electrode) は帯状に主導体 (Primary

Conductor)を同軸状に取り囲み、主導体からの容量結合により電圧を検出する。この中間電極からリード線を引き出して電子回路側、すなわち AD 変換モジュール(AD Converter Module)に電圧センサー信号として入力する。AD 変換モジュールは GIS タンクに直接取り付けられ、所定の信号レベルへ増幅後 AD 変換を行ない、デジタルデータが光ファイバー経由で制御装置に伝えられる。

GIS におけるサージ測定では、高圧プローブ (ソニーテクトロニクス P6015A) とバッテリー駆動の光ファイバーケーブル測定システム (ソニーテクトロニクス A6904) を使用して絶縁し、グラウンド系による影響を最小限にした。

〈2・2〉 GIS におけるサージ測定結果 図 5 は、送電線(Power Line)に電圧を印加して断路器 DS1 を ON/OFF させたときの電圧センサー出力部 (図 4 中の Voltage Sensor Output) で測定されたサージ波形を示したものである。

図 6 は、図 5 の波形を FFT により周波数変換したもので $F(\omega)$ と定義する。図 6 において、いくつかの周波数においてピークが見られる。

図 5 A 点 (図 2 中) における測定波形
(分圧型電圧センサーの出力波形)

Fig. 5. Measured waveform at A shown in Fig.2 (Output waveform at the divided-type voltage sensor).

図 6 FFT 計算により図 5 の波形から周波数スペクトラムを求めた結果

Fig. 6. The frequency spectrum $F(\omega)$ transferred from Fig.5 by FFT.

図 7 は基準電圧センサー (図 2 中の B 点) でのサージ測定結果を示す。図 8 は図 7 の波形を FFT により周波数変換したもので、 $G(\omega)$ と定義する。

図 6 と図 8 には明らかに違いがみられ、特に 30MHz 付近の大きさが異なる。これらの周波数スペクトラムの相違は、B 点と A 点の間のサージに対する伝送特性の違いおよび基準電圧センサーと分圧型電圧センサーの特性の違いが

図 7 B 点 (図 2 中) における測定波形
(基準電圧センサーの出力波形)

Fig. 7. Measured waveform at B shown in Fig.2 (Output waveform at the reference voltage sensor).

図 8 FFT 計算結果
(Fig.7 の波形→周波数スペクトラム)

Fig. 8. The frequency spectrum $G(\omega)$ transferred from Fig.7 by FFT.

図 9 $H(\omega)$ の周波数応答特性
Fig. 9. Frequency response of $H(\omega)$.

原因であると考えられる。

〈2・3〉 評価関数の導入 サージ発生源のもつ周波数スペクトラムの影響を除去して伝送特性を明らかにするため、評価尺度 $H(\omega)$ を下記のように定義する。

$$H(\omega) = \frac{F(\omega)}{G(\omega)} \quad (1)$$

図 9 は、図 6 に示す $F(\omega)$ と図 8 に示す $G(\omega)$ から $H(\omega)$ を求め、結果を示したものである。言い換えると、式(1)の評価関数により、分圧型電圧センサー出力と基準電圧センサー出力間の比を周波数領域で示したものである。

図 9 において、ピークが最大となる周波数は約 30MHz である。このピークが発生する現象を解析するため、次の章でモデルを使用した計算を行なう。

3. 移行サージの解析

〈3・1〉 サージ解析のためのモデル化 GIS タンクの主導体およびタンク部分は、図 10 に示すように構造的に

図 10 同軸ケーブルとしてみた GIS タンクと主導体
Fig. 10. Primary conductor in GIS tank formed like a coaxial cable.

同軸ケーブルとみなすことができ、分布定数線路として扱うことができる。なお、同軸ケーブルの特性インピーダンスは式(2)により計算できる。

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{D}{d} \quad (\Omega) \quad (2)$$

図 11 分圧型電圧センサー周囲の GIS 横断面図
Fig. 11. A horizontal section around the newly developed divided-type voltage sensor in GIS.

図 12 マイクロストリップラインの基本構成
Fig. 12. Basic structure of the micro-strip line.

図 13 300kV GIS における主導体および分圧型電圧センサーの等価回路

Fig. 13. Equivalent circuits of a primary conductor and the divided-type voltage sensor in the 300kV GIS.

図 11 は、分圧型電圧センサー付近の GIS タンク断面図である。図 11 において、中間電極(Intermediate electrode)が GIS タンクから一定の距離(Interval)を保ち帯状に取り付けられているため、GIS タンクをグラウンドとすると、図 12 に示すようなマイクロストリップラインとみなすことができる。マイクロストリップラインは、電極とグラウンド間の距離、電極の幅と厚み、GIS 内のガスの誘電率により特性インピーダンスの決まる分布定数回路である。

〈3・2〉 300kV GIS 全体のサージ解析 図 13 に示すのは 300kV GIS における主導体と分圧型電圧センサーの等価回路である。〈3・1〉の議論から分圧型電圧センサーは分布定数回路として扱い、図 13 に示すように、主導体と中間電極間の結合容量 C13-20、分布定数線路を T22-29 として 8 分割による組み合わせでモデル化している。なお、結合容量は主導体および中間電極形状により算出を行ない、GIS タンク内部ガスの誘電率が空気と同一(同一伝搬速度)であることから特性インピーダンス 20.3Ω を算出した。

また、図 13 において、GIS に接続される送電線部分は無限長伝送線路とみなして抵抗 R13 で代表させている。GIS タンクによって覆われた主導体は複数の部分(T17-21, T30, T32-33, T51-52)に分けられているが、これは GIS タンクの直径が場所により異なり、特性インピーダンスが異なるためである。例えば分布定数線路 T52 (GIS タンクの内径 $D=400\text{mm}$ 、主導体電極直径 $d=100\text{mm}$) の特性インピーダンスは式(2)の計算結果から 102Ω と算出される。L5~7, C21~22, R17~19 は分圧型電圧センサーと AD 変換器間の等価回路である。V2 (DS1 の ON/OFF 時のサージを模擬した信号源) は最低周波数 0MHz から最高周波数 75MHz まで掃引する。言い換えると V2 は広帯域スペクトラムをもったホワイトノイズである。なお、GIS のアーク抵抗に関する文献⁶⁾から、V2 は直列にアーク抵抗 $R14=2\Omega$ をもったものとしてモデル化した。

図 13 の等価回路モデルによる周波数応答を求めるのは、数式を解くことによっても可能であるが、ここではシミュレータ MicroCap6™ (Spectrum Software 社)を使用して計算を行なった。

サージを模擬した信号源 V2 (図 13 中) の周波数を変化させたときのノード 3 と 18 の電圧を計算し、図 14(a)と(b)に示す。ノード 3 の周波数スペクトラムを示す図 14(a)は測定結果では図 8 に対応し、ノード 18 の周波数スペクトラムを示す図 14(b)は測定結果では図 6 に対応するものであるが、これらを直接比較することはできない。この理由は、断路器 DS1 の ON/OFF によって引き起こされる実際のサージ発生源は、計算で使用した信号源モデル V2、すなわちホワイトノイズのような平坦な周波数スペクトラムと異なるためである。

図 14(c)はノード 18 と 3 の電圧比率 $V(18)/V(3)+0.1$ を計算して示したものであり、これは図 9 に示す測定結果に

図 14 各ノードにおける周波数スペクトラム (計算)
Fig. 14. Frequency spectrum at nodes
(Calculated results).

よる $H(\omega)$ と比較することができる。なぜなら、両者は信号源(サージ発生源)の周波数スペクトラムに依存しない比率であるためである。なお、この比率の分母は $V(3)+0.1$ を $V(3)$ の代わりに用いている。この理由は、図 14(a)の計算結果では 30MHz 付近で $V(3)$ はほぼゼロとなり比率が無限大となるが、測定ではバックグラウンドノイズや想定外から誘導するノイズ成分が検出され実際にはゼロにならないことを加味したためである。

図 14(c)の計算結果と図 9 に示す測定結果とを比較すると、かなりよい一致をしており、特に 30MHz 付近でピークをもつ特徴が一致している。このことから、図 13 に示す等価回路およびその計算結果の妥当性が確認できたと考える。

〈3・3〉 評価関数のピーク発生原因 図 14(c)において 30MHz 付近にピークが発生した原因を分析するため、図 13 において分圧型電圧センサーへの入力部に相当するノード 6 の電圧 $V(6)$ と $V(6)/(V(3)+0.1)$ の周波数スペクトラムを計算する。これらの結果を、各々図 15 および図 16

に示す。なお、ノード 6 の電圧 $V(6)$ は実際には測定不可能な点であるが、等価回路による計算でその特性を調べることができ、分析に対して威力を発揮する。

図 15 に示す $V(6)$ の周波数スペクトラムにおいて、ピークは 24MHz および 48MHz の周波数におけるもので、30MHz 付近には一定レベルの電圧が見られるだけである。

一方、図 16 に示す $V(6)/(V(3)+0.1)$ では 3 本のピークが見られ、そのうちの 1 本は 30MHz 付近にある。

ここで、分圧型電圧センサー部分のみをとりだしてその入力（図 13 におけるノード 6 に相当）に信号を加えた等

図 15 $V(6)$ の周波数スペクトラム（計算）

Fig. 15. A frequency spectrum of $V(6)$ (Calculated result).

図 16 $V(6)/(V(3)+0.1)$ の周波数特性（計算）

Fig. 16. A frequency response of $V(6)/(V(3)+0.1)$ (Calculated result).

価回路を図 17 に示す。

このときの分圧型電圧センサーの出力であるノード 44 の出力周波数特性を図 18 に示す。すなわち、分圧型電圧センサー部分は 30MHz 付近を通過帯域とするバンドパスフィルタとして作用することが示されている。

以上のことから、図 14(c) の $V(18)/(V(3)+0.1)$ の周波数スペクトラムにおいて 30MHz 付近にピークが発生した原因は次のように考えられる。

GIS 主導体の共振によって現れた複数のピーク（図 16 における 16MHz, 28~30MHz, 44MHz）が分圧型電圧センサーに入力され、分圧型電圧センサーのバンドパス特性によってそのうちの 1 本のピーク 30MHz が選択された。

4. AD 変換回路入力部の設計

3. までの検討により等価回路による計算と実測結果が一致することを確認し、分圧型電圧センサーの特性を明らかにした。これらをもとに AD 変換器の入力部分に必要なローパスフィルタを設計する。

GIS 主導体と分圧型電圧センサーによる共振現象により、サージの移行特性にピークが現れるため、このピーク

図 18 $V(44)$ の周波数スペクトラム（計算）

Fig. 18. A frequency spectrum of $V(44)$ (Calculated result).

図 17 分圧型電圧センサーを信号発生源で駆動した等価回路

Fig. 17. The divided-type voltage sensor driven by the signal generator V3.

を除去するフィルタが必要である。ただし、サージを除去するにはフィルタの時定数をできるだけ大きくしたいが、センサーからの信号に対して位相誤差を最小限にするため、あまりカットオフの低いローパスフィルタを入れることはできない。

図 13 に示した GIS 主導体および分圧型電圧センサーに対する AD 変換回路の前段へのローパスフィルタについて以下に考察する。

図 19 は RC5 段のローパスフィルタの例であり、図 20 はその周波数特性である。このローパスフィルタの入力には、図 6 に示したサージ（実測結果）が印加される。図 14(b)においてピークとなる周波数成分を十分に減衰させるとともに、この図 6 で比較的大きな周波数成分 700kHz 程度も減衰させるようにフィルタの定数を設定した。

図 20 において、700kHz において、図 19 のローパスフィルタは 50dB 程度の減衰があり、この周波数より高い周波数成分のサージを大幅に減少させることができる。

図 21 は、図 19 の RC5 段のローパスフィルタの入出力波形を SPICE シミュレーションにより求めたものである。図 21 から、このローパスフィルタによる遅延時間は最大許容遅延時間 15 μ s 以下であり、位相ずれの問題はないことが確認できる。

図 19 AD 変換器入力部の RC5 段ローパスフィルタ

Fig. 19. 5-stage RC low-pass filter at the front-end of the AD conversion circuit.

(dB) Output/Input

図 20 RC5 段ローパスフィルタの周波数特性（計算）

Fig. 20. Frequency response of the 5-stage RC low-pass filter (Calculated result).

(V) Voltage

(a) RC5 段ローパスフィルタへの入力パルス波形

(a) Pulse waveform input to 5-stage low-pass filter

(V) Voltage

(b) RC5 段ローパスフィルタ出力波形 (SPICE)

(b) Pulse waveform output from 5-stage low-pass filter

図 21 RC5 段ローパスフィルタ（図 19）の入出力波形

Fig. 21. Input/Output waveforms about the 5-stage RC low-pass filter.

以上のことから、図 13 の構成において、AD 変換器の入力部に図 19 に示す RC5 段ローパスフィルタを入れることで、サージの影響を避けることが可能となる。

5. むすび

本論文で得られた結果を要約すると、次の通りである。

- ① GIS 断路器 ON/OFF 時のアークにより発生するサージ源を仮想モデル化して実際の GIS で発生するサージの電圧センサーへの移行特性に近づけるとともに、評価関数を導入して実測との比較・検証を可能とした。
- ② GIS 断路器 ON/OFF 時のアークにより発生するサージ源、GIS 主導体そして分圧型電圧センサーの等価回路を生成して計算した結果と、実際のサージ測定結果とを評価関数を使って比較し、よい一致を得ることができた。
- ③ 仮想モデル化 GIS の断路器の ON/OFF で実測されたサージとこの評価関数のピークが発生する原因は、GIS 主導体の複数の共振周波数成分が分圧型電圧センサー

によって単一の共振周波数が抽出されたためであることを明らかにした。

- ④ AD 変換器の入力部分にローパスフィルタを入れた設計例を示し、GIS 断路器 ON/OFF 時のアークにより発生するサージを減衰できることを示した。

(平成 14 年 10 月 24 日受付, 平成 15 年 1 月 15 日再受付)

文 献

- (1) 下村哲朗・大垣健二:「インテリジェント変電所システム」, 三菱電機技報, Vol.75, No.8, pp.509-514 (2001-8)
- (2) J.Mepplink, et al: "Very fast transients in GIS", *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol.4, No.1, pp.223-233 (1989-1)
- (3) N.Hatdt, et al: "Overvoltage in secondary circuits of medium-voltage switchgear", *IEEE Trans. On EMC*, Vol.41, No.4, pp.510-515 (1999-11)
- (4) ガス絶縁開閉装置誘導現象調査専門委員会:「ガス絶縁開閉装置における低圧側への誘導現象」, 電気学会技術報告Ⅱ部第 273 号 (1988-6)
- (5) S.Yanabu, et al: "Estimation of fast transient overvoltage in gas-insulated substation," *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol.5, No.4 (1990-11)
- (6) Ogawa, et al: "Estimation of restriking transient overvoltage on disconnecting switch for GIS," *IEEE Trans. on Power Syst.*, Vol.PWRD-1, No.2, pp.95-102 (1986-4)

斉 藤 成 一

(正員) 1949 年 11 月 6 日生。1973 年早稲田大学理工学部電子通信学科卒業。同年三菱電機(株)入社。2000 年東京農工大学博士後期課程修了。工博。制御用コンピュータおよびその入出力装置, CPU の高速化・高信頼化・高耐環境 EMC 設計などの研究・開発に従事。現在, 同社情報技術総合研究所に勤務。

下 村 哲 朗

(正員) 1948 年 4 月 9 日生。1972 年東京大学工学部電気工学科卒業。同年三菱電機(株)入社。電力送配電システムの研究開発に従事。現在, 同社社会 e ソリューション事業所に勤務。

藤 田 重 人

(正員) 1959 年 7 月 26 日生。1983 年埼玉大学工学部物理学科卒業。同年三菱電機(株)入社。工博。GIS など電力設備の高速サージ・過電圧現象および絶縁の研究に従事。現在, 同社先端技術総合研究所に勤務。物理学会会員。

仁 田 周 一

(正員) 1937 年 9 月 27 日生。1960 年京都大学工学部電気工学科卒業。同年電機メーカーに入社, プロセスの計算制御分野に従事した後, 1985 年東京農工大学工学部教授, 2001 年より東京農工大学名誉教授および育英工業高専・専攻科教授。工博。EMC, システム保全性・安全性の研究に従事。電子情報通信学会, 計測自動制御学会, 日本機械学会, 日本信頼性学会, 日本フuzzy学会, IEEE 会員。