静磁波デバイスの等価回路解析

正員 小池 卓郎 (玉川大)

非会員 大場 雅文 (玉川大)

Equivalent Circuit Analysis for Magnetostatic Wave Devices

Takuro Koike, Member, Masafumi Ohba, Non-member (Tamagawa University)

Magnetostatic wave (MSW) devices are potentially very promising for carrying out signal processing directly at microwave frequencies and are receiving much attention recently. Although development of a general design theory based on an equivalent circuit model is essential to make a significant advance in signal processing capabilities of the MSW devices, relatively few design theories were discussed in the past. In this paper, we extended and improved the general equivalent circuit approach to the magnetostatic wave devices we proposed and discussed earlier. Based on the definitions of the purely magnetostatic terminal parameters and the magnetostatic characteristic impedance, the electro-magnetostatic energy conversion is discussed and the appropriate general equivalent circuit models for the MSW devices are developed. Calculated insertion losses for various MSW devices are in excellent agreement with experimental results.

キーワード：静磁波デバイス，電気-静磁エネルギー変換，等価回路モデル，挿入損

1. はじめに

最近，磁気共鳴半値幅が極めて小さい低損失の YIG 系エピタキシャル磁性体薄膜中を伝搬する静磁波の応用が注目を集めている。静磁波は比較的伝搬損失が少なく遅延時間可変の性質を有し，弾性表面波素子の限界以上のマイクロ波領域の周波数帯で，中間周波数に落さずに直接信号処理を行うことが可能で，伝搬特性の解析や遅延線やフィルタをはじめとして，多くのデバイスの提案がなされた⁽¹⁾⁽²⁾。

しかしながら，デバイスの設計を行う場合に等価回路的な設計手法の確立が不可欠であるにもかかわらず，過去に十分な検討はなされていなかった。具体的な試みとしては，静磁前進体積波 (MSFVW) デバイスに関して S パラメータを用いた等価回路の方法⁽³⁾，著者による一般的な等価回路の解析法の提案⁽⁴⁾，境界値問題の解を用いた静磁前進体積波デバイスの電氣的な等価回路⁽⁵⁾が議論された。著者の提案した方法は一般的な端子パラメータを先に定義して，エネルギー変換式に基づいた電気回路と静磁波回路の

結合から論じたもので，原理的にすべての伝搬モードのデバイスに適用可能なものである。これによって静磁波のトランスジューサ部分と伝搬路の等価回路が導かれた。このトランスジューサ等価回路とアレイファクタ⁽⁶⁾を組合せて静磁表面波 (MSSW) トランスジューサの全放射抵抗を計算した結果，従来のマクスウェルの式より求めた厳密な結果⁽⁷⁾と数値的にもよく一致し，基本的なその有効性が示された⁽⁴⁾⁽⁸⁾⁽⁹⁾。更にその後，端子パラメータの定義を入換えて全く同様な等価回路を考察し，Smith 率⁽¹⁰⁾が SAW デバイスで用いたのと類似の等価回路モデルによって解析を試み，静磁波デバイスの解析に基本的に有用であることを確認した⁽¹¹⁾⁻⁽¹³⁾。しかし，これらの解析では静磁波の伝搬方向のマイクロストリップの長さは全く考慮されておらず，波数の大きな所で実験値とのずれが大きいたことが判明した。更に，ストリップ長を考慮してもあまり改善されないことが明確になった。そこで，上記のモデル⁽¹⁰⁾にこだわらず，もっと一般的な種々の等価回路モデルの構成を考えて，挿入損や放射インピーダンスを具体的に計算し，実験結果と対比する方法

によって、最適な等価回路モデルの構成を得ることができた^{(14)~(16)}。本論文ではその詳細について述べる。

2. 基本パラメータおよび電気-静磁エネルギー変換

等価回路モデルの議論の出発点となる電気-静磁エネルギー変換を考慮するには、まず基本的な端子パラメータを定義する必要がある。ここでは第一近似として、損失のない一次元系を考えていく。まず、伝搬する $\exp(\pm iky)$ の形の静磁波に対して、静磁波回路内の起磁力 (Magnetomotive force) を $\mathcal{F} = i\omega\mu_0 hS$ として定義する。ここで、 μ_0 は真空の透磁率、 h は誘起される小信号磁界成分、 S は試料の断面積である。次に、これに対応して静磁電流 (Magnetostatic current) を $\mathcal{Q} = \int h dy$ で定義するが、これは静磁ポテンシャルに相当する。これらの端子パラメータの定義に対応して、伝搬線路の静磁特性インピーダンス (Magnetostatic characteristic impedance) を $\mathcal{Z}_0 = |\mathcal{F}/\mathcal{Q}| = |\omega\mu_0 kS|$ で定義する。ここで、波数 k の値は一次元近似モデルを考えているので、それに近い周囲に導体が存在しない孤立した伝搬系の分散式より求めたものを用いる。また上の定義式で透磁率として真空の値を用いているが、以前の解析では実効透磁率を用いてきた^{(4)(8)(9)(11)~(15)}。しかし、種々検討の結果 μ_0 のほうが更に適切であることが判明した⁽¹⁶⁾。

本解析では、一次元モデルのため波動の励振と伝搬は本質的に対称的 (symmetrical) であり、一般的に励振自体が非対称的 (asymmetrical) な静磁表面波 (MSSW) デバイスにそのまま用いるのは適当でない。しかし、非対称性が小さい場合に限って近似的に適用できる可能性があり、本論文の計算はこのような場合に限って検討した。また、静磁後進体積波 (MSBVW) の場合は位相の伝搬方向がエネルギーの伝搬方向と逆になっているが、静磁波のように一般的に分散性が存在する媒質では仮りに相当大きな損失が

存在しても、エネルギー速度が励振源から離れる方向にある限り伝送線路表示が可能であり⁽¹⁷⁾、本論文の手法はやはり有効である。

上記の端子パラメータの定義を用いると、 $\mathcal{F}$ の次元は V、 $\mathcal{Q}$ の次元は A、 $\mathcal{Z}_0$ の次元が Ω となって電気回路との類推が非常に考えやすくなる。次に、これらのパラメータを用いて基本的な電気-静磁エネルギー変換 (Electro-magnetostatic energy conversion) について考察する。図 1 に変換係数を A としたトランスジューサを含むエネルギー変換系を示す。

このような変換系を考えると、端子パラメータの定義より $\mathcal{F} = AV$ および $I = -A\mathcal{Q} + YV$ の関係式が得られる。ここで、 Y はトランスジューサの電気アドミタンス、 A は理想変成器の変性比である。実際の等価回路では A に後述するマイクロストリップ線路上の電流分布の効果や実効的な構造係数などが繰込まれる。

3. 静磁波伝搬路およびトランスジューサ単位部分の等価回路

前章で定義した $\mathcal{F}$ 、 $\mathcal{Q}$ 、 $\mathcal{Z}_0$ を用い、静磁波の伝搬路およびトランスジューサ部分の等価回路を求める。まず、静磁波が伝搬する部分の等価回路を求める。長さ L の伝搬路を二端子対網と考えて境界条件を考慮すると、次のアドミタンスマトリックス表示が得られる。

$$\begin{bmatrix} \mathcal{Q}_1 \\ \mathcal{Q}_2 \end{bmatrix} = [y] \begin{bmatrix} \mathcal{F}_1 \\ \mathcal{F}_2 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (1)$$

ここで、マトリックスの成分は

$$\left. \begin{aligned} y_{11} &= y_{22} = -i\mathcal{Y}_0 \cot(kL) \\ y_{12} &= y_{21} = i\mathcal{Y}_0 \operatorname{cosec}(kL) \\ \mathcal{Y}_0 &= 1/\mathcal{Z}_0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2)$$

である。これに対応する対称 T 形等価回路を図 2 に示す。

次に、マイクロストリップ線路によって励振される

図 1 電気-静磁エネルギー変換システム
Fig. 1. Electro-magnetostatic energy conversion system.

図 2 伝搬路の対称 T 形等価回路
Fig. 2. Symmetrical T equivalent circuit for transmission path.

図 3 トランスジューサ単位部分の等価回路
Fig. 3. Equivalent circuit for unit transducer section.

長さ l のトランスジューサ単位部分を考えると三端子対網となり、前章の電気-静磁エネルギー変換の考察の結果と境界条件より下記のアドミタンスマトリックス表示が求められる。

$$\begin{bmatrix} Q_1 \\ Q_2 \\ I \end{bmatrix} = [y] \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ V \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3)$$

ここで、マトリックス成分は

$$\left. \begin{aligned} y'_{11} &= y'_{22} = -i \mathcal{Y}_0 \cot(kl) \\ y'_{12} &= y'_{21} = i \mathcal{Y}_0 \operatorname{cosec}(kl) \\ y'_{13} &= y'_{23} = y'_{31} = y'_{32} \\ &= -i \mathcal{Y}_0 A \tan(kl/2) \\ y'_{33} &= Y + i2 \mathcal{Y}_0 A^2 \tan(kl/2) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4)$$

ただし、 A : 変換係数、 Y : トランスジューサの電気アドミタンス

である。この結果に対応する等価回路を図 3 に示す。

4. トランスジューサの等価回路モデル

前章で示したトランスジューサ等価回路の単位部分を組合せることによって、トランスジューサ全体の等価回路モデルを考える。まず、静磁波のトランスジューサでは、SAW トランスジューサの場合と異なって 1 本のマイクロストリップ線路が一周期を構成する^{(11)~(13)}。よって、マイクロストリップ線路一本を含んだ最も一般的な一周期の等価回路モデルを考えると、静磁波の励振を行う磁力線は、電極の直下および電極のない部分にも存在するので、ちょうど図 3 と同様な 3 個の等価回路を静磁波回路として縦列接続し、電気回路として並列に接続した構成が考えられる^{(14)~(16)}。このような一般的な構成では、3 個の変換係数の符号および大小の変化の様子、マイクロストリップ電極長およびそれらの和である周期長も任意にとることも可能なので、伝搬モードやトランスジューサの

図 4 平行電極トランスジューサの 1 周期の等価回路

Fig. 4. Equivalent circuit for one period of parallel-strip transducer.

構造に応じてこれらを適当に定めることができれば、複雑なトランスジューサ構造をもったデバイスの解析や設計も将来可能であろう。しかし、この等価回路モデルを用いてすべてのデバイスの数値的な解析を進めることはかなり煩雑で、精度の許す限りトランスジューサの構造に応じて、更に単純化を目指したほうがより有効である。

そこで、この等価回路モデルの有効性を検証の第一段階として、最も一般的に用いられる周期長および電極長が一定の平行電極形のトランスジューサ (Parallel-strip transducer) に焦点を絞って検討した。その方法は、種々の入出力トランスジューサ数のデバイスに関して、すべての静磁波伝搬モードの挿入損失を実験で求め、これらを 3 個の変換係数の符号や大小、ストリップ電極上の電流分布などを考慮して、理論的に計算した挿入損と比較することによって行った。その結果、少なくとも平行電極形の静磁波トランスジューサの一般的な等価回路モデルとしては、マイクロストリップ電極直下の静磁波励振が主であり、図 4 に示す回路が最も適していることが判明した。また、変換係数 A には、マイクロストリップ上で電流が電極端に集中する効果および適当な構造係数を取り入れる必要があることが判明した。電流分布については、簡単のために現実的な電流分布をあらかじめ仮定する方法に従った。本論文では、電流分布として $j(y) = I_0 / \pi \sqrt{(l/2)^2 - y^2}$ を仮定した⁽¹⁸⁾。この場合に、 $1/A = K f_0(kl/2)$ の関係式が得られる。ここで、 f_0 は零次のベッセル関数、 K は試料断面への実効的な静磁波の励振を示す構造係数である。

実際のデバイスの挿入損やトランスジューサの放射インピーダンスなどの計算では、この構造係数 K とトランスジューサのアドミタンス Y に関して適当な値を選ぶ必要がある。アドミタンスについては、マイクロストリップ電極の入力の反対側が接地されている

ので、無損失の第一近似として純粋なインダクタンス L を考える。すなわち $Y=1/i\omega L$ となる。この値は Sethares ら⁽¹⁹⁾ の論文に示された式を参考にして決定した。

一般的に N 本のマイクロストリップ電極で構成されるトランスジューサであれば、 N 個の図 4 に示す等価回路を静磁波回路としては縦列接続し、電気回路端子はすべて並列に接続することによって、全トランスジューサのアドミタンス行列を求めることができる。このような合成アドミタンス行列を求める過程は既に解説されているので⁽¹¹⁾⁽²⁰⁾、ここではその詳細は省略する。

5. トランスジューサの放射インピーダンス

図 4 に示したマイクロストリップ線路 1 本の等価回路モデルの両端が $\mathcal{Z}_0$ で終端されている場合について、その全放射インピーダンスを MSSW について計算した一例を図 5 に示す。同図には、計算に用いた数値の一部が共通 (K および L を除く) の Ganguly ら⁽¹⁸⁾ の計算結果を参考に示した。他の実験条件が不明のため厳密な対比はできないが、傾向的によく一致していることがわかる。また、同時に報告されている実験結果も良く一致していることが判明した。

6. 静磁波デバイスの挿入損

本論文で求めた等価回路モデルを用いて両端を $\mathcal{Z}_0$ で終端した挿入損を求める。すなわち、マトリックス演算により最終的に入出力電気端子に関する二端子対網のアドミタンス行列を求めると、その挿入損失は

$$IL = -20 \log_{10} \times \left| \frac{2\sigma_{12}\sqrt{R_C R_L}}{(\sigma_{11}R_C + 1)(\sigma_{22}R_L + 1) - \sigma_{12}^2 R_C R_L} \right| \text{ (dB)} \quad \dots\dots\dots (5)$$

で計算できる⁽²⁰⁾。ただし、 σ_{11} , σ_{22} は対角成分、 σ_{12} は非対角成分である。また、簡単のため電源の内部インピーダンスおよび負荷インピーダンスは純抵抗 R_C および R_L であるとする。実際の計算では、更に伝搬路の伝搬損失も同時に考慮する。

7. 計算結果と実験結果の比較検討

実験は (LaY)IG 膜 ($\Delta a=0$, $4\pi M_s=1,760$ Oe, 厚さ $=15.05 \mu\text{m}$, 幅 $=3 \text{ mm}$) に長さ $30 \mu\text{m}$, 周期長 $300 \mu\text{m}$, 入出力同数の平行電極形トランスジューサをホトリソグラフィ工程で作って行った。この材料については我々が既に純粋な YIG よりも伝搬損失が少ないことを報告している⁽²¹⁾。測定には HP 8510 A を

$4\pi M_s=1,760$ Oe, $H_0=740$ Oe, $d=6.2 \mu\text{m}$, $l=180 \mu\text{m}$, 幅: 3 mm , $K=4$, $L=1.4 \text{ nH}$

図 5 1 本のマイクロストリップトランスジューサの放射抵抗およびリアクタンス
Fig. 5. Radiation resistance and reactance of a single microstrip transducer for MSSW.

を用い、結果を図 6 (a)~(d) に示す。これらの図にはそれぞれ対応する挿入損の計算結果を並べて同時に示した。また、すべての挿入損の計算値は $K=4$ および $L=10 \text{ nH}$ にとって計算した。

これらの図に明らかなように、静磁波のいずれの伝搬モードに関しても、実験結果と理論は極めてよく一致している。一部の実験結果では波数の小さい伝搬域の端の所に若干のずれが見られるが、この部分は同一材料を用いた実験でも試料のホルダの構造によって違いが見られることから、伝搬波に対して静磁条件の近似が成り立たない波数の小さい領域⁽⁷⁾、すなわち電磁波の伝搬に関する境界条件の影響が存在することを示唆していると思われる。次に、計算結果ではトランスジューサのインダクタンスをすべて一定値 (10 nH) にとって良好な一致が得られていることについて少し述べる。このインダクタンスの値は、Sethares ら⁽¹⁹⁾ の論文に示された計算式を参考にして実験とよく合うように数値を決定したものであるが、トランスジューサの構造の数値から見て大きめの値であり、特にマイクロストリップの本数が 5 本の場合は著しく大きい。この理由は主としてマイクロストリップ電極を接続している試料面上のボンディングパッドの存在によって生ずる漂遊容量によるものと思われる。すなわち、その容量を C とすると $Y=i(\omega C-1/\omega L)$ で示したほうがより良い一致が期待される。実際に漂遊容量として適当な値を与えて試算すると、この推論を裏付ける結果が得られるが、厳密な検討を行うには放射インピーダンスなどの測定と対比させなければならず、今後の検討課題である。また計算上で適当な値として見いだした構造係数の値 ($K=4$) は、マイクロストリップ電

図 6 実験結果(左側)と理論計算結果(右側)の比較

Fig. 6. Comparison of experimental results (left) with theoretical results (right).

極下の磁界強度の変化の様子を一樣磁界の場合と比較した実効断面積比と見るとほぼ妥当な値であるが、電極の寸法や試料の厚さなどによって変化すると思われる。

ここで、特に(d)図に示した静磁表面波(MSSW)の計算結果について少し考察する。冒頭に説明したように、本論文で考えているような一次元等価回路モデルでは静磁波の励振は対称的であり、静磁表面波デバイスではその構造上の理由から非対称励振は避けられないので、非対称性が小さい場合に限りて適用すべきである。しかし、本論文で議論している挿入損は本質的に入出力のパワー比によって求められる量なので、相対的变化の様子を検証するには十分役に立つと思わ

れる。ただし、実験結果を見ると理論計算値よりも実際の伝搬域はやや広くっており、明らかに近接導体の影響が見られる。従って、静磁表面波について非対称励振の効果および実験条件を反映する等価回路モデルの改良が今後の課題である。

以上、種々の検討事項が存在するにもかかわらず、本論文で考慮したような等価回路モデルによって基本的にはすべての伝搬モードに関してその性質を十分に説明できることが明らかであり、この等価回路モデルが静磁波デバイスの解析に利用できる第一モデルであることが明確になった。

最後に、本論文では一定周期の平行電極形トランスジューサを用いたデバイスによって基本的な検証を行ったので、将来ミアンダ形のトランスジューサを用いる場合や一般的なプログラム化したトランスジューサでは、先に述べた一般的な等価回路モデルに立ちもどって細部の検討が必要と思われる。また、これに加えて、本論では考慮しなかった ϵ_0 のマイクロストリップ電極下と伝搬路部分での違いやマイクロストリップ電極間の相互作用なども、上記の議論に加えて今後の検討すべき課題である。

8. 結 語

本論文では無損失一次元系を考え、電気-静磁エネルギー変換を出発点とした純粋に静磁的な回路を考慮して得られる静磁波トランスジューサの一周期の最も一般的等価回路モデルについて述べた。次に、平行電極形トランスジューサを用いた静磁波デバイスに関して、この静磁波トランスジューサの一般的等価回路モデルを用いた挿入損の計算結果と実験結果と対比検討して、すべての伝搬モードに適用可能な基本的なモデルを得ることができた。また、この等価回路モデルに関連した検討事項についても述べた。

終りに、本研究で用いた実験試料のホトリソグラフィ工程に関して、松下技研(株)研究開発グループの御助力をいただいたことを感謝申し上げます。

(平成3年2月25日受付)

文 献

- (1) J. H. Collins, J. M. Owens & C. V. Smith, Jr.: "Magnetostatic Wave Signal Processing", IEEE Ultrason. Symp. Proc., p. 541 (1977)
- (2) J. M. Owens & C. V. Smith, Jr.: "Magnetostatic Wave Devices: A Status Report", *ibid.*, p. 684 (1978)
- (3) J. N. Owens, R. L. Carter, C. V. Smith, Jr. & G. Hasnani: "3-Port Model for Magnetostatic Wave Transducers", *ibid.*, p. 538 (1980)
- (4) T. Koike: "A New Equivalent Circuit Approach to Magnetostatic Wave Devices", IEEE Ultrason. Symp.

- Proc.*, p. 221 (1987)
- (5) K. Yashiro & S. Ohkawa: "A New Development of an Equivalent Circuit Model for Magnetostatic Forward Volume Wave Transducers", *IEEE Trans. Microwave Theory & Techniques*, **MTT-36**, 952 (1988)
 - (6) H. J. Wu, C. V. Smith, Jr., J. H. Collins & J. M. Owens: "Bandpass Filtering with Multibar Magnetostatic-Surface-Wave Microstrip Transducers", *Electron. Lett.*, **13**, 610 (1977)
 - (7) A. K. Ganguly & D. C. Webb: "Microstrip Excitation of Magnetostatic Surface Waves: Theory and Experiment", *IEEE Trans. Microwave Theory & Techniques*, **MTT-23**, 998 (1975)
 - (8) 小池: 「静磁波デバイスの一般的等価回路モデル」, 第9回超音波エレクトロニクス基礎と応用に関するシンポジウム(USE 88)講演予稿集, p. 115 (昭63)
 - (9) T. Koike: "A General Equivalent Circuit Model for Magnetostatic Wave Devices", *Japan. J. Appl. Phys.*, **28**, S28-1, 129 (1989)
 - (10) W. R. Smith, H. M. Gerard, J. H. Collins, T. M. Reeder & H. J. Shaw: "Analysis of Interdigital Surface Wave Transducers by Use of an Equivalent Circuit Model", *IEEE Trans. Microwave Theory & Techniques*, **MTT-17**, 856 (1969)
 - (11) 小池: 「新しい等価回路モデルによる静磁波トランスジューサの解析」, 第10回超音波エレクトロニクスの基礎と応用に関するシンポジウム(USE 89)講演予稿集, p. 93 (平元)
 - (12) 大場・小池: 「新しい等価回路モデルによる静磁波デバイスの設計について」, 日本音響学会平2春季研究発表会講演論文集, p. 801
 - (13) T. Koike: "Analysis of Magnetostatic Wave Transducers by a New Equivalent Circuit Model", *Japan. J. Appl. Phys.*, **29**, S29-1, 65 (1990)
 - (14) 大場・小池: 「改良された等価回路モデルによる静磁波デバイスの解析」, 第11回超音波エレクトロニクスの基礎と応用に関するシンポジウム(USE 90)講演予稿集, p. 72 (平2)
 - (15) M. Ohba & T. Koike: "Improved Equivalent Circuit Analysis for Magnetostatic Wave Devices", *Japan. J. Appl. Phys.*, **30**, S30-1, 53 (1991)
 - (16) T. Koike & M. Ohba: "General Equivalent Circuit Models for Magnetostatic Wave Devices", *IEEE Ultrason. Symp. Proc.*, p. 195 (1990)
 - (17) A. Scott: *Active & Nonlinear Wave Propagation in Electronics* (1970) Wiley-Interscience
 - (18) A. K. Ganguly, D. C. Webb & C. Banks: "Complex Impedance of Microstrip-Excited Magnetostatic-Surface Waves", *IEEE Trans. Microwave Theory & Techniques*,

MTT-26, 444 (1978)

- (19) J. C. Sethares, H. M. Frost & T. L. Szavo: "Fields of Flat Conductor Electromagnetic Surface Acoustic Wave Transducers", *IEEE Trans. Sonics & Ultrason.*, **SU-24**, 88 (1977)
- (20) J. G. Linvill & J. F. Gibbons: *Transistors and Active Circuits* (1961) McGraw-Hill
- (21) T. Koike: "Tunable Low-Loss Microwave Filters up to X-Band Utilizing the Magnetostatic Surface Wave Propagation", *IEEE Ultrason. Symp. Proc.*, p. 810 (1979)

小池 卓郎 (正員)

昭和12年9月19日生。36年東北大学工学部通信工学科卒業。同年RCA基礎研究所入社。37年スタンフォード大学大学院留学, 39年同修士課程修了, 40年博士課程単位修得退学。この間, III-V族半導体の研究に従事。41年玉川大学助教授, 57年同教授, 現在に至る。工学博士。現在まで, 半導体物性およびデバイス, マイクロ波デバイスの研究に従事。電子情報通信学会, 応用物理学会, 日本音響学会会員。

大場 雅文 (非会員)

昭和41年11月21日生。平成元年玉川大学工学部電子工学科卒業。同年矢崎総業(株)入社, 同時に委託学生として玉川大学大学院修士課程電子工学専攻入学, 3年修了。マイクロ波デバイスの研究に従事。