等価均質線路モデルの配電系過渡現象解析への応用

正員 雨谷 昭弘 正員 笠井 由紀
(同志社大学) (関西総合環境センター)

Application of An Equivalent Homogeneous Line Model to A Transient Analysis on A Distribution System

Akihiro Ametani, Member Yuki Kasai, Member
(Doshisha University) (Kansai Environmental Eng.Co.Ltd.)

The paper proposes a simplified model to deal with a distribution system which involves a number of nodes and branches due to earth wire grounding at every some ten meters. The grounding, which is a typical boundary condition, is combined with the shunt admittance of a distributed-parameter line, and thus a distribution line with a number of the earth wire groundings is represented by an equivalent homogeneous line.

The input impedance evaluated using the proposed model agrees with the accurate input impedance. Transients on a distribution system are calculated using the proposed model and the results show a satisfactory accuracy compared with the accurate solutions. By this approach, a computation time step of a transient is greatly increased and therefore a CPU time and a memory required are greatly reduced. The proposed model is expected to be very efficient to carry a transient analysis on a distribution system.

キーワード：分布定数線路、均質線路、接地、境界条件、配電系、過渡現象

1. 緒言

電力システムの過渡現象あるいは定常現象の解析では膨大な数のノードおよびブランチが存在するため、対象とするシステムの簡略化、あるいはデジタル計算による数値解析では計算所要時間およびメモリの削減が重要な研究課題である¹⁾。特に多数の分布定数線路を含むシステムでの過渡現象計算の場合、EMTP等の時間領域解析法では最小線路長で定まる計算時間刻み Δt に反比例する形で計算所要時間およびメモリが増加するため、 Δt を大とする手法が極めて重要である²⁻⁵⁾。例えば、送電線での開閉サージ解析において、架空地線の接地を考慮すると接地間隔 $x_0 = 300m$ としてその伝搬時間は光速仮定で $\tau_0 = 1\mu s$ となり、EMTP等での計算時間刻みは少なくとも $\Delta t = 0.2\mu s$ 程度が必要となる。最大観測時間を交流電圧の半周期程度 $T_{max} = 10ms$ とすると、計算所要時間およびメモリは $T_{max} / \Delta t = N_0 = 5 \times 10^4$ に比例する。開閉サージ解析におけ

る架空地線接地に関する周知の簡略化法である電位零の仮定による架空地線消去の手法を採用すると、今、線路互長を $x = 150km$ としてその伝搬時間は $\tau = 500\mu s$ となり、計算時間刻みは $\Delta t = 5\mu s$ 程度に大きくできる。この時、 $N = 2 \times 10^3$ となり、計算所要時間およびメモリは $N / N_0 = 1/25$ に低減される。

このような計算時間刻み Δt の増大の方策は短い母線を有する変電所と送電線が接続されたシステム、クリート⁶⁾を有するケーブルシステムあるいは架空地線の接地を無視し得ない配電システム等での過渡現象解析に際して極めて重要となる。このため、接地を考慮した等価均質線路の理論⁵⁾、あるいはこの理論を応用したクリートを有するケーブルの等価均質ケーブル⁶⁾等の提案が行われている。

本論文では、分布定数線路の境界条件を線路のシャントアドミタンス中に導入することにより境界条件を有する線路を均質な線路で近似する、極めて簡略かつ実用的な均質

線路モデルを提案する。これらは要約すれば分布定数線路系における境界条件の問題に帰着する。この均質線路モデルを配電システムにおける過渡現象解析に適用し、その精度および経済性について検討を行なう。

2. 均質線路モデル

図1(a)に示すように線路始端ノードSと終端ノードRの間で等間隔 x_0 毎にN+1個の接地を有する回路について考える。各接地点において接地コンダクタンスGを2分割したときの区間'K-1'-'K'の回路を図1(b)に示す。図においてコンダクタンスG/2および線路の4端子定数 F_g, F_d は次式で与えられる。

$$[F_g] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ G/2 & 1 \end{bmatrix}, \quad (1)$$

$$[F_d] = \begin{bmatrix} \cosh \theta' & Z_0' \sinh \theta' \\ Y_0' \sinh \theta' & \cosh \theta' \end{bmatrix}$$

$$\text{ここに、} \theta' = \Gamma \cdot x_0 = \sqrt{\Delta Z' \cdot \Delta Y'} x_0 = \sqrt{Z' \cdot Y'}, \\ Z_0' = 1/Y_0' = \sqrt{Z'/Y'}$$

区間'K-1'-'K'での4端子定数 F_k は上記4端子定数 F_g, F_d - F_g の連続接続として与えられる。

$$[F_k] = [F_g][F_d][F_g] = \begin{bmatrix} A_k & B_k \\ C_k & A_k \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\text{但し、} A_k = \cosh \theta' + (G/2)Z_0' \sinh \theta', \\ B_k = Z_0' \sinh \theta'$$

$$C_k = (Y_0' + G^2 Z_0' / 4) \sinh \theta' + G \cosh \theta'$$

上式より影像パラメータ $Y_{0k} = 1/Z_{0k}$, θ_k を求めると次の結果となる。

$$Y_{0k} = \sqrt{C_k / B_k} = \sqrt{Y_0'^2 + G^2 / 4 + G Y_0' \coth \theta'} \quad (3) \\ \cosh \theta_k = A_k = \cosh \theta' + (G Z_0' / 2) \sinh \theta'$$

上記の区間'K-1'-'K'間の影像パラメータより図1(a)の回路全体の4端子定数Fは次式で与えられる。

$$[F_N] = \begin{bmatrix} \cosh \theta_k & Z_{0k} \sinh \theta_k \\ Y_{0k} \sinh \theta_k & \cosh \theta_k \end{bmatrix}^N \\ = \begin{bmatrix} \cosh \theta_N & Z_{0k} \sinh \theta_N \\ Y_{0k} \sinh \theta_N & \cosh \theta_N \end{bmatrix} \quad (4)$$

ただし、 $\theta_N = N \cdot \theta_k$

上式より、影像インピーダンス $Z_{0k} = 1/Y_{0k}$ および伝達定数 θ_k からなる均質線路は、特性インピーダンス Z_0' 、伝達定数 θ' なる線路とN+1個の接地からなる図1(a)の非均質線路と同一の特性を有していることが知られる。

この等価均質線路のインピーダンスZおよびアドミタンスYを求めるために次の近似を採用する。

$$\cosh x \approx 1 + x^2 / 2, \quad \coth x \approx (1 + x^2 / 3) / x; \\ x = \sqrt{Z' \cdot Y'} = \theta' \ll 1 \quad (5)$$

上式を用いて(3)式の近似を行なうと次の結果を得る。

$$\cosh \theta_k \approx 1 + Z' \cdot Y' / 2 + G / 2 \cdot \sqrt{Z' / Y'} \sqrt{Z' \cdot Y'} (1 + Z' Y' / 6) \\ = 1 + Z' (Y' + G) / 2 + G Z'^2 Y' / 12 \\ \approx 1 + Z' (Y' + G) / 2 = 1 + Z' Y' / 2 = \cosh \sqrt{Z' Y'}$$

$$\therefore \Gamma = \sqrt{Z' Y'} = \sqrt{\Delta Z' \Delta Y'} x_0 \quad (6)$$

$$Y_{0k} = \sqrt{\frac{Y' + G^2 / 4 + G \sqrt{Y' / Z'}}{\sqrt{Z' Y'}}} (1 + \frac{Z' Y'}{3}) \\ \approx \sqrt{\frac{Y' + G}{Z'}} = \sqrt{\frac{Y}{Z'}} \quad (7)$$

(6)、(7)式より等価均質線路のインピーダンスZおよびアドミタンスYは近似的に次式で与えられる。

$$Z = Z', \quad Y = Y' + G \quad (8)$$

上式は接地があっても線路のインピーダンスは変化せず、アドミタンスが元の線路のシャントアドミタンス Y' と接地コンダクタンスGの和として与えられることを意味する。すなわち、距離 x_0 毎に接地コンダクタンスGを有する非均質な線路系は、線路のシャントアドミタンス Y' 以外に単位長あたり G/x_0 の分布的なコンダクタンスを有しているものとして、全シャントアドミタンス $Y = Y' + G$ あるいは単位長あたり $\Delta Y = \Delta Y' + G/x_0$ を有する均質線路で近似的に模擬され得る。この時、図1(a)のN+1個の接地を有する線路全体は次の4端子定数を有する均質線路で近似される。

$$[F_N] \approx \begin{bmatrix} \cosh(\Gamma \cdot x) & Z_0 \sinh(\Gamma \cdot x) \\ Y_0 \sinh(\Gamma \cdot x) & \cosh(\Gamma \cdot x) \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\text{但し、} \Gamma = \sqrt{\Delta Z \cdot \Delta Y}, \\ Z_0 = 1/Y_0 = \sqrt{\Delta Z / \Delta Y} = \sqrt{Z / Y}, \quad x = N x_0$$

(a) 全回路

(b) ノード'K-1'-'K'

(c) (b)のπ形回路模擬

図1 (N+1)個の接地を有する分布定数線路
Fig.1 A distributed-parameter line with (N+1) grounding

以上の結果は直列インピーダンス Z' 、シャントアドミタンス Y' （あるいは伝搬定数 Γ 、特性インピーダンス Z_0' ）を有する分布定数線路を周知の π 形集中定数回路で近似することにより直ちに理解される。この様子を図1(c)に示す。図より、もとの線路のシャントアドミタンスと接地コンダクタンスとからなる並列回路の全アドミタンスとして、 $Y=Y'+G$ が得られることが明らかである。

なお、以上の検討は区間 $K-1'-K'$ 間で π 形回路として解析したものであるが、ノード K' でT形回路として解析しても線路両端の $x_0/2$ の区間を除いて同様の結果が得られる。

3. 入力インピーダンス周波数特性

等価均質線路モデルを応用して多数の接地を有する架空地線の入力インピーダンスについて検討する。図2に示す架空地線1条を有する3相線路について考える。架空地線は等間隔 x_0 毎に接地抵抗 $R_g=1/G$ で接地されているものとする。図3に示す架空地線の各種簡略モデルについて以下検討を行なう。

〈3・1〉 架空地線のみの場合 図2において架空地線(G)のみの場合について検討する。始端 $G0$ (および終端 GN)では $G/2$ の接地コンダクタンスが2個並列に接続されている(全コンダクタンス $G/2 \times 2 = G$)と考えると、 $G0-GN$ 間の4端子定数 $[F]$ は(4)式および(1)式 $[F_g]$ より、

$$[F] = [F_g][F_N][F_g] = \begin{bmatrix} A & B \\ C & A \end{bmatrix} \quad (10)$$

この4端子定数厳密解は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} A &= \cosh \theta_N + (G \cdot Z_{0k} / 2) \sinh \theta_N \\ B &= Z_{0k} \sinh \theta_N \\ C &= (Y_{0k} + G^2 Z_{0k} / 4) \sinh \theta_N + G \cosh \theta_N \end{aligned} \quad (11)$$

前節で説明した均質線路モデルを用いた場合には次式となる。

$$\begin{aligned} A' &= \cosh \Gamma x + (G \cdot Z_0 / 2) \sinh \Gamma x \\ B' &= Z_0 \sinh \Gamma x \\ C' &= (Y_0 + G^2 Z_0 / 4) \sinh \Gamma x + G \cosh \Gamma x \end{aligned} \quad (12)$$

図2の架空地線両端は接地抵抗 R_g を別とすれば開放端となるので、 $G0$ より見た入力インピーダンス Z_{in} は次式で与えられる。

$$Z_{in} = A/C \quad (13)$$

線路5区間($N=5$)の場合の入力インピーダンス計算結果を図4に示す。なお、線路20区間($N=20$)の場合の入力インピーダンスも図4の結果とほぼ同一であった。ここで、 $f=4$ MHzの時の線路定数は以下の通りである。

$$x_0 = 40 \text{ m}, R_g = 1/G = 30 \Omega,$$

$$\Delta G = G/x_0 = 8.33 \times 10^{-4} \text{ S/m}$$

架空地線

$$Y' = j\omega C, \Delta C = 6.05 \text{ pF/m}$$

$$Z_0' = \sqrt{Z'/Y'} \approx 553.9 \Omega$$

$$\Gamma' = \sqrt{Z' \cdot Y'} = \alpha' + j\beta' \quad (14)$$

$$\alpha' = 2.909 \text{ dB/km}, v' = \omega/\beta' = 298.5 \text{ m}/\mu\text{s}$$

等価均質線路

$$Z_0 = \sqrt{Z'/(Y'+G)} = Z_0'/\sqrt{1+G/Y'} \approx 180.8 \Omega$$

$$\Gamma = \Gamma' \sqrt{1+G/Y'} = \alpha + j\beta$$

$$\alpha = 1111 \text{ dB/km}, v = 165.2 \text{ m}/\mu\text{s}$$

上式より、接地抵抗を考慮した等価均質線路の減衰定数は増加、サージインピーダンス、伝搬速度は減少することが知られる。

図2 架空地線1条を有する3相線路
Fig.2 A 3-phase line with a ground wire

図3 各種簡略モデル

Fig.3 Various simplified models

図4(a)において実線は(11)式を用いた厳密解、破線は(12)式および図3(a)の均質線路モデル(簡略モデルB1)の場合である。厳密解は、接地に伴う定在波の半波長 $\lambda/2$ に対応する固有振動周波数 f_0 の整数倍の周波数でインピーダンス低下(共振)現象を示している。

$$\lambda/2 = x_0 = 40m, f_0 = v/\lambda = 3.73MHz \quad (15)$$

その最大値は、始端G0で線路と並列に入るコンダクタンスで決まり、厳密解では 30Ω であるが、モデルB1では 60Ω に漸近する。従って、架空地線全区間を等価均質モデルで模擬するのは不相当であると言える。そこで、図3(b)に示すように架空地線両端の1区間は厳密に接地抵抗を考慮して表現し、ノード'G1'-'GN-1'の区間を等価均質線路で模擬した簡略モデルB2について検討する。この時の入力インピーダンスの計算結果を破線で図4(b)に示す。図より簡略モデルによる計算結果は厳密解に良好に一致していることが知られる。従って、線路両端の区間を残して他は等価均質線路で模擬すれば厳密解を十分に近似し得る結果が得られると言える。

分布定数線路の近似として周知の π 形集中定数回路で各区間を模擬した場合(簡略モデルC1)の入力インピーダンス計算結果を点線で図4(a)に示す。図より π 形回路で線路を模擬した場合の入力インピーダンスは $0 \leq f < f_0 \approx 3.73MHz$ の領域で厳密解に良好に一致していると言えるが、定在波の半波長に対応するインピーダンス低下が見られない。従って、全区間を π 形集中定数回路で模擬する手法は入力インピーダンスの共振現象を再現するには不適切と言える。次に、図3(b)の簡略モデルB2において線路両端の区間を厳密な分布定数線路ではなく、 π 形集中定数回路で表現し、他は等価均質線路モデルを用いた場合(簡略モデルC2)の結果を図4(b)に点線で示す。この場合も、 $f < f_0$ の周波数領域では厳密解をほぼ良好に近似し得ているが、 f_0 の整数倍の周波数でのインピーダンス低下を模擬し得ない。しかし、 $f < f_0$ の周波数領域に限定すれば、近似回路として有用であると考えられる。

以上の検討結果を表1の入力インピーダンスの項にまとめて示す。架空地線のみ系における入力インピーダンスの模擬には、両端区間のみ厳密に模擬し中間部分を等価均質線路で表現する簡略モデルB2が最適であるが、この系における固有振動周波数 f_0 以下の周波数領域での現象を対象とする場合には π 形回路を用いた簡略モデルC1, C2を用いても差し支えないといえる。

〈3-2〉 電力線での入力インピーダンス 図2において電力線A相(PW-A)の始端A0より見た入力インピーダンス厳密解を図5に実線で示す。また結果のまとめを表1に示す。図5(a)より、簡略モデルB1, B2共に厳密解に良好に一致している。一方、図5(b)より π 形回路を用いたモデルC1, C2は厳密解と大きく異なる結果となっており、不相当であると考えられる。

(a) 厳密解およびモデルB1, C1

(b) 厳密解およびモデルB2, C2

図4 架空地線のみの場合の始端G0での入力インピーダンス

Fig.4 Input Impedance at node G0 only with the earth wire

(a) 厳密解およびモデルB1, B2

(b) 厳密解およびモデルC1, C2

図5 全回路での始端A0での入力インピーダンス

Fig.5 Input Impedance at node A0 with whole circuit

従って、多数の接地条件を含む多導体系線路で非接地導体での入力インピーダンスを求めるような場合には、両端区間のみ接地を考慮し全区間を等価均質線路で表現する簡略モデルB1で十分な精度が得られると言える。

4. 過渡現象

〈4.1〉 単位関数電圧印加 図2の電力線A相始端にステップ電圧を印加した時の厳密モデルおよび簡略モデルB1、B2による終端の電圧波形計算結果を図6に示す。図から厳密解に比して提案手法による簡略モデルB1、B2の精度は十分良好であることが明らかであろう。なお、線路両端の区間を厳密に模擬したモデルB2と全区間等価均質線路としたモデルB1とで過渡電圧波形にはほとんど差がない。モデルB1の場合、最短線路長で定まる過渡現象計算刻み時間の制限を解消でき、計算時間刻みを最大N倍程度に大きく設定できるため、所要メモリおよびCPU時間の面で極めて有利である。表1に過渡現象計算の精度、表2に過渡現象計算に必要なCPU時間の比較を示す。表より、同一計算時間刻み $\Delta t=T$ でも簡略モデルB1を用いれば約1/3に時間が短縮され、時間刻みを $\Delta t=5T$ とするとCPU時間は1/10以下に短縮されることがわかる。この場合、所要メモリも1/3程度に低減される。

なお、 $\Delta t=T\sim 5T$ で計算精度にはほとんど差を生じない。参考までに π 形回路を用いたモデルC1、C2による計算結果

表1 各モデルの精度の比較

Table 1 Accuracy of various model

モデル	両端区間	中間	入力インピーダンス		過渡現象	
			GW	PW	GW	PW
A	厳密	厳密	厳密	厳密	厳密	厳密
B1	均質	均質	×	○	×	○
B2	厳密	均質	○	○	○	○
C1	π 形1段	π 形	△	×	△	△
C2	π 形1段	均質	△	×	△	△

(○精度良好 △可 ×不可)

表2 各モデルの所要CPU時間・メモリの比較

Table 2 CPU time and memory required for a transient calculation

モデル	両端区間	中間	CPU時間(ms)/メモリ(KB) : IBM-PS/V		
			$\Delta t=T$	$\Delta t=2T$	$\Delta t=5T$
A	厳密	厳密	6.5/633		
B1	均質	均質	2.4/477	1.3/317	0.66/221
B2	厳密	均質	4.7/596		
C1	π 形	π 形	5.8/631	2.9/637	1.3/631
C2	π 形	均質	4.6/579	2.1/483	1.1/425

($T=10\text{ns}$)

(a) 印加相終端

(b) 架空地線終端

図6 単位関数印加時の過渡電圧
モデルB1、B2

Fig.6 Transient voltages when a step function applied - models B1 and B2

(a) 印加相終端

(b) 架空地線終端

図7 単位関数印加時の過渡電圧
モデルC1、C2

Fig.7 Transient voltages when a step function applied - models C1 and C2

を図7に示す。図より、 π 形回路を用いたC1、C2共に振動波形の周期が厳密解に比して大となっていることが知られる。これは、周知のように分布定数線路の π 形集中定数等価回路がハイパスフィルタの特性を持つことに起因している。従って、1区間当りの π 形回路段数を増やすことにより、もとの分布定数線路に近い結果を得ることができる。また最大電圧のみに注目すれば厳密解に対する誤差は+10%程度であり、過渡電圧解析における安全側の観点からすれば許容し得るものと考えられる。なお、本例では差異が顕著に現れる単位関数波形電圧を印加したが、通常用いられるランプ波、2重指数関数波および正弦波などを印加した場合、波形の差異は小となる。

以上より、多数の電柱における架空地線の接地を考慮した解析に際して、本論文で提案した等価均質線路モデルは極めて有力な手法であると考えられる。

＜4・2＞ 配電システムでの雷サージ過電圧 図8に6kV級配電システムのモデル回路を示す。図において、絶縁階級6号Aに相当する波高値60kV、波頭長1.2 μ s/波尾長50 μ sの雷サージ電圧進行波がA相左端より侵入した時に、この配電システムに発生する過渡電圧について検討する。図9に厳密モデルおよび簡略モデルによる計算結果を示す。簡略モデルB2は線路区間G-Aを通常の分布定数線路、

図8 配電システムモデル回路
Fig.8 A model circuit of a distribution system

区間A-Eを等価均質線路で模擬したものである。簡略モデルC2は線路区間G-Aを π 形集中定数回路、区間A-Eを等価均質線路で模擬したものである。なお、変圧器回路はその漏れインピーダンス、巻線間および巻線一大地間の浮遊容量で模擬した。

図9より、厳密モデル、簡略モデルB2、C2共に変圧器高压側端子では60kV程度の最大電圧が発生しており、簡略モデルによる最大電圧値は厳密解に良好に一致していることが知られる。また、低压側引込線端子AHOME1では厳密モデル、簡略モデルB2共に最大電圧16kVとなっており、良好な一致を示していると言える。しかし、モデルC2では最大電圧7.3kVであり、誤差が大きい。

過渡電圧波形に関しては簡略モデルB2は厳密解に良好に一致している。簡略モデルC2の場合、初期の波形立上がり

(a) 変圧器Tr. A高压側 (APW1)

(b) 変圧器Tr. E 高压側

(c) Tr. A 引込線終端 (AHOME1)

図9 配電システムにおける雷サージ電圧
Fig.9 Lightning surge voltages on a distribution system

部で差異が大であるが、波形全般を見るとほぼ満足できる精度を有していると考えられる。参考までに、区間G-Aを2段の π 形回路で模擬した場合(モデルC3)の結果を一点鎖線で図9に示す。この場合、引込線端子の最大電圧は約12kVとなっており、精度が向上していることがわかる。これは、分布定数線路に対する π 形等価回路の特性に対応しており、更に精度を向上させるには π 形回路の段数を増加させることが必要となる。

本例における簡略モデルの所要CPU時間は、計算時間刻み $\Delta t=T$ 共通とした場合でも厳密モデルの約80%に低減される。簡略モデルC2の計算時間刻みは図8の線路区間A-Eの互長で決定でき、厳密モデルおよび簡略モデルB2の5倍程度に設定できる。 $\Delta t=5T$ とした時、簡略モデルC2の所要CPU時間は厳密モデルの1/5に削減される。なお、この時の計算結果は図9の結果とほぼ同じである。

以上、計算精度と所要CPU時間およびメモリを総合して判断すると、区間G-Aを π 形集中定数回路、残りの区間を等価均質線路で模擬した簡略モデルC2は極めて実用的なモデル手法であると考えられる。なお、メモリの削減のみに重点を置けば、区間G-Aのみ厳密に模擬し、他を等価均質線路で模擬した簡略モデルB2も有効なモデル手法であると言える。

5. 結言

本論文では、境界条件に対応するアドミタンスを分布定数線路のシャントアドミタンスに導入することにより、多数の境界条件を有する非均質線路系を均質な線路で近似する等価均質線路モデルを提案した。この等価均質線路を多数の接地を有する架空地線を含む3相配電システムでの入力インピーダンス周波数応答および過渡現象解析に適用し、計算所要時間およびメモリを削減するための簡略化の方法について検討した。その結果、線路系両端の区間のみ接地を考慮して厳密に模擬し、残りの区間を等価均質線路で模擬することにより、厳密解と同等の精度を得ることができ、かつ計算所要メモリをかなり低減できることを明らかにした。さらに、線路両端区間を周知の π 形集中定数回路で模擬し、残りの区間を等価均質線路で模擬する簡略モデルを用いれば、従来の厳密計算法では最短線路長すなわち1接地区間長 x_0 で定まる計算時間刻み Δt を全区間長 $x=Nx_0$ (N :総区間数)で定まる $N \cdot \Delta t$ 程度に大きくとることができる。従って、所要計算時間およびメモリを1/ N 程度に削減できる。この時の計算結果は厳密解に比してほぼ満足できるものであり、従ってこの簡略化手法は多数の接地を含む線路系の解析に極めて有用と考えられる。

(平成6年3月17日受付)

文献

- 1) 電学論文誌B特集“電力におけるシミュレーション技術”, Vol.113(10), p.1071, 1993.
- 2) W.Scott-Meyer, EMTP Rule Book, BPA, 1982.4.
- 3) H.W.Dommel, EMTP Theory Book, BPA, 1986.8.
- 4) 猪野, “架空送電線路の過渡現象解析におけるマルチステップの適用”, 電気学会論文誌, Vol.B-113, p.1448, 1993.
- 5) L.M.Wedepohl, R.Wasley 'Wave propagation in poly phase transmission systems', Proc. IEE, Vol.112(11), p.2113, 1965.
- 6) 長岡・岸本・田嶋, “クリートを考慮したケーブルシースサージ計算法”, 電気学会論文誌, Vol. B-113(10), p.1113, 1993.

雨谷 昭弘 (正員)

昭和19年2月生。43年同志社大学大学院修士課程修了。48年マンチェスター大学大学院博士課程修了。Ph.D.。43年同志社大学助手、51年助教授。50年～56年BPAにてEMTP開発に従事。60年同志社大学教授、現在に至る。主に、分布定数回路、過渡現象、高調波、数値解析法の研究に従事。51年電気学会論文賞。IEEおよびIEEEフェロー、CIGRE、電子情報通信学会等会員。平4-5IEE日本支部長。

笠井 由紀 (正員)

昭和45年1月生。平成4年同志社大学工学部電子工学科卒業、平成6年3月同志社大学大学院工学研究科博士前期課程修了。同年4月関西総合環境センター入社。