

トランスフィルタの特性算定法

藤田 宏, 山口 健一, 作井 正昭*
前田 勉**, 沢田 宗晴***

1. 緒 言

電子装置の普及に伴い、負荷から発生する雑音の配電系統に及ぼす影響が大きな問題となっている。1976年に A.Kusko 氏等によって低域フィルタと変圧器を兼ねた構造のトランスフィルタの研究が報告された⁽¹⁾。

彼等はこのトランスフィルタを各回路定数が一定の定数であるものとして簡単な T 形等価回路に変換して伝達アドミッタンスを求め、周波数しゃ断特性の優れていることを示した。しかし、この変圧器は R-L-C 形の低域フィルタであると同時に磁気飽和による直列および並列鉄共振回路を含む磁気漏れ変圧器である。

この種の変圧器を設計する場合、使用範囲内で直列鉄共振による跳躍現象や並列鉄共振による電流の急上昇を生ずるようなことは避けなければならない。

A.Kusko 氏等の T 形等価回路では周波数しゃ断特性はかなり正確に求めることができるが、鉄共振を含む特性を正確に求めることができない。

我々はこの変圧器について、鉄共振を含む特性を正確に求めるために磁気回路の磁気飽和による回路定数の変化を考慮した等価回路と解析法を誘導し、精度の高い方法であることを実証した。

また、この等価回路を用いてこの変圧器の設計計画、特性に影響を与えると考えられるキャパシタ容量及び漏れ磁路寸法の特性に与える影響をシミュレーションにより明かにした。

この解析法はこれらの影響や特性を正確に求めることができ、キャパシタ容量の選定や漏れ磁路寸法の決定など、設計計画上の寸法決定や経済設計などの最適設計に有効に利用できると思われる。

2. トランスフィルタの構造

ここで取り扱うトランスフィルタは A.Kusko 氏等によって提案されたものと全く同じ構造のものである。我々が実験及び解析に供するために試作したトランスフィルタの寸法とその概容を示すと図 1のごとくである。

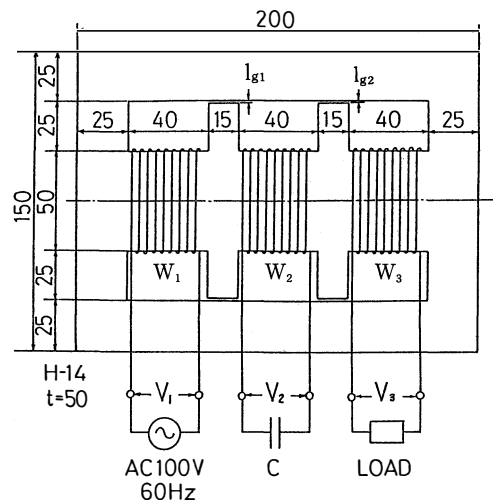


図1 トランスフィルタの構造
Fig.1 Illustration of Transfilter

* 富山大学工学部 ** 石川工業高等専門学校 *** 北陸電機製造株式会社

図1に於て W_1 は電源に接続する1次巻線であり、 W_2 はキャパシタを接続する巻線で2次巻線と呼ぶ、また、 W_3 は負荷を接続する出力巻線であり、3次巻線と呼ぶことにする。

磁気回路を構成する鉄心は図1に示すように W_1 と W_2 の間及び W_2 と W_3 の間の2箇所にエアギャップ長 l_{g1} 、 l_{g2} のギャップを有する漏れ磁路を設けてある。

この1次巻線に正弦波電圧を印加し、3次巻線にサイリスタ位相制御負荷のような雑音源となる負荷を接続したとき、雑音をしゃ断し、1次電圧及び電流は雑音を含まないひずみのない正弦波となる。

この変圧器の使い方は A.Kusko 氏等の提案した方法と逆の使い方になる。この変圧器のフィルタとしての特性は構造からわかるように双方向性であり、負荷雑音を除去する目的からこの方法で解析を行なった。

この変圧器は図1の構造からわかるように磁気漏れ変圧器であると同時に、使用電圧範囲を広げれば鉄共振形定電圧、定電流変圧器にもなる。定電圧、定電流特性を持たせた範囲では鉄心の飽和領域を用いるのでフィルタ効果は弱くなる。

A.Kusko 氏等はこの変圧器について周波数伝達特性だけを示したが、本論文の方法では鉄共振特性についても明らかにできる。また、鉄共振を含む回路の算定には図式算定法も有効に用いられているが、⁽²⁾⁽³⁾ 本論文では数式化による特性算定を行う。

3. 等価回路とベクトル

図1に示すトランスフィルタは対称構造であるから、検討を単純化するために片側の磁気回路をとれば、図2の磁気回路を得る。図2に於て F_1 、 F_2 、 F_3 は W_1 、 W_2 、 W_3 の起磁力であるが、鉄損を考慮するために中央の回路に鉄損分の起磁力源として F_c を追加した。この磁気回路より、図3(a)に示す等価回路を得る。図3(b)に参考のため、A.Kusko 氏等の等価回路を示した。⁽⁴⁾⁽⁵⁾⁽⁶⁾

図3(a)に於て、 R_1 、 R_2 、 R_3 は1次、2次、3次巻線の巻線抵抗、 R_0 は鉄損抵抗、 X_{G1} 、 X_{G2} は漏れ磁路のギャップ部分の漏れリアクタンスである。 R_0 、 X_{G1} 、 X_{G2} は周波数が一定であれば定まった値になる。これに対して、側磁路の自己リアクタンス X_1 、 X_4 、 X_5 及び側磁路と直列回路を構成する磁路からなる漏れ磁路の鉄心部分のリアクタンス X_{e1} 、 X_{e2} は誘導電圧 E_1 による磁化の磁気飽和によって変化する。

ここで、誘導電圧について検討を加えるために、トランスフィルタのベクトル図を求めてみる。

W_1 、 W_2 、 W_3 の誘導起電力を \dot{E}_1 、 \dot{E}_2 、 \dot{E}_3 、電流を \dot{I}_P 、 \dot{I}_S 、 \dot{I}_T 、巻数を N_1 、 N_2 、 N_3 とすれば、等アンペアターンの法則より式(1)の関係を得る。

$$N_1 \dot{I}_P = -(N_2 \dot{I}_S + N_3 \dot{I}_T) \tag{1}$$

この関係から、この場合のベクトル図は一般の変圧器の場合とかなり異なる図4のベクトル図を得る。

すなわち、 W_2 に比較的容量の大きなキャパシタを接続するので W_2 の電流は $\pi/2$ に近い進相電流となる。このため、1次巻線電流は進み電流となり、1次入力端子電圧 \dot{V}_1 より誘導電圧 \dot{E}_1 の方が大きくなる。

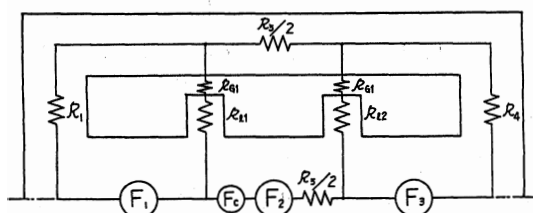
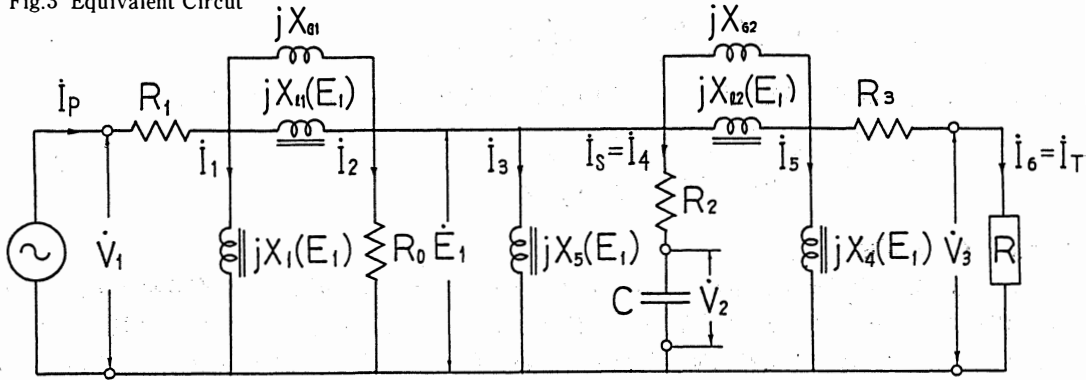
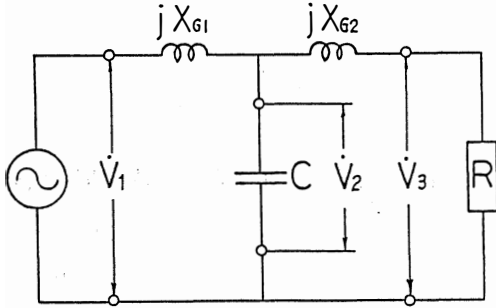


図2 トランスフィルタの磁気回路
Fig.2 Magnetic Circuit of Transfilter

図3 等価回路
Fig.3 Equivalent Circuit



(a) 磁気飽和を考慮した精密な等価回路



(b) A.KUSKO 氏の等価回路

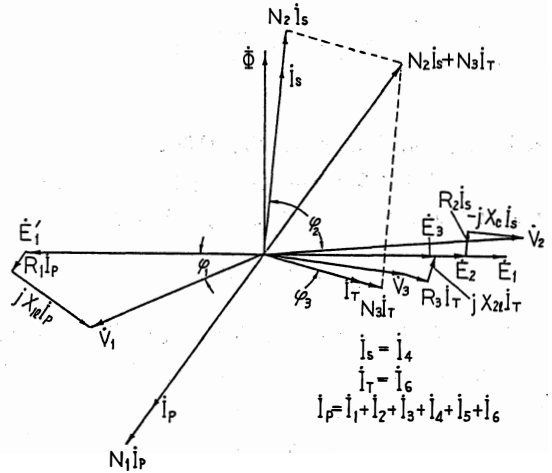


図4 ベクトル図
Fig.4 Vector Diagram

磁化は誘導電圧に等しい電圧で行われることになるから、各リアクタンスの算定にはこの \dot{E}_1 による磁気飽和の影響を考慮して行なわなければならない。このため、 \dot{V}_1 基準の計算は不可能であり、 \dot{E}_1 基準の計算結果から \dot{V}_1 を求める方法をとらなければならない。

4. 回路定数の算定と回路方程式

R_1, R_2, R_3 は巻線抵抗であり、これらの値は簡単な算術計算による設計値または実測によって直接知ることができる値であるので、この他の回路定数の算定法について説明する。

4.1 R_0 の算定

商用周波数(トランスフィルタとして使用する時の電源周波数) f_c [Hz] の任意の電圧 E_{C1} で磁化したときの鉄損を W_{CC} [W] とする。このとき的小数で表わしたヒステリシス損とわず電流損の割合を α_H, α_E とすれば、任意の周波数 f [Hz], 磁化電圧(誘導電圧に相当) E_1 のときの鉄損 W_C [W] は次式で

表わされる。⁽⁷⁾⁽⁸⁾

$$W_C = W_{CC} \left\{ \alpha_H \frac{f}{f_C} \left(\frac{E_1}{E_{C1}} \right)^2 + \alpha_E \left(\frac{f E_1}{f_C E_{C1}} \right)^2 \right\} \quad (2)$$

したがって、 R_0 は次式で与えられ、 E_1 とは無関係で周波数 f のみによって変る値となる。

$$R_0 = \frac{E_1^2}{W_C} = \frac{E_{C1}^2}{W_{CC} \left\{ \alpha_H \frac{f}{f_C} + \alpha_E \left(\frac{f}{f_C} \right)^2 \right\}} \quad (3)$$

4.2 X_{G1} , X_{G2} の算定

X_1 , X_2 は漏れ磁路のギャップ部分の漏れリアクタンスである。したがって、真空誘磁率を $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ [H/m], ギャップ部分の磁路の断面積をそれぞれ S_{g1} , S_{g2} [m²], ギャップ長をそれぞれ l_{g1} , l_{g2} [m]とすれば、1次側に換算した漏れ磁路のギャップ部分の漏れリアクタンス X_{G1} , X_{G2} は次のように与えられる。

$$X_{G1} = 2\pi f \frac{\mu_0 S_{g1} N_1^2}{l_{g1}} \quad (4)$$

$$X_{G2} = 2\pi f \frac{\mu_0 S_{g2} N_1^2}{l_{g2}} \quad (5)$$

4.3 X_1 , X_4 , X_5 , $X_{\ell 1}$, $X_{\ell 2}$ の算定

トランスフィルタの鉄心を f_c [Hz]で磁化したとき、磁化電流 I_{mc} を式(6)で示すように磁化電圧 E_1 の m 次式で近似して表わされるものとする。

$$I_{mc} = \sum_{n=0}^m a_n E_1^n \quad (6)$$

任意の周波数 f [Hz]のときの磁化電流 I_{mf} は磁束密度は周波数に反比例するから、式(6)の E_1 の代りに E_1 を f_c/f 倍した電圧を代入した値になる。すなわち、このときの磁化電流・電圧曲線は次式で近似される。

$$I_{mf} = \sum_{n=0}^m a_n \left(\frac{f_c}{f} E_1 \right)^n \quad (7)$$

したがって、このときの鉄心の誘磁率 $\mu(E_1)$ は鉄心の磁路の長さを l [m], 断面積を S [m²]とすれば次式で与えられる。

$$\mu(E_1) = \frac{E_1}{I_{mf}} \cdot \frac{l}{2\pi f S N_1^2} \quad [\text{H/m}] \quad (8)$$

この値を用いて、任意の誘導電圧 E_1 , 任意の周波数 f のときの1次側に換算した X_1 , X_4 , X_5 , $X_{\ell 1}$, $X_{\ell 2}$ はそれぞれ磁路の長さを図5のようにとり、それぞれの断面積を S_1 , S_4 , S_5 , $S_{\ell 1}$, $S_{\ell 2}$ とすれば、式(9)~(13)のように与えられる。

なお、漏れ磁路の鉄心部分の飽和は予測することは困難である。しかし、幸いにしてこの部分は直列にギャップを有しており、ギャップのパーミアンスが小さいため、この部分の磁束密度は他の鉄心磁路に比較してかなり低く、飽和することはないと考えられる。この理由から、この部分の透磁率を無限大と考えてこの部分のリアクタンスを無視する。

$$X_1 = 2\pi f \frac{\mu(E_1) \cdot S_1}{l_1} N_1^2 \quad (9)$$

$$X_4 = 2\pi f \frac{\mu(E_1) \cdot S_4}{l_4} N_1^2 \quad (10)$$

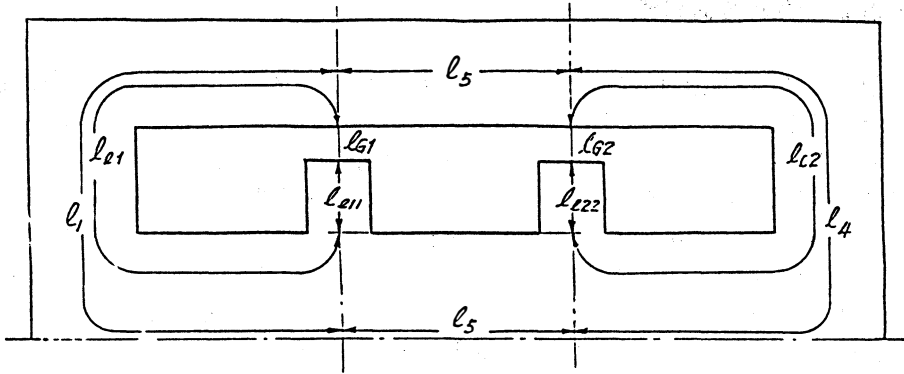


図5 磁路の長さ
Fig.5 Magnetic Path Lengths

$$X_5 = 2\pi f \frac{\mu(E_1) \cdot S_5}{l_5} N_1^2 \quad (11)$$

$$X_{e1} = 2\pi f \frac{\mu(E_1) \cdot S_{e1}}{l_{e1}} N_1^2 \quad (12)$$

$$X_{e2} = 2\pi f \frac{\mu(E_1) \cdot S_{e2}}{l_{e2}} N_1^2 \quad (13)$$

なお、 X_C の値はいうまでもなく次式で与えられる。

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C} \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \quad (14)$$

4.4 回路方程式

以上のように、図3(a)の等価回路の各回路定数を求めることができるが、図4のベクトル図からわかるように、この変圧器では1次入力端子電圧を基準にとって特性を求めることは困難である。すなわち、回路定数が \dot{E}_1 によって変化するのであるから、 \dot{E}_1 を基準にとった回路方程式から \dot{V}_1 を求めることになる。ここで、式を簡単にするために漏れ磁路のリアクタンスを式(15)、(16)のように表わす。

$$X_{1e}(E_1) = \frac{X_{G1} \cdot X_{e1}(E_1)}{X_{G1} + X_{e1}(E_1)} \quad (15)$$

$$X_{2e}(E_1) = \frac{X_{G2} \cdot X_{e2}(E_1)}{X_{G2} + X_{e2}(E_1)} \quad (16)$$

これらの値を用いて、この場合の磁気飽和による回路定数の変化を考慮に入れた図3(a)の等価回路に適用する妥当な回路方程式は非線形複素マトリクスで表わされる式(17)で与えられる。

$$\begin{pmatrix} 1 & -R_1 & -R_1 - jX_{\nu}(E_1) & -R_1 - jX_{\nu}(E_1) & -R_1 - jX_{\nu}(E_1) & -R_1 - jX_{\nu}(E_1) & -R_1 - jX_{\nu}(E_1) \\ 0 & j(X_1(E_1) + X_{1e}(E_1)) & -jX_{\nu}(E_1) & -jX_{\nu}(E_1) & -jX_{\nu}(E_1) & -jX_{\nu}(E_1) & -jX_{\nu}(E_1) \\ 0 & 0 & R_0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & jX_5(E_1) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_2 - jX_C & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & j(X_{2e}(E_1) + X_2(E_1)) & jX_3(E_1) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & jX_3(E_1) & R_3 + R + jX_3(E_1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{V}_1 \\ \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \\ \dot{I}_3 \\ \dot{I}_4 \\ \dot{I}_5 \\ \dot{I}_6 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dot{E}_1 \\ \dot{E}_1 \\ \dot{E}_1 \\ \dot{E}_1 \\ \dot{E}_1 \\ \dot{E}_1 \\ \dot{E}_1 \end{pmatrix} \quad (17)$$

5. 電圧・電流特性と負荷特性

図3(b)の等価回路では磁気飽和による鉄共振特性が考慮されないため、各部の電圧及び電流は V_1 に比例するだけで正確な電圧・電流特性は求まらない。

図3(a)の等価回路に適用した式(17)から求めた結果は誘導電圧 E_1 による磁気回路の磁気飽和によって生ずる変化を考慮した回路定数を用いるため、鉄共振を含む特性を明かにできる。

式(17)に従って求めた電圧・電流特性と負荷特性を実験結果と比較したものが図6及び図7である。

図6からは並列鉄共振特性も明確に高精度に把握できており、実測値ともよく一致していることがわかる。また、図7から負荷特性も高精度に求まっており、磁気飽和と変圧器の典型的特性である過負荷時の一次電流の減少する特性も実測値とよく一致して明確に把握されている。

これらの結果から、電圧・電流特性や負荷特性の算定法としてこの解析法は精度の高い有効な方法であることが立証される。

6. 周波数伝達特性

周波数伝達特性はA.Kusko氏等の示した簡単なT型等価回路からも実用上十分な精度で求めることができるが、式(17)の解より V_1 、 I_6 を用いて任意の周波数 f に関して次式によって与えることができる。

$$G(f) = 20 \log_{10} \left(\frac{V_3(f)}{V_1(f)} \right) = 20 \log_{10} \left(\frac{R \cdot I_6(f)}{V_1(f)} \right) \quad [\text{dB}] \quad (18)$$

式(18)による計算結果と実験結果およびA.Kusko氏等のT形等価回路による結果を比較したものが図8である。

図8より、周波数伝達特性の算定に関してはA.Kusko氏等の示した方法は簡単な方法で、実用領域の精度も高く実用上十分な方法といえる。しかし、本法は低周波領域も含めて周波数全域にわたる精度が高く、更に改善した方法といえる。

以上の結果から、この方法による解析結果は周波数伝達特性にかぎらず、電圧・電流特性や負荷特性などの鉄共振を含む特性もかなり高精度に求められることを立証している。

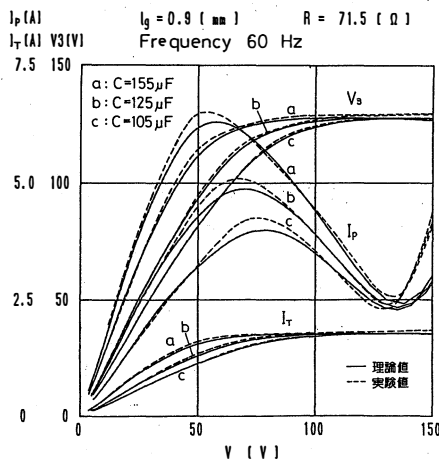


図6 トランスフィルタの電圧・電流特性
Fig.6 Voltage-Current Characteristics

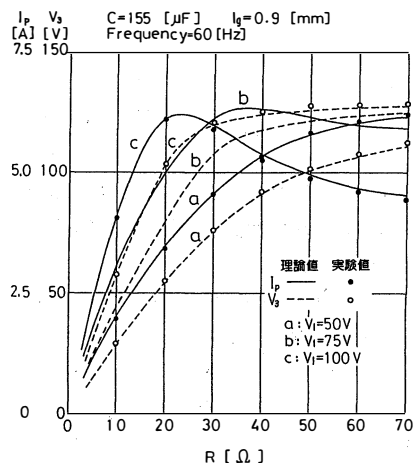


図7 負荷特性
Fig.7 Load Characteristics

7. 特性解析シミュレーション

以上の解析結果と実験値の比較から本法の信頼性が立証できるので、この方法を用いてトランスフィルタの利用上または設計上重要と考えられるキャパシタ容量の影響と漏れ磁路のギャップ長が特性に及ぼす影響をシミュレーションにより求め、考察を加えてみる。

7.1 電圧・電流特性に関するシミュレーション

7.1.1 キャパシタ容量の影響

キャパシタ容量を変えて電圧・電流特性の変化を求めてみたものが図9である。図9の結果から、キャパシタ容量の小さい範囲では並列鉄共振のみを生ずるが、キャパシタ容量が大きくなると直列鉄共振による跳躍現象が現われることがわかる。

直列鉄共振は主に $X_{1\ell}(E_1)$ と X_C の間における共振と看されるが、実際には $X_{1\ell}(E_1)$ と他の誘導性リアクタンスで構成される回路網の合成誘導リアクタンスと X_C の間で直列鉄共振を生ずる。このため、 $X_{1\ell}(E_1)$ が X_C よりいくらか大きな値のときに直列鉄共振を生ずる。この値は回路網の非線形要素が複雑に関係するので式(17)の解を求めてみるのが最も早道である。

また、並列鉄共振は主に $X_5(E_1)$ と X_C の間で生ずるが、他の非線形誘導性リアクタンスも多少並列回路要素として影響を及ぼす。この理由から、直列鉄共振の場合と同様に $X_5(E_1)$ の値が X_C よりいくらか大きい値のときに並列鉄共振を生ずる。

トランスフィルタを設計計画する際、直列鉄共振は跳躍現象を生じ、1次電圧を並列鉄共振を生ずる電圧を超えて高くすると1次電流が急増するから、これらの範囲を避けて計画する必要がある。

7.1.12 漏れ磁路ギャップ長の影響

漏れ磁路のギャップ長を変えて電圧・電流特性の変化を求めてみた結果が図10である。図10の結果から、漏れ磁路のギャップ長の大きい範囲では並列鉄共振だけを生じているが、ギャップが小さくなると直列鉄共振も生ずるようになる。

この結果から、キャパシタの選択と同様に漏れ磁路ギャップ長をあまり小さくすると直列鉄共振による跳躍現象を生ずるので制限を受ける。その制限を規定する条件はキャパシタ容量を変えたときと同じである。

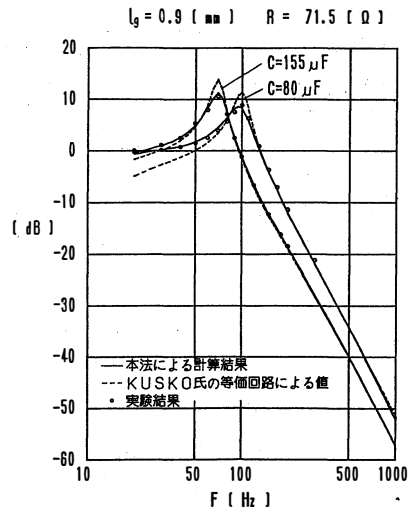


図8 周波数伝達特性
Fig.8 Frequency Transfer Characteristics

7.2 周波数伝達特性に関するシミュレーション

7.2.1 キャパシタ容量の影響

キャパシタの容量を変えて周波数伝達特性を求めてみたものが図11である。図11の結果からキャパシタ容量が大きくなる程シャ断周波数が低くなり、また、シャ断特性が良くなる傾向がある。これらの傾向は定性的にも予測できることであるが、その傾向を明確に示している。しかし、この特性からは鉄共振の影響を知ることは全く不可能である。

7.2.2 漏れ磁路ギャップ長の影響

漏れ磁路ギャップ長を変えて周波数伝達特性を求めてみた結果が図12である。図12から、漏れ磁路

のギャップ長が大きくなる程しゃ断周波数が高くなるのが容易に知ることができる。この場合もしゃ断周波数や周波数伝達特性を求めることができるが、鉄共振を確認できる値は現れてこない。

7.3 キャパシタ容量、漏れ磁路ギャップ長としゃ断周波数の関係

図9～図12の値をいろいろの条件の場合について求め、キャパシタの容量毎に漏れ磁路のギャップ長としゃ断周波数の関係で整理したものが図13である。図13より、同じしゃ断周波数を得る場合でもキャパシタ容量と漏れ磁路ギャップ長の組み合わせ方がいろいろあることがわかる。

また、1次周波数が50Hzの場合と60Hzの場合に直列鉄共振を生ずる限界をシミュレーション結果

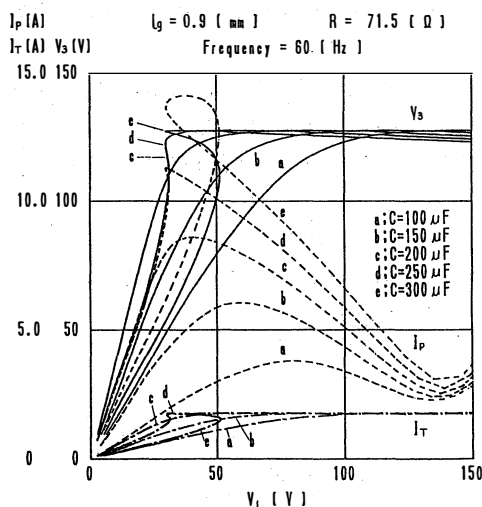


図9 キャパシタの電圧・電流特性に及ぼす影響
Fig.9 Influence of Capacitor for Voltage-Current Characteristic

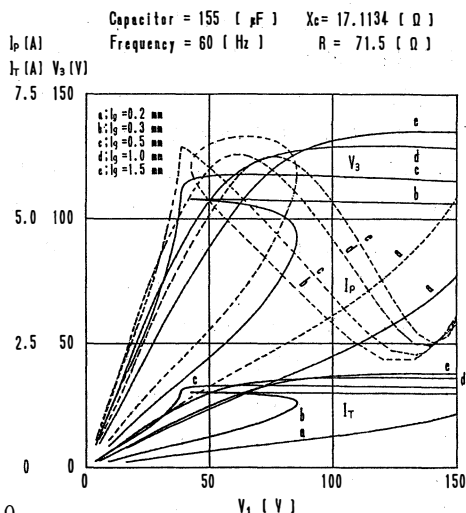


図10 漏れ磁路ギャップ長の電圧・電流特性に及ぼす影響
Fig.10 Influence of Leakage Gap Length for Voltage-Current Characteristic

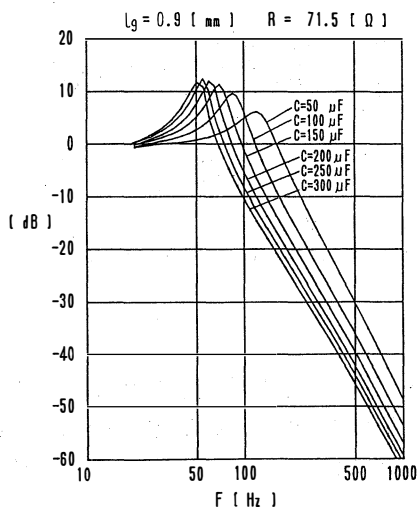


図11 キャパシタ容量の周波数伝達特性に及ぼす影響
Fig.11 Influence of Capacitor for Frequency Transfer Characteristic

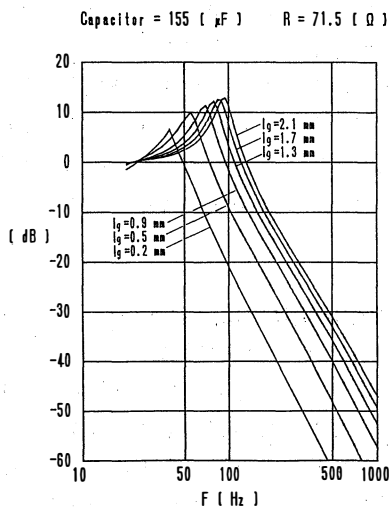


図12 漏れ磁路ギャップ長の周波数伝達特性に及ぼす影響
Fig.12 Influence of Leakage Gap Length for Frequency Transfer Characteristic

より求めて示したものが破線で示す値である。破線より下側では直列共振を生ずるので使用範囲に含めることが不適当な範囲であり、破線より上側のキャパシタと漏れ磁路ギャップ長の組合せを用いるべきである。

このような装置では、キャパシタの容量を大きくすると高価なものになるが、しゃ断特性のよいものになる。トランスフィルタの設計計画に、この相矛盾する傾向とギャップ寸法との間で妥協点を求めて特性上と経済性の両面で満足すべき点を定めるべきであろう。

8. 波形観測結果

トランスフィルタのフィルタ効果を確認するため、3次巻線(負荷巻線)にサイリスタ位相制御回路を図14のように接続し、1次側と3次側の電圧及び電流波形の観測を行なった。

また、普通の2巻線形変圧器と比較するためにこの回路を普通の2巻線形変圧器の2次側に接続して1次側と2次側の電圧及び電流波形の観測を行なった。

これらの結果を示すと図15(a)及び(b)のような結果を得る。これらの結果はデジタルメモリスコープよりX・Yレコーダに記録して得たものである。この両者の波形比較からわかるように普通に用いられる絶縁形の2巻線変圧器では負荷回路の電流波形のひずみがあるまま1次側へ影響しているのに対して、トランスフィルタでは全くその影響を受けていない。この結果からもフィルタ効果の優れたものであることがわかる。

9. 結 言

本論文で扱った解析は1976年にA.Kusko氏等によって報告されたトランスフィルタに検討を加え、正確な特性を把握することを目的として行ったものである。本来、この構造の変圧器は鉄共振回路を含むものであり、周波数伝達特性だけで特性の適否を判断することは危険である。回路に鉄共振要素を含む場合、鉄共振を積極的に利用するもの以外は鉄共振を避けなければならない。

本法における解析結果から、直列鉄共振による跳躍現象や並列鉄共振を避けるために、漏れ磁路ギ

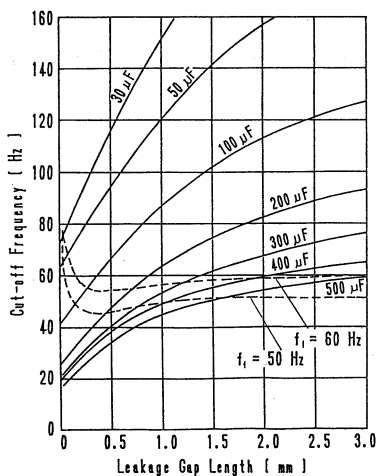


図13 キャパシタ容量、漏れ磁路ギャップ長としゃ断周波数の関係

Fig.13 Relation between Capacity of Capacitor, Leakage Gap Length and Cut-off Frequency

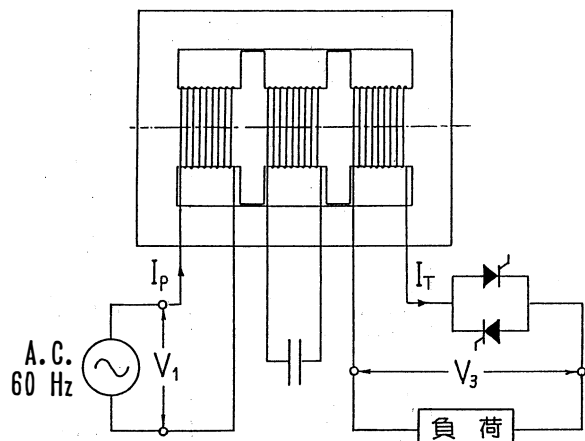


図14 波形観測のための位相制御回路

Fig.14 Phase Control Circuit for Observing Wave-Shapes

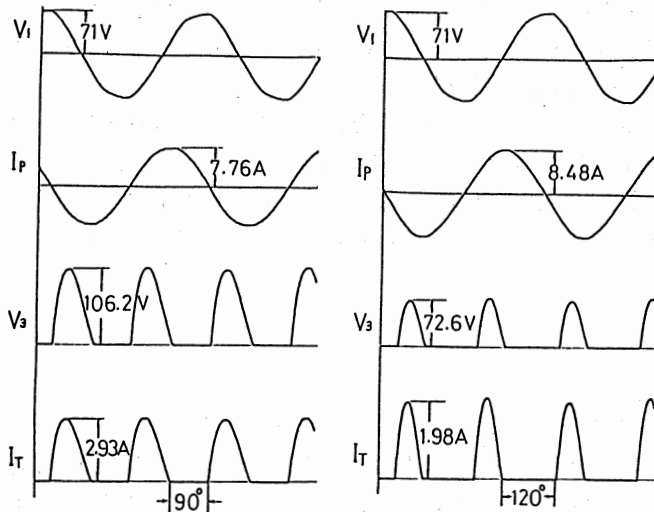
ギャップ長及びキャパシタ容量を適当に選択しなければならないことが明かになった。

すなわち、使用する電源周波数、電圧の範囲内でこれらの現象を生じないように漏れ磁路のギャップ長やキャパシタ容量を適当に選ぶ必要がある。

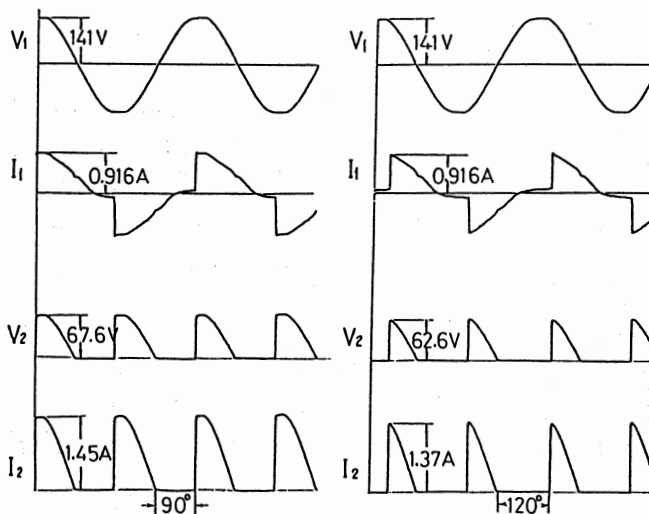
また、キャパシタ容量と漏れ磁路ギャップ長のしゃ断周波数に及ぼす影響も明かにしたので、経済設計上有効に利用できる方法と考える。

なお、本法による解析はトランスフィルタの解析に止まることなく、他の類似の構造の変圧器や非線形磁気応用変換器の解析にも有効に利用できるものとする。

図15 波形観測結果
Fig.15 Observed Wave-Shapes



(a) トランスフィルタの電圧・電流波形 ($f=60\text{Hz}$, $R=40\Omega$, $C=150\mu\text{F}$)



(b) 二巻線形変圧器の電圧・電流波形 ($f=60\text{Hz}$, $R=40\Omega$)

参考文献

- (1) A.KUSUKO, J.CAIN, J.JODICE, G.MAYERS, "Transfilter", IEEE Trans. on Magnetics MAG-12 No.4 July (1976)
- (2) 別所, "定電圧変圧器の理論と設計法", 電学誌, Vol.80-4, No.931 (1966)
- (3) 蓮見, "鉄共振の活用", オーム社, (1964)
- (4) 猪狩, "磁気回路-電気回路間の等価変換理論とその応用", 電学誌, Vol.83-12, No.903, (1963)
- (5) 宮入, "エネルギー変換工学入門", 丸善, PP33~47, (1967)
- (6) Brosan, Hayden "Advanced electrical Power and machines", ISSAC PITMAN (GB), PP104~114, (1966)
- (7) 広瀬, "電機設計概論", 電気学会, PP79~82 (1983)
- (8) 例えば中村, "電気機械試験法", 共立出版, PP90~91 (1961)

Calculation Method for Characteristics of Transfilter

Hiroshi Fujita. Ken-ichi Yamaguchi. Masaaki Sakui*.
Tsutomu Maeda**. Muneharu Sawada***

In 1976, Mr. A.Kusko and his experimental team has proposed "Transfilter", which is a transformer for using both as a low-pass-filter and a transformer.

We has proposed the equivalent circuit and the circuit equation considering the ferroresonance circuit on this Tansfilter. And we attempted to simulate the characteristics of the Transfilter according to the proposed equivalent circuit and we has pointed out to need to select the suitable combination of the air-gap size of leakage magnetic path and the capacitor capacity.

[英文和訳]

トランスフィルタの特性算定法

藤田 宏, 山口 健一, 作井 正昭*
前田 勉**, 沢田 宗晴**

1976年に A.Kusko 氏等によって低域フィルタと変圧器を兼用した変圧器“トランスフィルタ”が提案された。

我々はこのトランスフィルタについて、鉄共振を考慮した精度の高い等価回路と回路方程式を提案した。そしてこの等価回路に従ってこのトランスフィルタの特性シミュレーションを行ない、直列鉄共振による跳躍現象と並列鉄共振による電流の急増を避けるために漏れ磁路エアギャップ寸法とキャパシタ容量の組合せを適当に選ぶ必要のあることを指摘した。

(1988年10月31日受理)