

論理的な文章の書き方

報告書、レポート、学会原稿、論文、本

Takuichi Hirano

E-mail: thirano@tcu.ac.jp

文章のタイプ

論理的文章と芸術的文章

論理的文章

- 説明書
- 報告書
- 論文
など

第3者の解釈に**自由度がない**ように、内容を正確に伝える。（曖昧性は排除）

芸術的文章

- 文学
- 短歌、俳句
- 歌詞
など

第3者を感動させる、共感が得られるようにする。

論理的文章のタイプ

- 寄稿、ニュース・・・情報の発信。あまり固くない。
- 手順書、マニュアル・・・目的やまとめは不要。手順の記載のみ。
- 憲法、法律、契約書、誓約書・・・曖昧性を最大限排除。
- 議事録・・・会議や委員会の内容、決定事項を記した文書。
- 報告書、レポート・・・学生実験、共同研究などの報告
- 予稿・・・修士、博士の中間発表、最終発表の内容。学会発表の内容。
- 学位論文・・・学士論文（卒業研究）、修士論文、博士論文。
- 梗概（こうがい）・・・学位論文などの内容を数ページに短くまとめた文書。
- 論文、レター、原著論文、ジャーナルペーパー・・・多くは査読がある（信頼性は高い）。近年はDOIを割り振ることが多い。
- 本・・・ISBNが割り振られた書籍は国会図書館に保存される。博士論文も国会図書館に保存されている。

報告書・論文等の書き方

- **題目(Title)** はできるだけ短く、内容を正確に表すものにする。
- 文章を読んだだけで、曖昧性なく一般の第3者に伝わるようにする。
- 重複はできるだけ少なく簡潔にする。
- 本文には、「はじめに（背景と目的, Introduction）」と「まとめ（Conclusion）」の章は必ず書く。その間に詳細な内容を入れる。基本は「はじめに」と「まとめ」の章のみ読めば、全体の概要と結果がわかるように記載する。

報告書・論文等の書き方

- 本文の他に**概要、あらまし(Abstract)**があることもある。ここには全体の内容（行ったことと結果）を簡潔に指定された文字数で書く。本文とは異なり、図や文献引用は行わない。
- **図(Figure)**を入れる場合は、図だけを順番に見ていけば、同分野の専門家ならば文章を読まなくても内容を理解できるようにする。
- 参考文献。参考にした文献や過去の関連の文献をリスト化し、文中で適切に引用する。

参考文献の番号等

- URL: <http://...>や<https://...>のwwwのアドレス
- DOI: Digital Object Identifierの略。デジタルコンテンツの一意のアクセス情報。URLは変更されうるので、将来も変更がないアクセス情報として使われる。
[https://doi.org/\[DOI\]](https://doi.org/[DOI])でアクセスできる。
- ISBN: International Standard Book Number
世界で一意な本の番号。2007年から10桁→13桁に変わった。

文献の例

平野拓一, 『街plus探訪: 明治の面影を探す「横浜みなとみらい21」地区』, 電子情報通信学会通信ソサイエティマガジン(B-Plus), No.38, pp.114-117, 2016年9月(秋号).

https://www.jstage.jst.go.jp/article/bplus/10/2/10_114/pdf

街plus
探訪

明治の面影を探す 「横浜 みなとみらい21」地区

東京工業大学 平野拓一 Takuchi Hirano

はじめに

筆者は毎年11月後半から12月前半に開催されるマイクロウエーブ展(MWE)に参加している。会場は横浜のみなとみらい21(MM21)(図1)のパシフィコ横浜の展示ホール(図2)である。みなとみらい21は再開発された地区で、ランドマークタワー、クイーンズスクエアなど近代的な建築物が立ち並んでいる。整備されていくに連れて、無機質な都市であるとも言える。しかし、その中にも明治時代の歴史的遺産が多く残っている。近代的に整備された都市の中に古い歴史的遺産、言い換えると有機的で温かみのある明治の面影を発見できたときはうれしかった。本稿では学会・展示会等でMM21を訪れた際に役立つように観光案内を兼ねて、MM21及び開港の地として有名な横浜周辺に残る明治時代の遺産を紹介する。更に、筆者が過去に見てきた開港周辺の遺産との関係も紹介し、開港後に横浜・東京周辺はどのように発展していったのか考察する。

2 みなとみらい21

みなとみらい21は横浜駅と板木町駅を結ぶJR根岸線の横浜港側に広がる地区(図3)であり、みなとみらい線のみなとみらい駅が最寄り駅である。板木町駅からパシフィコ横浜に向かって歩くと、ランドマークタワー、クイーンズスクエア(図4)の中はショッピングモール、レストラン街でつながっている。何年もの同ルートを使っていたのだが、ある年、少し変わったのでいいカフェはないかと脇道にそれてみた。するとランドマークタワーの横に明治時代のものらしき石(明治時代の石は一日でそれと分かる特徴がある)が横積み上げられた空間、ドックヤードガーデン(図5)にたどり着いた。ドックとは船を造ったり修理したりする施設であり、写真(図5)を見ると船の形をしている

図1 みなとみらい21

図2 パシフィコ横浜展示ホール

図3 横浜周辺の地図

明治の面影を探す「横浜みなとみらい21」地区

図4 クイーンズスクエア

図5 ドックヤードガーデン(旧横浜船渠第2号ドック)

図6 日本丸メモリアルパーク(旧横浜船渠第1号ドック)

図7 赤レンガ倉庫

図8 汽車道と港2号橋りょう

図9 横浜を中心とした東京近郊の地図

図10 台場公園(第三台場)

(写真奥が船首)ののちからと思う。ドックヤードガーデンは1897年(明治30年)に完成した旧横浜船渠第2号ドックである。ドックを眺めながらカフェで明治時代を想像してリラックスするのもいいものである。また、ドックの壁の裏側はレストランになっているので、夜にビールでも飲みながらライトアップされたドックを眺めるのも趣がある。ランドマークタワー前には帆船日本丸が係留されている日本丸メモリアルパーク(図6)がある。ここも1899年(明治32年)に完成した旧横浜船渠第1号ドック(図6)である。

更に、板木町駅(旧横浜駅)前から1911年(明治44年)(2号館)及び1913年(大正2年)(1号館)に竣工した赤レンガ倉庫(図7)に向かって遊歩道の汽車道(図8)が伸びている。汽車道は1911年(明治44年)に開通した臨港線の跡である。途中の港2号橋りょうを見ると、1907年(明治40年)のアメリカ製

の橋であることが分かる。日本大通り駅付近の開港広場は1854年に日米和親条約が締結された地で、この近辺は旧外国人居住地であったため、明治時代の建築物が数多く残っている。日本大通り駅付近には本稿では書き切れないほど多くの明治時代の建築物が残っているので説明を省略する。

3 横浜を起点とする 鉄道、電話、貿易の発展

2.ではMM21近郊の明治時代の遺産について説明した。本章では、横浜を含む東京近郊の地図(図9)を用いて横浜の開港が開港後の横浜～東京間の発展に与えた影響について見てみる。浦賀にペリーが来航したのは1853年であり、1854年に日米和親条約締結によって開港した。1853年の黒船の来航に脅威を感じた江戸幕府は同年すぐに今の台場周辺に台場(海防のための砲台)を六つ築いた。この台場の存在が現在の「台場」の地名の由来である。現在は第3・第6台場の二つが残っており、レインボーブリッジから台場全体を眺めることができる(図10)。1872年に横浜(現

論文(和文)

平野 拓一, "電磁界シミュレータ利用の勘所 ―境界条件と励振モデル―," 電子情報通信学会論文誌 C, Vol.J101-C, No.10, pp.381-388, Oct. 2018.

https://search.ieice.org/bin/summary.php?id=j101-c_10_381

招待論文

電磁界シミュレータ利用の勘所 ―境界条件と励振モデル―

平野 拓一^{1a)}

Tips about Using Electromagnetic Simulators ―Boundary Condition and Excitation Modeling―

Takuichi HIRANO^{1a)}

あらまし 本論文では電磁界シミュレータを適切に使いこなすための基礎知識を整理して説明する。必要な基礎知識として、時間領域/周波数領域の分類、同波数領域解析における励振問題/非励振問題(導波路、共振器)の分類、励振問題における波源モデルの種類(集中ポート/導波路ポート/平面波入射)について説明する。シミュレーションのモデル化において、境界条件と励振モデルが特に重要である。例として円形パッチアンテナの解析を例にモデル化の要点について説明する。また、他の各種解析に対する参考文献を紹介する。

キーワード 電磁界解析, シミュレーション, モデル化, 境界条件, 励振, 波源モデル

1. まえがき

ハードウェアの発展とともに力学, 熱, 流体, 回路, 音波, 電磁界, 物性, 量子論などの各分野でシミュレーション技術が発達している。電磁界シミュレータも実用的になり, 教育, 研究, 製品開発などに幅広く使われるようになった[1]~[3]。電磁界シミュレータは広く普及したが, まだ多くの専門知識と熟練技術が必要なのが現状である。その理由として, シミュレーションでは現実の構造をシミュレータ内部でどう表現するかという「モデル化(あるいはモデリング)」が重要である[4]が, モデル化に多くの自由度があることが大きいと考えられる。現実のモデルをシミュレータでモデル化する際には有限な空間で打ち切って表現しなければならない。そのためには境界条件と励振モデルをいかに適切に設定できるかが重要である。本論文では, 境界条件と励振モデルのモデル化に絞って, 電磁界シミュレータを適切に使うための勘所について説明する。

2. ではシミュレーションの前準備として, 電磁界シミュレータの目的と解析の種類及び励振/非励振問題の種類について説明する。3. では電磁界シミュレーション

の流れについて説明する。4. では円形パッチアンテナの解析例を取り上げてモデル化の注意点について説明する。5. では他のモデルの電磁界シミュレーションの例について文献を紹介する。

2. シミュレーションの前準備

2.1 マクスウェルの方程式の数値計算

電磁界シミュレータの目的はマクスウェルの方程式を数値的に解くことである。マクスウェルの方程式は図1に示すように, ファラデーの法則と(変位電流が導入されて拡張された)アンペールの法則から成り, 電界 E と磁界 H の連立方程式になっている。E, H 及び電流密度 J は空間座標 (x, y, z) 及び時間 t の4変数の関数となっているが, 時間変化は角周波数 ω で調和

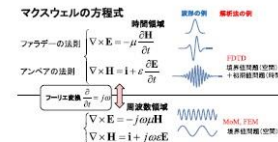


図1 時間領域と周波数領域のマクスウェルの方程式
Fig.1 Maxwell's equation in time and frequency domain.

¹ 東京都市大学知識工学部情報通信工学科, 東京都
Department of Information and Communication Engineering,
Faculty of Knowledge Engineering, Tokyo City University,
Atsugi, 1-28-1, Tamazutsumi, Setagaya-ku, Tokyo, 158-8557
Japan
a) E-mail: thirano@kaiy.ac.jp

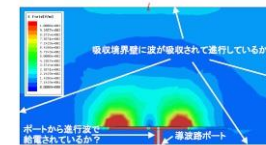


図12 Electric field intensity.
Fig.12 Snapshot of electric field intensity.

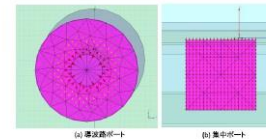


図13 Electric field distribution of the port and meshes.
Fig.13 Electric field distribution of the port and meshes.

る。円形パッチアンテナについては, 図9(a), (b)のようにそれぞれ導波路ポート, 集中ポートでモデル化する方法がある。図9(a)は素直にSMAコネクタの端子までモデル化したものである。また, 同軸線路からパッチアンテナへの変換部分は波長に比べて小さく, また, 図9(b)のように集中ポートで励振する電界分布は図9(a)の同軸線路から広がる分布に類似しているため, 図9(a)を図9(b)で近似することが可能である。ただし, 反射係数も一致させるためには図9(b)では集中ポートの内部インピーダンスは同軸線路と同じ50Ωとする必要がある。反射係数の振幅は図9(a), (b)のモデルでよく一致するが, 位相はSMAコネクタの同軸部分によるずれがあるので, それを考慮すれば一致する[9]。図9(a), 図9(b)の給電に対するポートの励振電界分布を図13に示す。図13(a)では同軸モードが確認でき, 図13(b)では基板グラウンドから上部パッチに向かって一様な電界分布になっているのがわかる。

4.3 解析

図5の電磁界シミュレーションの流れのステップ(5)~(7)について具体例を示す。ステップ(5)のメッシュ分割では, 図9(a)のモデルを元に, 図14(a)の

電子情報通信学会論文誌 2018/10 Vol. J101-C No.10

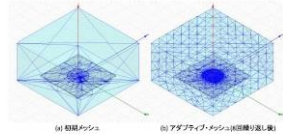


図14 Meshes (Display only on surfaces).
Fig.14 Meshes (Display only on surfaces).

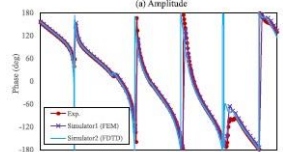
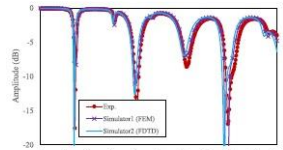


図15 円形パッチアンテナの反射係数の周波数特性
Fig.15 Frequency characteristic of a circular patch antenna.

ように初期メッシュが切られる。そして, アダプティブ・メッシュ・アルゴリズムを適用した場合, 繰り返し解析すると図14(b)のように細かいメッシュが出来上がっていく。アダプティブ・メッシュ・アルゴリズムが使われる場合でも収束させるために, 細かいメッシュが必要だとあらかじめわかっている場所は, ダミーのオブジェクトを配置してその領域だけ手動で細かい初期メッシュを切るテクニックは有効である。近傍電界は図12のように描くことができる。また, 周波数スイープ解析を行うと, 図15のように反射係数の周波

T. Hirano et al., "De-Embedding Method Using an Electromagnetic Simulator for Characterization of Transistors in the Millimeter-Wave Band," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.58, No.10, pp.2663-2672, October 2010.
(DOI: [10.1109/TMTT.2010.2065330](https://doi.org/10.1109/TMTT.2010.2065330))

IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 58, NO. 10, OCTOBER 2010

2663

2664

IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 58, NO. 10, OCTOBER 2010

De-Embedding Method Using an Electromagnetic Simulator for Characterization of Transistors in the Millimeter-Wave Band

Takuichi Hirano, Member, IEEE, Hiroshi Nakano, Yasutake Hirachi, Life Member, IEEE, Jiro Hirokawa, Senior Member, IEEE, and Makoto Ando, Fellow, IEEE

Abstract—A de-embedding method using an electromagnetic (EM) simulator is proposed to extract field-effect transistor (FET) characteristics from FET test-pattern measurements. In the proposed method, the S -parameters of the parasitic circuit are analyzed using the EM simulator. Hybrid S/Z -parameters, converted from S -parameters, are used for the parasitic circuit to express waveguide ports with S -parameters and lumped-element ports with Z -parameters. The proposed method requires a high accuracy of the EM simulator; this method was verified by comparing calculated and measured frequency characteristics of the S -parameters of an open/short-pattern. It was shown numerically that the proposed de-embedding method has a better accuracy than the conventional method, which uses the open/short-pattern. For example, the extraction error is below 5% up to 75 GHz for the proposed method and a 5% error is exceeded around 30 GHz for the conventional method. The dominant error factor in the conventional de-embedding method using the open/short-pattern was investigated. It was established that the approximation of the parasitic circuit by an equivalent circuit topology is the cause of the error. The extraction of the FET characteristics by measured data is demonstrated and it is shown that the proposed method can be applied to extract active devices.

Index Terms—De-embedding, electromagnetic (EM) simulator, field-effect transistors (FETs), millimeter wave, monolithic microwave integrated circuits (MMICs).

I. INTRODUCTION

ACCURATE de-embedding of field-effect transistors (FETs) is necessary for the accurate design of monolithic microwave integrated circuits (MMICs). In the measurement of FET characteristics, the FET is embedded in a parasitic circuit to connect probes and biases, as shown in Fig. 1. The first stage of FET characterization is to de-embed the interconnecting parasitic circuit. The conventional de-embedding method, using an open/short-pattern for obtaining the FET two-port Z -parameters

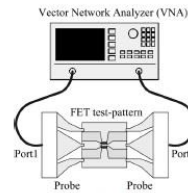


Fig. 1. Measurement arrangement for the FET test-pattern. From [3].

described in [1] is a commonly applied method in the development of MMICs. The accuracy of the conventional de-embedding method has not been discussed well because it was practically sufficient below the microwave band, but many researchers are now facing with a problem of insufficient accuracy in the millimeter-wave band. Due to the insufficient accuracy of the conventional method, especially in the millimeter-wave band, repeated trial manufacture is required to ensure accuracy; this results in increases in costs. It was shown that parasitic couplings between pads, a substrate, and adjacent structures cause degradation in the measurement accuracy [2], but the error factors for the de-embedding method using the open/short-pattern have not been identified. There are a number of uncertainties arising in the conventional de-embedding method, as listed in Table I, which reduce the accuracy of the method. The authors identified the error factors in the conventional de-embedding method in this paper.

In order to enhance the accuracy of the de-embedding method, up to the millimeter-wave band, the authors have proposed a de-embedding method to obtain the FET characteristics with the aid of an electromagnetic (EM) simulator [3]. Although a de-embedding method using an EM simulator had been proposed in [4], verification of the accuracy there was inadequate. This paper uses hybrid S/Z -parameters for the four-port parasitic circuit with S -parameters for the waveguide ports and Z -parameters for the lumped-element ports [3]; only Z -parameters were used in [4]. The characteristic impedances for the waveguide ports are not necessary in the hybrid S/Z -parameter formulation, yet are needed in the Z -parameter formulation. Other features of the method proposed in this paper are listed in Table I. The accuracy of the proposed

TABLE I
FEATURES OF THE PROPOSED METHOD

	Conventional (De-embedding with open/short-pattern)	Proposed (De-embedding with EM simulator)
Treatment of the 4-port parasitic circuit	Circuit topology is not flexible	4-port $S(Y, Z)$ matrix (solved as an EM problem)
Problems	(1) Is the assumed circuit topology for 4-port parasitic circuit appropriate? (2) Are open/short-patterns really working as open- and short-circuited elements?	(1) Is the EM simulator accurate? (2) Are dimension and material parameters accurate? (They can be validated by comparing measured and calculated data for open/short-patterns)
Versatility	Not very wide, e.g., Uncertain if this method can be applied to a new parasitic circuit structure.	Very wide. Extension to an N -port problem is possible.

de-embedding method was investigated and compared with the conventional method. It was found that the proposed de-embedding method has better accuracy than the conventional method, especially in the millimeter-wave band above 30 GHz.

II. CONVENTIONAL DE-EMBEDDING METHOD USING OPEN/SHORT-PATTERN

The conventional de-embedding method using an open/short-pattern [1] is outlined in this section.

- Three measurements are made to obtain the FET Z -parameters shown in Fig. 2(i). The first measurement is done for the interconnect pattern surrounding the FET with the FET part removed (termed "open"), resulting in the open two-port Y -parameters $Y^{(\text{open})}$. The second measurement is done for the interconnect pattern surrounding the FET with the FET part metallized (termed "short"); this results in the short two-port Y -parameters $Y^{(\text{short})}$. The third measurement is done for an FET—which also includes the interconnect parasitic circuit—described by the two-port Y -parameters $Y^{(\text{DUT})}$.
- The parasitic circuit surrounding the FET is approximated by the equivalent circuit topology shown in Fig. 2(ii). Parasitic elements Y_{p1} , Y_{p2} , and Y_{p3} can be determined from $Y^{(\text{open})}$ by comparing with π -circuit parameters

$$Y^{(\text{open})} = \begin{bmatrix} Y_{11}^{(\text{open})} & Y_{12}^{(\text{open})} \\ Y_{21}^{(\text{open})} & Y_{22}^{(\text{open})} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{p1} + Y_{p3} & -Y_{p3} \\ -Y_{p3} & Y_{p2} + Y_{p3} \end{bmatrix}. \quad (1)$$

By comparing matrix elements, Y_{p1} , Y_{p2} , and Y_{p3} can be determined

$$\begin{cases} Y_{p1} = Y_{11}^{(\text{open})} + Y_{12}^{(\text{open})} \\ Y_{p2} = Y_{22}^{(\text{open})} + Y_{12}^{(\text{open})} \\ Y_{p3} = -Y_{12}^{(\text{open})} \end{cases}. \quad (2)$$

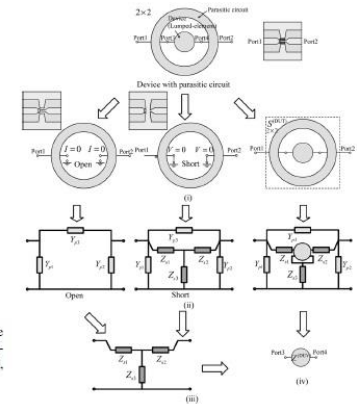


Fig. 2. De-embedding method using open/short-pattern. (i) Measurement of two-port Y -parameters for open/short patterns and FET test-pattern. (ii) Parasitic circuit of the surrounding parasitic circuit is approximated by equivalent circuit. (iii) Obtain Z_{p1} , Z_{p2} , and Z_{p3} . (iv) Extract the FET parameters using two-port circuit theory.

- Parasitic elements Y_{p1} , Y_{p2} , and Y_{p3} can be removed from $Y^{(\text{short})}$; $Y^T = Y^{(\text{short})} - Y^{(\text{open})}$. Parasitic elements Z_{a1} , Z_{a2} , and Z_{a3} can be determined by comparing with T -circuit parameters after transforming Y^T into Z -parameters Z^T

$$Z^T = \begin{bmatrix} Z_{11}^T & Z_{12}^T \\ Z_{21}^T & Z_{22}^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{a1} + Z_{a3} & Z_{a3} \\ Z_{a3} & Z_{a2} + Z_{a3} \end{bmatrix}. \quad (3)$$

By comparing matrix elements, Z_{a1} , Z_{a2} , and Z_{a3} can be determined

$$\begin{cases} Z_{a1} = Z_{11}^T - Z_{12}^T \\ Z_{a2} = Z_{22}^T - Z_{12}^T \\ Z_{a3} = Z_{12}^T \end{cases}. \quad (4)$$

- The FET two-port Y -parameters $Y^{(\text{DEV})}$ can be obtained by removing Y_{p1} , Y_{p2} , Y_{p3} , Z_{a1} , Z_{a2} , and Z_{a3} . Parasitic elements Y_{p1} , Y_{p2} , and Y_{p3} can be removed by subtracting $Y^{(\text{open})}$ from $Y^{(\text{DUT})}$. Parasitic elements Z_{a1} and Z_{a2} can be removed with the fundamental matrix (F -matrix). Finally, Z_{a3} can be removed with the Z -matrix.

III. DE-EMBEDDING METHOD USING THE EM SIMULATOR

Fig. 3 shows the de-embedding method using the EM simulator; here, the finite-element method (FEM)-based simulator Ansoft HFSS, Version 9 [5] is used throughout. The differences

Manuscript received December 10, 2009; revised July 26, 2010; accepted July 28, 2010. Date of publication September 13, 2010; date of current version October 13, 2010. This work was supported in part by The Ministry of Internal Affairs and Communications, Japan, under the Research and Development Project for Expansion of Radio Spectrum Resources.

T. Hirano is with the Department of International Development Engineering, Tokyo Institute of Technology, Tokyo 152-8552, Japan (e-mail: hirano@antenna.ee.titech.ac.jp).

H. Nakano and Y. Hirachi are with AMMYSYS Inc., Kanagawa 248-0002, Japan (e-mail: h.nakano@ammysys.jp; y.hirachi@ammysys.jp).

J. Hirokawa and M. Ando are with the Department of Electrical and Electronic Engineering, Tokyo Institute of Technology, Tokyo 152-8552, Japan (e-mail: jiro@antenna.ee.titech.ac.jp; mando@antenna.ee.titech.ac.jp).

Digital Object Identifier 10.1109/TMTT.2010.2065330

0018-9480/\$26.00 © 2010 IEEE

T. Hirano, "Relationship between Q factor and complex resonant frequency: investigations using RLC series circuit," IEICE Electronics Express, Vol.14, No.21, pp.20170941, Nov. 2017. (DOI: 10.1587/elex.14.20170941) (Open Access)

https://www.istage.jst.go.jp/article/elex/14/21/14_14.20170941/pdf/-char/en

Relationship between Q factor and complex resonant frequency: investigations using RLC series circuit

Takuichi Hirano^{*)}

School of Environment and Society, Tokyo Institute of Technology,
2-12-1 Ookayama, Meguro-ku, Tokyo 152-8552, Japan
*) hirano.tau@mt.titech.ac.jp

Abstract: It is well known that Q factor can be calculated from complex resonant frequency of a non-excitation problem. However, two definitions are used to obtain Q factor from complex resonant frequency. One definition uses the real part of the complex frequency while the other uses an absolute value from the numerator of the Q factor. The meaning and difference of the two definitions is investigated using an RLC series circuit, and the findings are presented in this article.

Keywords: complex resonant frequency, non-excitation, Q factor

Classification: Electromagnetic theory

References

- [1] E. I. Green: "The story of Q," Am. Sci. **43** (1955) 584.
- [2] D. M. Pozar: *Microwave Engineering* (Wiley, Hoboken, NJ, 2005) 3rd ed. 266.
- [3] T. Kuroda: "Wireless power transfer," J. IEICE **93** (2010) 964 (Japanese).
- [4] Special Section on Novel Development of Short Distance Wireless Power Transmission Technology, J. IEICE **95** (2012) 33 (Japanese).
- [5] T. Ohira: "What in the world is Q," IEEE Microw. Mag. **17** (2016) 42 (DOI: 10.1109/MMM.2016.2538512).
- [6] T. Ohira: "Every time we meet, my honey Q brings her new facet," J. IEICE **99** (2016) 856 (Japanese).
- [7] R. E. Collin: *Foundations for Microwave Engineering* (Wiley, New York, 1991) 2nd ed. 377.
- [8] K. Mizuno: "A physical meaning of the Q-factor," J. IEICE **99** (2016) 1191 (Japanese).
- [9] M. Tsuji, et al.: "Analytical and experimental considerations on the resonant frequency and the quality factor of dielectric resonators," IEEE Trans. Microw. Theory Techn. **30** (1982) 1952 (DOI: 10.1109/TMTT.1982.1131350).
- [10] M. Tsuji, et al.: "On the complex resonant frequency of open dielectric resonators," IEEE Trans. Microw. Theory Techn. **31** (1983) 392 (DOI: 10.1109/TMTT.1983.1131509).

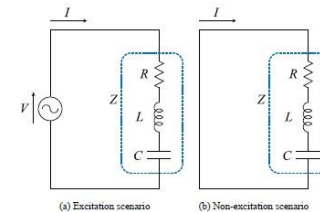


Fig. 1. RLC series circuit.

$$Q = \frac{|\alpha_c|}{2\alpha_0} \quad (8)$$

The reason for the definition of Eq. (8) does not seem to be clear. The values of Eq. (7) and Eq. (8) are obviously different. The difference between Eq. (7) and Eq. (8) is discussed in the following two sections using the RLC series circuit model shown in Fig. 1.

3 Definitions of resonance in mathematical style

Fig. 1(a) shows the excitation scenario, wherein the circuit is excited by voltage source V . The Q factor for this circuit can be calculated using (1), (3), and (4). Fig. 1(b) illustrates the non-excitation problem and the equation for this circuit is

$$ZI = 0 \quad (9)$$

in mathematical style. Eq. (9) is an indeterminate equation. Z must be zero so that I exist without the voltage source. By solving $Z = 0$, α_c can be obtained.

It is emphasized that the definition of resonance is different between Eq. (9) and Eq. (1). In (1), the real valued angular frequency α_0 is searched to maximize $|I/V|$.

4 Q factor evaluation by complex resonant frequency for RLC series circuit

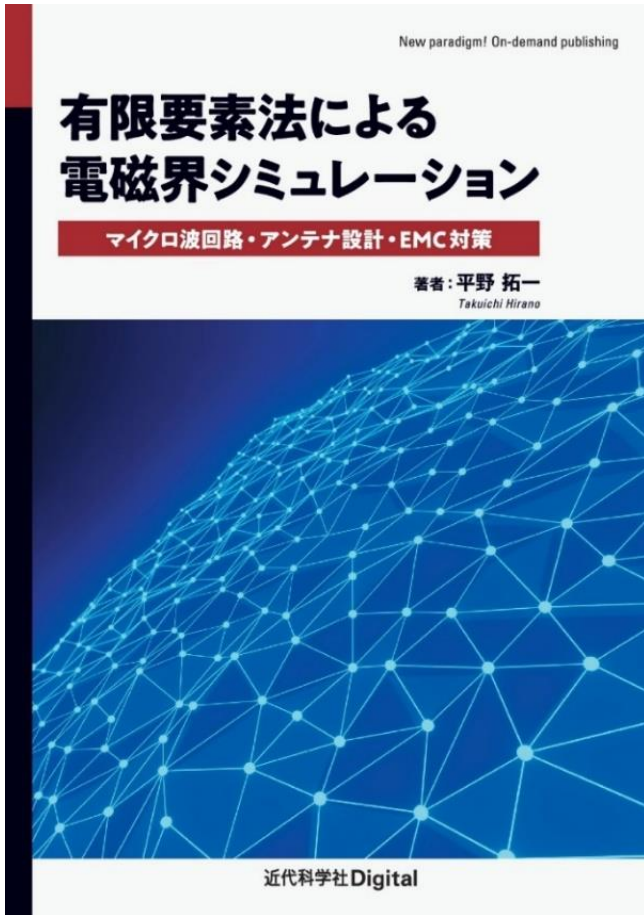
Substituting Eq. (2) in $Z = 0$, and solving for the complex resonant angular frequency, we get

$$\alpha_c = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2} + j\frac{R}{2L} \quad (10)$$

by choosing the appropriate solution such that $\text{Re}[\alpha_c] > 0$. It is clear that $\alpha_c = \alpha_0 = 1/\sqrt{LC}$ when $R = 0$. Substituting Eq. (10) into Eq. (7) yields

書籍

平野拓一, 有限要素法による電磁界シミュレーション – マイクロ波回路・アンテナ設計・EMC対策 –, ISBN : 9784764960121, 近代科学社, 2020年9月.



書名：有限要素法による電磁界シミュレーション
マイクロ波回路・アンテナ設計・EMC対策

著者：平野 拓一

価格：POD版 2,600円＋税

電子版 2,080円＋税

発行日：2020/09/11

判型・ページ数：A5判・220ページ

発行：近代科学社Digital

販売：近代科学社

ISBN：9784764960121

<https://nextpublishing.jp/book/12181.html>

http://www.takuichi.net/book/em_fem/

研究室HPの教材

http://www.comm.tcu.ac.jp/lab_thirano/edu-j.html

中間発表・卒論・学会等の原稿の書き方

The screenshot shows a web browser window displaying the HIRANO LAB. website. The browser's address bar shows the URL http://www.comm.tcu.ac.jp/lab_thirano/edu-j.html. The website has a blue header with the logo "HIRANO LAB. Tokyo City University" and a green waveform icon. A navigation menu on the left lists various sections: ホーム, メンバー, 研究内容, 業績リスト, 講義, 教育資料, アクセス, 連絡先, and a "リンク" section with links to 東京都市大学, 電気電子通信工学科, and 情報通信工学科. The main content area is titled "教育資料" and features a section for "MATLAB関係" with several links and descriptions. Below this is a section for "フーリエ解析".

TCU - Hirano Lab.

保護されていない通信 | www.comm.tcu.ac.jp/lab_thirano/edu-j.html

[English / Japanese]

HIRANO LAB.
Tokyo City University

TOKYO CITY UNIVERSITY

CONTENTS

- ホーム
- メンバー
- 研究内容
- 業績リスト
- 講義
- 教育資料
- アクセス
- 連絡先

リンク

- 東京都市大学
- 電気電子通信工学科
- 情報通信工学科

教育資料

MATLAB関係

- [MATLAB入門](#)
[MATLAB入門\(YouTube説明動画\)](#)
- [MALABのグラフについて](#)
極座標プロット、Word、PowerPointへの挿入方法など
- [MATLABを用いた電磁気学・電磁波工学・マイクロ波／ミリ波工学の教材](#)
- [他の言語と比較したMALABの特徴](#)
なぜplotコマンドは使いにくいのか？やっぱりC言語よりも遅いのか、または実は速いのか？大規模問題を扱うときに気になる、内部での行列表現はどうなっているのか？（C言語ではポインタで効率的に表現できる）などについて調べた報告です。
- [GNU Octave](#)
MATLABと文法が同一で互換性のあるフリーのソフトです。サウンド、グラフィック機能、GUI環境もサポートして使いやすいです。MATLABのSimulink、Toolbox以外は使えるという感覚です。

フーリエ解析

- [フーリエ解析](#)

中間発表・卒論・学会等の原稿の書き方

http://www.comm.tcu.ac.jp/lab_thirano/edu-j.html

1. 最初から文書を書かず、まずは全体の大枠を作る。章構成を決め、その中での流れを決めて箇条書きで埋めていく。文章にするときはあとで箇条書きの内容を文章化する。
2. 基本の流れは
はじめに→構造あるいは検討内容→結果・考察→まとめ
のようになる。「はじめに」と「まとめ」を読み、途中の図面を読んだら、ほぼ理解できるように書く。つまり、「はじめに」には背景・目的と行った内容（結果はまとめに書くから不要）を書く。「まとめ」には行った内容と得られた結果（具体的数値も）を書く。
3. 図面はその図を見ただけで何を行った結果なのかわかるように書く。軸の意味・単位、必要に応じて図中の着目部分に矢印を入れて短く説明を入れる。図のタイトルは、その図面を表すように短い文章で書く。必要に応じてパラメータなどの不足情報を括弧で入れる。
4. Word, PowerPointに図面を貼るときは、メタファイル（ベクトルデータで、拡大縮小しても解像度が落ちない画像形式）を使う。具体的には、例えばExcelのグラフを貼り付けるときは、Excelでグラフをコピー(Ctrl+C)し、貼り付け先で、「ホーム」→「貼り付け」→「形式を選択して貼り付け」で「図（拡張メタファイル）」を選ぶ。
5. 参考文献の書き方は
 - ・ 平野 拓一, "電磁界シミュレータ利用の勘所 一境界条件と励振モデル一," 電子情報通信学会論文誌 C, Vol.J101-C, No.10, pp.381-388, Oct. 2018. (招待論文; OpenAccess)
 - ・ T. Hirano, "Relationship between Q factor and complex resonant frequency: investigations using RLC series circuit," IEICE Electronics Express, Vol.14, No.21, pp.20170941, Nov. 2017. (Open Access)のようにする（論文誌などへの投稿の際は、その論文誌のフォーマットに従う）。

レターの例

T. Hirano, "Relationship between Q factor and complex resonant frequency: investigations using RLC series circuit," IEICE Electronics Express, Vol.14, No.21, pp.20170941, Nov. 2017. (DOI: 10.1587/elex.14.20170941) (Open Access)

https://www.jstage.jst.go.jp/article/elex/14/21/14_14.20170941/_pdf/-char/en

レターの例

Relationship between Q factor and complex resonant frequency: investigations using RLC series circuit

Takuichi Hirano^{a)}

*School of Environment and Society, Tokyo Institute of Technology,
2-12-1 O-okayama, Meguro-ku, Tokyo 152-8552, Japan*

a) hirano.t.aa@m.titech.ac.jp

Abstract: It is well known that Q factor can be calculated from complex resonant frequency of a non-excitation problem. However, two definitions are used to obtain Q factor from complex resonant frequency. One definition uses the real part of the complex frequency while the other uses an absolute value from the numerator of the Q factor. The meaning and difference of the two definitions is investigated using an RLC series circuit, and the findings are presented in this article.

Keywords: complex resonant frequency, non-excitation, Q factor

Classification: Electromagnetic theory

- ・簡潔な背景、目的、課題
- ・（改善のための）提案方法
- ・結果、得られた知見
- ・図や文献は引用しない

- ・内容の関連用語
- ・検索に引っかかると思う用語

レターの例

References

- [1] E. I. Green: "The story of Q," Am. Sci. **43** (1955) 584.
- [2] D. M. Pozar: *Microwave Engineering* (Wiley, Hoboken, NJ, 2005) 3rd ed. 266.
- [3] T. Kuroda: "Wireless power transfer," J. IEICE **93** (2010) 964 (Japanese).
- [4] Special Section on Novel Development of Short Distance Wireless Power Transmission Technology, J. IEICE **95** (2012) 33 (Japanese).
- [5] T. Ohira: "What in the world is Q," IEEE Microw. Mag. **17** (2016) 42 (DOI: [10.1109/MMM.2016.2538512](https://doi.org/10.1109/MMM.2016.2538512)).
- [6] T. Ohira: "Every time we meet, my honey Q brings her new facet," J. IEICE **99** (2016) 856 (Japanese).
- [7] R. E. Collin: *Foundations for Microwave Engineering* (Wiley, New York, 1991) 2nd ed. 377.
- [8] K. Mizuno: "A physical meaning of the Q-factor," J. IEICE **99** (2016) 1191 (Japanese).
- [9] M. Tsuji, *et al.*: "Analytical and experimental considerations on the resonant frequency and the quality factor of dielectric resonators," IEEE Trans. Microw. Theory Techn. **30** (1982) 1952 (DOI: [10.1109/TMTT.1982.1131350](https://doi.org/10.1109/TMTT.1982.1131350)).
- [10] M. Tsuji, *et al.*: "On the complex resonant frequency of open dielectric resonators," IEEE Trans. Microw. Theory Techn. **31** (1983) 392 (DOI: [10.1109/TMTT.1983.1131509](https://doi.org/10.1109/TMTT.1983.1131509)).

- フォーマットは記事によって異なり、指定に従う。
- 文中で引用する順番に列挙し、かならず文中で適切に引用する。
- 必用ならば何度も引用してもよい。



© IEICE 2017

DOI: 10.1587/elex.14.20170941

Received September 12, 2017

Accepted September 28, 2017

Publicized October 16, 2017

Copyedited November 10, 2017

レターの例

本文(text, main text)

- 背景、目的、課題
- 提案方法
- 検討内容の概要

1 Introduction

Q factor [1] is an important value for evaluating the quality of inductors or capacitors, designing filters [2], wireless power transfer systems [3, 4], and so on. There are various expressions to define the Q factor [5, 6]. One expression is based on complex resonant frequency, wherein there are two types of definitions. This study investigates the difference between the two definitions using a simple RLC series circuit model.

独立行の数式は必ず番号をふる。
必ず文中で引用する必要はない。

2 Various definitions of Q

The Q factor for a well-known RLC series circuit shown in Fig. 1(a) [2] can be obtained as

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 C R} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (1)$$

where $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ is the resonant angular frequency. At ω_0 , the ratio $|I/V| = |1/Z|$ holds peak value, where I and V are the current and voltage, respectively. In addition,

$$Z = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}. \quad (2)$$

The second definition for the Q factor is obtained using bandwidth $\Delta\omega = \omega - \omega_0$, where ω is the angular frequency such that $|I/V| = |1/Z|$ becomes $1/\sqrt{2}$

レターの例

against the peak value.

$$Q = \frac{\omega_0}{2\Delta\omega} \quad (3)$$

The Q factor, according to [2, 3], can be defined as

$$Q = \frac{\omega_0}{2} \left| \frac{1}{Z} \frac{dZ}{d\omega} \right|. \quad (4)$$

The definition of Q factor using energy [2, 7, 8], which can be applied generally to any cavities, is expressed as

$$Q = \omega_0 \frac{U}{\left(-\frac{dU}{dt} \right)} \quad (5)$$

where U is the electromagnetic energy stored in the resonator. We now introduce the complex resonant frequency,

$$\omega_c = \omega_r + j\omega_i \quad (6)$$

to take energy dissipation into account in time harmonic scenario ($e^{j\omega_c t} = e^{j\omega_r t} e^{-\omega_i t}$). The complex resonant frequency is normally introduced in eigenmode analysis for electromagnetic cavities. Therefore, the Q factor can be expressed [2, 7] as

$$Q = \frac{\omega_r}{2\omega_i}. \quad (7)$$

However, in [9, 10], a different expression with Eq. (6) was also proposed.



© IEICE 2017

DOI: 10.1587/elex.14.20170941

Received September 12, 2017

Accepted September 28, 2017

Publicized October 16, 2017

Copyedited November 10, 2017

レターの例

- ・図番号と図のタイトル(キャプション)
- ・図番号は必ず全て本文中で引用し、説明する。
- ・図は引用される順に並べる。

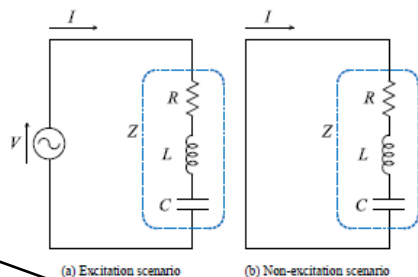


Fig. 1. RLC series circuit.

$$Q = \frac{|\omega_c|}{2\omega_0} \quad (8)$$

The reason for the definition of Eq. (8) does not seem to be clear. The values of Eq. (7) and Eq. (8) are obviously different. The difference between Eq. (7) and Eq. (8) is discussed in the following two sections using the RLC series circuit model shown in Fig. 1.

3 Definitions of resonance in mathematical style

Fig. 1(a) shows the excitation scenario, wherein the circuit is excited by voltage source V . The Q factor for this circuit can be calculated using (1), (3), and (4). Fig. 1(b) illustrates the non-excitation problem and the equation for this circuit is

$$ZI = 0 \quad (9)$$

in mathematical style. Eq. (9) is an indeterminate equation. Z must be zero so that I exist without the voltage source. By solving $Z = 0$, ω_c can be obtained.

It is emphasized that the definition of resonance is different between Eq. (9) and Eq. (1). In (1), the real valued angular frequency ω_0 is searched to maximize $|I/V|$.

4 Q factor evaluation by complex resonant frequency for RLC series circuit

Substituting Eq. (2) in $Z = 0$, and solving for the complex resonant angular frequency, we get

$$\omega_c = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2} + j\frac{R}{2L} \quad (10)$$

by choosing the appropriate solution such that $\text{Re}[\omega_c] > 0$. It is clear that $\omega_c = \omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ when $R = 0$. Substituting Eq. (10) into Eq. (7) yields

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C} - \left(\frac{R}{2}\right)^2} \quad (11)$$

Substituting Eq. (10) into Eq. (8) yields

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (12)$$

which is unexpectedly identical with Eq. (1). Moreover, $|\omega_c| = 1/\sqrt{LC} = \omega_0$ using Eq. (10) can also be derived.

Complex angular frequency (ω_c) and Q factor with R are shown in Fig. 2 by fixing $L = 1$ H and $C = 1$ F ($\omega_0 = 1$ rad/s). In Fig. 2(a), ω_c is overlapped with ω_0 when the Q factor > 10. In Fig. 2(b), the Q factor defined by Eq. (7) also overlaps

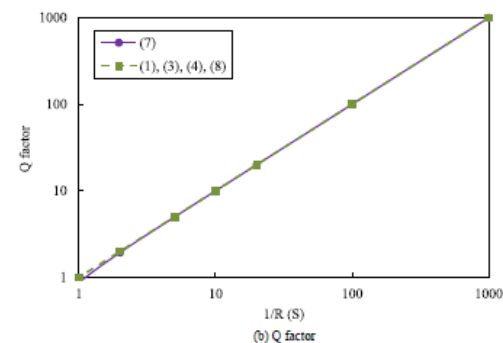
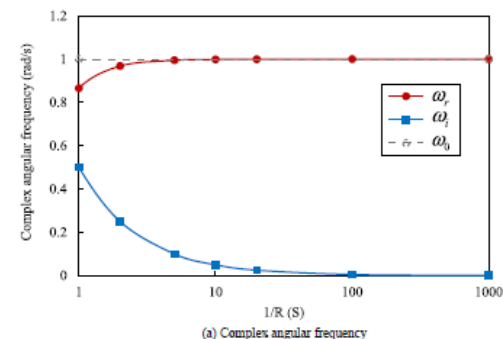


Fig. 2. Complex angular frequency and Q factor with R . ($L = 1$ H, $C = 1$ F)

the Q factor defined by Eq. (1), Eq. (3), Eq. (4), and Eq. (8). The difference of (real part of) resonant frequencies and Q factors are both 0.125% when Q factor by Eq. (8) is 10. The resonators are normally designed with a Q factor >10 , so the very small difference (0.125%) illustrated in the graphs is negligible.

5 Conclusion

The two definitions used to obtain Q factor from complex resonant frequency are presented, and the difference between the two definitions were investigated using an RLC series circuit model. It was found that the resonant angular frequency corresponds to $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ incidentally when Q factor is defined using the absolute value of complex resonant frequency in the numerator. However, it was also found that the difference between the two definitions is negligible (0.125% when $Q = 10$) when Q factor is greater than 10.

Acknowledgments

This work was supported in part by MEXT/JSPS KAKENHI (Grant number 26820139/17K06418).

- ・簡潔に行った内容
- ・結果、得られた知見
- ・今後の課題

謝辞

- ・有益なアドバイスをいただいた方（大きな貢献は共著者にする）
- ・一部測定などの協力をしていただいた方
- ・予算支援機関