等価回路解析による障害波除去用変圧器の特性算定

Analysis of a Noise-Reduction Transformer Based on an Equivalent Circuit

箕輪信太郎・家名田敏昭・一ノ倉 理*・菊地新喜

東北学院大学工学部, 多賀城市中央 1-13-1 (☎985-8537)

*東北大学大学院工学研究科, 仙台市青葉区荒巻字青葉 (☎980-8579)

S. Minowa, T. Yanada,* O. Ichinokura,* and S. Kikuchi

Dept. of Elec. Engng., Tohoku Gakuin Univ., 1-13-1 Chuo, Togajo 985-8537

*Dept. of Elec. and Comm. Engng., Tohoku Univ., Aramaki, Aoba, Aoba-ku Sendai 980-8579

This paper describes the equivalent circuit analysis of a noise-reduction transformer. The optimum design and quantitative analysis of noise-reduction transformers have not yet been clarified. To determine a method for realizing the optimum design of noise-reduction transformers we discuss the noise attenuation characteristics of the noise-reduction transformer. On the basis of experiments and equivalent circuit analysis. The circuit parameters of the equivalent circuit are dependent variables, but in the equivalent circuit analysis, the parameters are independent variables. We also discuss the dependence of the noise attenuation on the circuit parameters.

Key words: noise-reduction transformer, conductive noise, attenuation, EMI, EMC

1. はじめに

半導体技術の発達により, 電気・電子機器は小型化, デジタル化され, 低電圧, 小電力動作の機器が増加する傾向にある。しかしながら機器の小型化に伴う実装部品の高密度化や絶縁耐力の低下により, 電氣的ノイズに起因する機器の誤動作や故障が大きな問題となっている。

これまで筆者らは電源線を介して進入する伝導性ノイズの除去を目的として, 電源部分に設置する障害波除去用変圧器に関して変圧器を試作し, ノイズ減衰特性について検討をしてきたが¹⁾, 障害波除去用変圧器の設計方法は確立していないのが現状である。そこで本稿では障害波除去用変圧器の最適設計方法の確立を目的として, ノーマルモードノイズ減衰量の周波数特性について変圧器の等価回路を用いて特性算出を行い, 試作変圧器の実測値との比較および回路定数の特性への影響について検討した結果について報告する。

2. 試作変圧器の構成および特性

Fig. 1 に試作変圧器の構成を示す。磁心には厚さ 0.35 mm の方向性ケイ素鋼板を積層した C 形カットコアを用いている。ノイズ伝搬を低減するため, 各巻線を磁心の両脚に個々に分けて巻き, 1 次 2 次巻線間の分布容量を低減している^{2), 3)}。また両巻線の各々の巻線を銅箔で包み, これを接地することで静電シールドとしている。Table 1 に試作変圧器の諸元, また Table 2 に定格負荷 (負荷力率=1.0) 接続時の特性を示す。

Fig. 1 Dimensions of a magnetic core and schematic diagram of a transformer.

Table 1 Rating of the transformer

Primary / Secondary		Rating [VA]
Rated voltage [V]	Rated current [A]	
100	0.5	50

Table 2 Performance of the load characteristics
(Power factor of the load=1.0)

Voltage regulation ε [%]	Efficiency η [%]	Input power factor PF _i [%]
10.6	86.0	98.5

3. 等価回路に基づくノイズ減衰量算定

3.1 障害波除去用変圧器の等価回路

Fig. 2 に計算に用いたノーマルモードにおける障害波除去用変圧器の等価回路を示す。等価回路は一般に用いられている T 型等価回路に高周波領域で影響してくる分布容量を考慮し, 巻線容量 C_1, C_2 および巻線間容量 C_w を加えたものとなっている。 r_1, r_2 は巻線抵抗, L_1, L_2 は漏れインダクタンス, R_f は等価鉄損抵抗, L_f は励磁インダクタンスである。Table 3 に回路定数を示す。回路定数は周波数 50 Hz において実測した値である。本計算では変圧器のノイズ減衰特性を算出するに当たり, 等価回路を四端子回路として扱い, その四端子定数を用いて計算を行っている。Fig. 2 の等価回路に四端子行列を適用すると, 入出力電圧, 電流の関係は次式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (1)$$

ここで 2 次側開放とした場合 $V_2 = AV_1$ [V], 2 次側に負荷を接

Fig. 2 Equivalent circuit with distributed capacitance.

Table 3 Circuit parameters of the transformer ($f=50$ [Hz])

r_1 [Ω]	r_2 [Ω]	R_f [$k\Omega$]	L_1 [mH]	L_2 [mH]	L_f [H]	C_1 [pF]	C_2 [pF]	C_w [pF]
8.21	8.15	3.25	40.8	40.5	14.4	357	360	120

Fig. 3 Frequency characteristics of the transformer.

続した場合は $V_1 = AV_2 + BI_2$ [V] となり、ノイズ減衰量はそれぞれ次式となる。

$$\alpha = 20 \log_{10} \left| \frac{V_2}{V_1} \right| = -20 \log_{10} |A| \quad [\text{dB}],$$

$$\alpha = -20 \log_{10} \left| A + \frac{B}{Z} \right| \quad [\text{dB}] \quad (2)$$

計算に用いた Fig. 2 の四端子定数 A, B は次式のようになる。

$$A = \frac{K_1 + j\omega(C_2 + C_w)K_2}{1 + j\omega C K_2} \quad B = \frac{K_2}{1 + j\omega C_w K_2} \quad (3)$$

$$\text{ただし } K_1 = 1 + \frac{r_1 + j\omega L_1}{R_f} - j \frac{r_1 + j\omega L_1}{\omega L_f}$$

$$K_2 = r_1 + j\omega L_1 + (r_2 + j\omega L_2)K_1$$

Fig. 3 にノーマルモードにおけるノイズ減衰量周波数特性の実測値と(2)式による計算値を、無負荷時および定格負荷時 ($Z=200$ [Ω], 負荷率 1.0) について示す。無負荷時の特性は実測値、計算値共にカットオフ周波数以下の低周波領域ではノイズ減衰量が等しく 0 dB であり、カットオフ周波数がほぼ等しくなっている。定格負荷時の特性は実測値、計算値共に低周波領域から 10 kHz 付近までの減衰量が同様な傾向で増加しており、良好な対応が見られる。また無負荷時と定格負荷時の実測値を比較すると、定格負荷時では 100 Hz から 1 MHz 付近にかけて減衰量が増加している。これは計算値においても同様な傾向を示している。一方、高周波領域においては無負荷、

負荷接続時共に実測値に多数の共振点が存在しているのに対し、計算値では一定のノイズ減衰量を示している。これは計算に用いた回路定数値が周波数 50 Hz で測定した値であり、回路定数の周波数依存性を考慮していないことが原因の一つと考えられる。また、Fig. 3 に示されるように、中域から複雑な共振の存在する高周波領域にかけてのノイズ減衰量は、定格負荷時に比べて無負荷時の方が小さく特性が悪いことから、以下の計算では無負荷時について検討を行った。

3.2 回路定数とノイズ減衰量

回路定数は変圧器形状や定格によりある程度決定されるため、実機の設計において各回路定数を任意に設定することは困難であるが、個々の回路定数の変化によるノイズ減衰量の変化の定量化を目的として、今、各回路定数を独立で変化させた場合について特性算定を行った。

Fig. 4 に L_2 を変化させた場合の計算結果を示す。図より L_2 は増加、減少共に、カットオフ周波数付近の特性にのみ影響を与えることがわかる。 L_2 を増加させることにより共振点の減衰量が減少し、それ以上の領域に減衰量の最大値が現れている。 L_2 を減少させると、カットオフ周波数付近の減衰量が全体的に増加しており、減衰量のピークが現れている。これらのことより、 L_2 は減少させることによって特性改善ができると考えられる。 L_2 は 2 次側漏れインダクタンスであり、一般に巻数を減らす、鉄心と巻線の間隔を狭くすれば減少することができる⁴⁾。

Fig. 4 Calculations of frequency characteristics with various secondary leakage inductances.

Fig. 5 Calculations of frequency characteristics with various secondary stray capacitances.

Fig. 5 に C_2 を変化させた場合の計算結果を示す。 C_2 を増加させると、 C_2 の増加に比例して共振点の減衰量が減少し、カットオフ周波数以上の高周波領域での減衰量が増加していることがわかる。これは C_2 と L_2 によりローパスフィルタが形成されているためと考えられる。 Fig. 4 に示されるように、 L_2 を変化させた場合はローパスフィルタの効果が現れていない。これは L_2 が他の回路定数ともフィルタを形成しており、その影響が C_2 とのローパスフィルタの効果を打ち消す働きをしているためと考えられる。一方、 C_2 を減少させると、カットオフ周波数以下の 10 kHz 付近の減衰量が増加しているものの、ローパスフィルタの効果がなくなり、共振点の減衰量も減少している。仮に L_2 と C_2 がローパスフィルタのみを形成しているならば、 C_2 を減少させた場合の特性はカットオフ周波数以上の領域で減衰量を減少するだけと考えられるが、 Fig. 5 に示されるようにカットオフ周波数以下の減衰量も増加している。これより C_2 減衰量も他の回路定数とローパスフィルタ以外のフィルタを形成していると考えられる。以上より C_2 は増加させることにより特性改善ができると考えられる。実際に C_2 を増加させる方法としては、巻数を増やして巻線の導線の密度を増加することで、 C_2 を構成している導線間と対向面積を変化させることができる。

Fig. 6 に r_1 を変化させた場合の特性を示す。 r_1 は減少させても特性に変化はみられず、増加させた場合にカットオフ周波数以下の低周波領域で減衰量が増加しており、特に 10 Hz 以下の領域で大幅に増加していることがわかる。これより、 r_1 を増加させると通常の変圧器動作、すなわち商用電源周波数を減衰なく通過させるという特性が得られず、好ましくない。よって r_1 を変化させることでの特性改善は困難であり、 r_1 は低周波領域での減衰の影響が現れない値とすることが望ましい。

Fig. 7 に L_f を変化させた場合の特性を示す。 L_f を増加させた場合は特性に変化はみられず、減少させた場合にカットオフ周波数以下の低周波領域で減衰量が増加している。これより r_1 と L_f とでハイパスフィルタが形成されていると考えられる。また L_f による特性変化も r_1 と同様に低周波領域での減衰量の増加のみであり、カットオフ周波数以上の減衰量は変化しないことがわかる。よって L_f の変化によるノイズ減衰量の増加

Fig 6 Calculations of frequency characteristics with various primary winding resistances.

Fig. 7 Calculations of frequency characteristics with various exciting inductances.

Fig. 8 Calculations of frequency characteristics with various equivalent iron-loss resistances.

は望めないものと考えられる。

Fig. 8 に R_f を変化した場合の計算結果を示す。 R_f は増加、減少共に共振周波数での減衰量が減少しており、共振点の減衰量に関して、 R_f は Table 3 に示した値の計算値が最も良い減衰量を示している。また 100 kHz 以上の高周波領域の特性には変化がみられない。 R_f を増加した場合はカットオフ周波数以上に減衰量のピークが存在している。 R_f を減少させるとカットオフ周波数までの周波数領域全体でノイズ減衰量が増加しているが、特に 100 Hz 付近からカットオフ周波数までの周波数領域で R_f の減衰量に比例してノイズ減衰量が大きく増加していることがわかる。 R_f は増加、減少共に減衰量が増加する。したがって減衰量を増加させたい周波数領域の設定により R_f の値も変化する。また、 R_f を変化させずに特定周波数の減衰量減少による特性悪化を防ぐこともできる。

Fig. 9 に L_1 を変化した場合の計算結果を示す。この特性は Fig. 8 の特性とほぼ対照的な特性となっていて、 L_1 を減少させた場合は R_f を増加させた場合の特性と類似している。 L_1 を増加させた場合は R_f を減少させた場合と同様にカットオフ周波数以下の低周波領域で減衰量が増加している。しかし、 R_f の場合と異なり、共振周波数の減衰量に減少はみられない。これより L_1 による特性改善は L_1 を増加させることにより可能であると考えられる。しかし、 L_1 を増加させ過ぎると商用電源周波数における減衰量の増加も招く可能性がある。また R_f と L_1 について検討を行った結果、これらと C_w によりバンド

Fig. 9 Calculations of frequency characteristics with various primary leaking inductances.

Fig. 10 Calculations of frequency characteristics with various secondary winding resistances.

エリミネーションフィルタが形成されていることがわかった。

Fig. 10 に r_2 を変化した場合の計算結果を示す。 r_2 は増加した場合に共振周波数の減衰量がわずかに増加するにとどまった。これより r_2 による特性への影響は軽微なものと考えられる。

障害波除去用変圧器として所望の特性は、商用電源周波数での減衰がなく、それ以上の周波数帯域での減衰が大きいことである。本解析では回路定数を独立で変化させることによる特性の影響を考察した。その結果、各回路定数で形成されるフィルタの特性が変化し、ノイズ減衰特性にも影響を与えることがわかった。 r_1, L_1 はハイパスフィルタを形成し、高周波領域でのノイズ減衰量の増加には寄与せず、 L_2, C_2 はローパスフィルタ

を形成し、特性の改善が図れることが判明した。しかし r_2 のようにほとんど特性に影響を与えない回路定数や、 C_1 のように計算式中に存在しないため影響自体を解析できない回路定数も存在した。

変圧器の回路定数は従属変化し、複雑な影響を与えるが、 r_2 のような定数であれば、他の回路定数に従属的に変化させられたとしても、特性への影響は少ない。また r_1, r_2, L_1, L_2 、および C_1, C_2 を増加させるには変圧器の入出力端に各々抵抗、コイル、コンデンサを接続することによって、他の回路定数への影響を最小限に抑えつつ各回路定数を独立で増加させることが可能であると考えられる。

4. ま と め

以上、障害波除去用変圧器の等価回路解析によるノイズ減衰量算定と回路定数がノイズ減衰特性へ与える影響について述べた。今回の計算においては、電源用変圧器としての特性を考慮していないが、回路定数を変化させた場合、効率や電圧変動率などの性能が低下する可能性が考えられる。したがって、これらの点を考慮し、要求される特性に応じた設計を行う必要がある。

今後は本解析では特性計算式に含まなかった C_1 の影響や各回路定数の周波数特性を考慮した等価回路モデルの構築、またコモンモードにおける等価回路の決定、およびそれらによる各回路定数の特性への影響についてさらに詳細に検討し、障害波除去用変圧器の最適設計法を確立する予定である。

謝 辞 変圧器を製作して頂いた大洋電子(株)に感謝します。

文 献

- 1) 一ノ倉 理, 佐々木 茂, 秦泉寺敏正: 電気学会マグネティックス研究会, 多賀城, 1992, MAG-92-195 (電気学会, 東京, 1992).
- 2) 家名田敏昭, 松田隆司, 一ノ倉 理, 秦泉寺敏正: 平成6年電気学会全国大会, 東京, 1993, 1804 (電気学会, 東京, 1993).
- 3) T. Yanada, T. Matsuda, O. Ichinokura, and T. Jinzenji: *IEEE Trans. Magn.*, **30**, 4860 (1994).
- 4) 坪島茂彦, 羽田正弘: 図解変圧器—基礎から応用まで—, p. 50 (東京電機大学出版局, 東京, 1981).

1997年10月28日受理, 1998年2月2日採録