

時変回路による伝送線路の整合終端における既知のパルス波に対するエネルギー収穫

坂本 一^{†a)}

*伊藤 寛泰^{†b)}

山本 謙太^{†c)}

石井 直斗^{††d)}

久門 尚史^{†e)}

Energy harvesting for known pulse wave at matched termination of transmission line by time-varying circuit

Hajime SAKAMOTO^{†a)}, *Hiroyasu ITO^{†b)}, Kenta YAMAMOTO^{†c)},

Naoto ISHII^{††d)}, and Takashi HISAKADO^{†e)}

あらまし 本論文では、伝送線路終端において入射波の反射を抑え、かつそのエネルギーを収穫することを実現する、時変回路による新たな整合手法を提案する。本手法では、入射波を既知のパルス波とし、入射波が終端に到達したタイミングで、時変電圧源により打ち消し波を印加し、終端で発生する反射波を相殺すると共にエネルギーを収穫する。時変電圧源は PWM 制御されたハーフブリッジ回路とフィルタにより構成され、打ち消し波およびフィルタはラプラス変換を用いて理論的に設計される。raised-COS 波を例とした設計例を示し、損失を除くほぼすべてのエネルギーが収穫されることを実験により検証した。さらに、シミュレーションによる損失の内訳解析により、損失の大部分はハーフブリッジ回路のスイッチにて生じることを示した。

キーワード エネルギー収穫、時変系、パルス波、伝送線路、整合終端

1. まえがき

近年、SiC パワートランジスタや GaN パワートランジスタなどの、従来の素子と比較して非常に高速なパワーデバイスが盛んに研究されている。これらの高速な動作を用いることで、系のパラメータを時間的に変化させる、時変系としての回路要素を容易に構成することが可能となりつつある。この時変性を利用した素子の一例として、TVT(Time-Variable Transformer)[1]がある。TVT は時変パラメータとして変圧比を持つ 2 ポート回路素子であり、コンバータの 2 ポート回路モデルとして注

目されている[2]～[7]。TVT としての時変性を活用することで、エネルギーに対する無損失かつ自由度の高い処理が実現可能となる[2][3]。その応用として、TVT を用いて実現される LFR(Loss-Free Resistor)[4]によるキャパシタ間での無損失な電荷移動[5]、TVT により電源・負荷間の特性を同期的に変換・制御することでパワーフロー制御を行う P2P エネルギー伝送[6][7]などが研究されている。

広い意味での回路システムにおける時変性に関する研究は古くから存在する。材質の特性を時間的に変化させる研究として、媒質の誘電率[8]～[11]や透磁率[12]を時間的に変化させる検討がなされている。その上で、これらを回路システムに用いることで、インダクタンスやキャパシタンスを周期的に変化させるパラメトリック励振[13]～[15]、時変キャパシタによって任意の線形回路素子を構成する研究[16]などが行われている。また、近年ではパラメータの時変性を活用することで、伝送線路終端において時不变抵抗ではなく時変素子を用い、整合とエネルギーの収穫を実現しようとする試みが存在する[17][18]。

[†] 京都大学大学院工学研究科、京都市

Department of Electrical Engineering, Kyoto University Kyotodaigakukatsura,
Nishikyo-ku, Kyoto, 615-8510, Japan

^{††} 京都大学工学部電気電子工学科、京都市

Undergraduate School of Electrical and Electronic Engineering, Kyoto University
Yoshidahonmachi, Sakyo-ku, Kyoto, 606-8501, Japan

a) E-mail: sakamoto@cct.kuee.kyoto-u.ac.jp

b) E-mail: *Corresponding author. ito@cct.kuee.kyoto-u.ac.jp

c) E-mail: kenta@cct.kuee.kyoto-u.ac.jp

d) E-mail: ishii@cct.kuee.kyoto-u.ac.jp

e) E-mail: hisakado@cct.kuee.kyoto-u.ac.jp

DOI:10.14923/transfun.???????????

無損失伝送線路において時不变素子で整合を行うには、伝送線路の特性インピーダンスと等しい抵抗を終端に挿入する必要がある。しかし、抵抗で終端を行うと終端に到來した入射波のもつエネルギーは、終端抵抗により熱として消費される。これに対して、時変素子を線路終端に接続することで、線路終端における整合とエネルギーの収穫を実現する方法について研究が行われている。文献[17]においては、入射波の周波数と位相の情報を利用し、終端に接続したインダクタのパラメータを入射波に応じて時変させることで整合する手法が提案されている。しかし、入射波を正弦波とすると時変インダクタの値が周期的に発散するため、完全な整合を実現することは難しい。その双対的な時変系として時変キャパシタによる整合も検討されているが[18]、同様にキャパシタンスが発散する。また、異なるアプローチとしてTVTに基づいて構成したLFRにより、整合を行う手法が提案されている[4][19]。この手法では、入射波に関する情報は必要としないが、LFRを構成するために不連続モード(DCM)で動作するコンバータを用いており[4]、整合終端の実現は入射波が低周波である場合に限られる。

本論文では、入射波が既知のパルス波形である場合において、PWM制御されたハーフブリッジ回路とフィルタにより構成した時変電圧源を用いて反射波を打ち消すことで、整合終端とエネルギー収穫を実現する手法を提案する[20][21]。打ち消された反射波のエネルギーは時変電圧源へと流入し、エネルギー収穫が実現される。本稿では、初めに時変電圧源により既知のパルス波に対して整合終端を構成する原理を述べる。また、ハーフブリッジ回路にて整合終端を構成する場合における、PWM信号とフィルタに関する理論設計を行う。最後に、その理論設計を踏まえ、提案手法により整合とエネルギー収穫が両立されることを実験的に示す。

2. 時変電圧源による整合終端の原理

2.1 反射波の打ち消し

図1に示す等価回路を用いて、伝送線路上を伝搬するパルス波に対する提案手法の原理を述べる。この回路は、無損失の伝送線路および、入射波を生成するためのパルス入力電圧源 $e_0(t)$ 、提案手法にあたる時変電圧源 $e_1(t)$ により構成され、伝送線路の始端側(ポート0-0')には $e_0(t)$ が、終端側(ポート1-1')には $e_1(t)$ がそれぞれ接続されている。この系において、伝送線

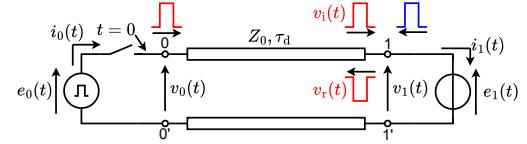


図1：時変電圧源による整合終端手法の等価回路
Fig. 1 Equivalent circuit of proposed matched terminal method using time-varying voltage source.

路の特性インピーダンスを Z_0 、始端-終端間の伝達遅延時間 τ_d とする。

以下に、提案手法における時変電圧源 $e_1(t)$ の動作および原理を説明する。まず、時刻 $t=0$ にパルス入力電圧源 $e_0(t)$ から信号を印加する場合を考える。このとき始端での電圧波形 $v_0(t)$ は、ヘビサイド関数 $h(t)$ を用いて $v_0(t) = e_0(t)h(t)$ と表される。 $t=0$ に印加されたパルス波が終端に到達する時刻は $t=\tau_d$ 後であり、その終端の電圧波形 $v_1(t)$ は、

$$v_1(t) = e_0(t - \tau_d)h(t - \tau_d) \quad (1)$$

である。ここで、重ね合わせの原理を用いて、等価回路を $e_0(t)$ 成分および $e_1(t)$ 成分に分離して考える。 $e_0(t)$ 成分に着目すると、終端は短絡されているのみなせるため、終端の電圧反射係数は-1である。したがって、入射波 $v_i(t)$ と反射波 $v_r(t)$ の関係は、

$$v_r(t) = -v_i(t) \quad (2)$$

となり、反射波として入射波の正負が反転したものが発生する。ここで、 $e_1(t)$ 成分により反射波を打ち消すために、

$$e_1(t) = -v_r(t) = v_i(t) \quad (3)$$

とする。これにより終端の電圧 $v_1(t)$ は、 $e_0(t)$ 成分と $e_1(t)$ 成分の重ね合わせにより、

$$\begin{aligned} v_1(t) &= v_i(t) + v_r(t) + e_1(t) \\ &= v_i(t) \end{aligned} \quad (4)$$

となり、時不变な整合と同様に、終端において電圧は無反射となる。同様に電流について考えると、終端における電流にも反射は生じず、時不变な整合における振る舞いと等価となる。

2.2 エネルギーの収穫

時不变な整合ではパルス波がもつ電流が整合抵抗に流れて熱に変換されるが、提案手法ではその電流が時

変電圧源に流入する。パルス波が印加される有限の時間 T , $e_0(t)$ に流れる電流を $i_0(t)$ とすると、始端から入力される入射波のエネルギー量 W_0 は、

$$W_0 = \int_0^T v_0(t) i_0(t) dt \quad (5)$$

となる。一方、終端の時変電圧源に流入するエネルギー量 W_1 は、 $e_1(t)$ に流入する電流を $i_1(t)$ とすると、

$$\begin{aligned} W_1 &= \int_{\tau_d}^{T+\tau_d} e_1(t) i_1(t) dt \\ &= \int_{\tau_d}^{T+\tau_d} e_0(t - \tau_d) i_0(t - \tau_d) h(t - \tau_d) dt \\ &= W_0 \end{aligned} \quad (6)$$

となり、始端での入射波のエネルギーに等しくなる。したがって、エネルギー収穫率 η は、

$$\eta = \frac{W_1}{W_0} = 1 \quad (7)$$

となり、入射波のエネルギーは全て収穫される。

3. ハーフブリッジ回路による時変整合終端の理論設計

3.1 打ち消し波の導出

本研究では、図 1 の時変電圧源 $e_1(t)$ を図 2 に示す PWM で駆動されるハーフブリッジ回路により実現する。時変電圧源は、直流電圧源 E_2^{dc} および 2 つのスイッチによるハーフブリッジ回路、 L, C によるフィルタにより構成される。適切なスイッチング周波数およびフィルタを設計することで、PWM 波形 $v_{pwm}(t)$ から PWM 周波数成分を取り除き、入射波に対する打ち消し波を生成する。このとき、ハーフブリッジ回路およびフィルタは TVT として機能し、PWM のデュエティ比を適切に時変させることで、所望の打ち消し波を出力することが可能である。時変電圧源による等価回路を図 3 に示す。図 3において、 $e_2(t)$ は $v_{pwm}(t)$ から PWM 周波数成分を取り除いたものに相当する。図 1 では終端が短絡されているように見えたのに対し、図 3 では L, C が並列に接続されているように見える。したがって終端での電圧反射係数は -1 ではないため、打ち消し波は入射波自体とは異なった波形になる。ここで、 $v_{pwm}(t)$ の参照元となる、打ち消し波のフィルタ通過前の波形 $e_2(t)$ を重ね合わせの原理を用いてラプラス領域で導出する。

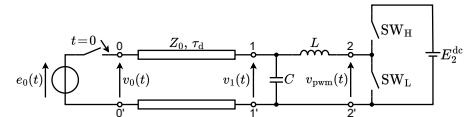


図 2: 一般的なパルス波 $v_0(t)$ に対する提案手法
Fig. 2 Proposed method for general pulse wave $v_0(t)$.

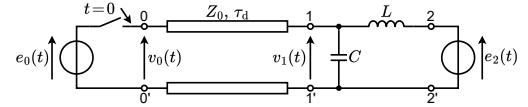
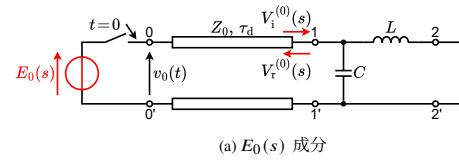
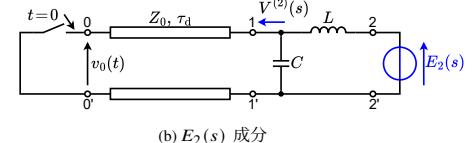


図 3: フィルタによるスイッチング周波数成分の除去効果を考慮した際の等価回路
Fig. 3 Equivalent circuit considering effect of reducing switching frequency by low-pass filter.



(a) $E_0(s)$ 成分



(b) $E_2(s)$ 成分

図 4: ラプラス領域において図 3 を $E_0(s)$ 成分および $E_2(s)$ に分離した 2 つの回路
Fig. 4 The upper and lower figures represent circuits divided into $E_0(s)$ and $E_2(s)$ components in the Laplace domain, respectively.

ラプラス変換を $\mathcal{L}[\cdot]$ にて表すものとし、重ね合わせの原理により導出した $E_0(s) = \mathcal{L}[e_0(t)]$ 成分に対する等価回路を図 4(a)、 $E_2(s) = \mathcal{L}[e_2(t)]$ 成分に対する等価回路を図 4(b) に示す。初めに、 $E_0(s)$ 成分のみを考えた図 4(a) の回路において、ポート 1-1' から右を見た時のインピーダンス $Z_L(s)$ は、

$$Z_L(s) = \frac{\frac{1}{sC} sL}{\frac{1}{sC} + sL} = \frac{sL}{1 + s^2 LC} \quad (8)$$

となり、終端における電圧反射係数 $\Gamma_v(s)$ は、

$$\Gamma_v(s) = \frac{Z_L(s) - Z_0}{Z_L(s) + Z_0} = \frac{sL - (1 + s^2 LC)Z_0}{sL + (1 + s^2 LC)Z_0} \quad (9)$$

となる。したがって、 $V_i^{(0)}(s)$ を入射波、 $V_0(s)$ を始端での電圧波形とすると、反射波 $V_r^{(0)}(s)$ は、

$$\begin{aligned} V_{\text{f}}^{(0)}(s) &= \Gamma_v(s) V_{\text{i}}^{(0)}(s) \\ &= \frac{sL - (1 + s^2 LC)Z_0}{sL + (1 + s^2 LC)Z_0} V_0(s) e^{-\tau_{\text{d}} s} \end{aligned} \quad (10)$$

と求まる。ここで、式(10)に現れている $e^{-\tau_{\text{d}} s}$ は、伝達遅延時間 τ_{d} だけ遅れてポート 0-0' から入力された成分がポート 1-1' に到達することを表している。また、打ち消し波はこの正負が反転したものに相当する。

一方で、 $E_2(s)$ の成分のみを考えた図 4(b) の回路において、フィルタ通過前の波形 $E_2(s)$ を用いて、打ち消し波 $V^{(2)}(s)$ を計算すると、

$$\begin{aligned} V^{(2)}(s) &= \frac{\frac{Z_0 \frac{1}{sC}}{Z_0 + \frac{1}{sC}}}{\frac{Z_0 \frac{1}{sC}}{Z_0 + \frac{1}{sC}} + sL} E_2(s) \\ &= \frac{Z_0}{sL + (1 + s^2 LC)Z_0} E_2(s) \end{aligned} \quad (11)$$

となる。ここで、終端での反射波を打ち消すには、重ね合わせの原理より、

$$V_{\text{f}}^{(0)}(s) + V^{(2)}(s) = 0 \quad (12)$$

が成り立つことが必要である。したがって、式(12)に式(10), (11)を代入すると

$$\begin{aligned} \frac{sL - (1 + s^2 LC)Z_0}{sL + (1 + s^2 LC)Z_0} V_0(s) e^{-\tau_{\text{d}} s} + \\ \frac{Z_0}{sL + (1 + s^2 LC)Z_0} E_2(s) = 0 \end{aligned} \quad (13)$$

を得る。これを $E_2(s)$ について解くことで、

$$E_2(s) = \frac{(1 + s^2 LC)Z_0 - sL}{Z_0} V_0(s) e^{-\tau_{\text{d}} s} \quad (14)$$

と $E_2(s)$ が求まる。これを逆ラプラス変換することで、

$$\begin{aligned} E_2(s) &= \frac{(1 + s^2 LC)Z_0 - sL}{Z_0} \frac{A}{2} \left\{ \left(\frac{\omega_{\text{rc}}^2}{s(s^2 + \omega_{\text{rc}}^2)} \right) \left(1 - e^{-T_{\text{rc}} s} \right) \right\} e^{-\tau_{\text{d}} s} \\ &= \frac{A}{2} \left[\left\{ (LC\omega_{\text{rc}}^2 - 1) \frac{s}{s^2 + \omega_{\text{rc}}^2} - \frac{L}{Z_0} \omega_{\text{rc}} \frac{\omega_{\text{rc}}}{s^2 + \omega_{\text{rc}}^2} + \frac{1}{s} \right\} \left(1 - e^{-T_{\text{rc}} s} \right) \right] e^{-\tau_{\text{d}} s} \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} e_2(t) &= \frac{A}{2} \left[\left\{ a \cos\{\omega_{\text{rc}}(t - \tau_{\text{d}})\} - b \sin\{\omega_{\text{rc}}(t - \tau_{\text{d}})\} + 1 \right\} h(t - \tau_{\text{d}}) \right. \\ &\quad \left. - \left\{ a \cos\{\omega_{\text{rc}}(t - \tau_{\text{d}} - T_{\text{rc}})\} - b \sin\{\omega_{\text{rc}}(t - \tau_{\text{d}} - T_{\text{rc}})\} + 1 \right\} h(t - \tau_{\text{d}} - T_{\text{rc}}) \right] \end{aligned} \quad (18)$$

$e_2(t)$ が導出される。

ところで、式(14)の右辺に着目すると、 $V_0(s)$ の係数として s の 2 次の項が存在する。これは、フィルタとして 1 段の LC フィルタを用いていることに起因している。この提案手法において $V_0(s)$ の相対次数が 3 以上であるような波形であれば、 $E_2(s)$ が逆ラプラス変換可能である、すなわち時間領域で $e_2(t)$ が存在する。つまり、入射波 $v_0(t)$ が時間的に微分可能な波形であれば、提案手法において理論上完全な無反射を実現することができる。

3.2 完全な無反射が実現可能な

raised-COS 波に対する打ち消し波

例として、入射波が式(15)で定義される raised-COS 波である場合の $e_2(t)$ を導出する。ここで、 A は raised-COS 波の振幅、 ω_{rc} は角周波数、 $T_{\text{rc}} = 2\pi/\omega_{\text{rc}}$ は周期である。

$$v_{\text{rc}}(t) = \frac{A}{2} \left[(1 - \cos \omega_{\text{rc}} t) h(t) - \{1 - \cos \omega_{\text{rc}}(t - T_{\text{rc}})\} h(t - T_{\text{rc}}) \right] \quad (15)$$

式(15)をラプラス変換すると、

$$\begin{aligned} V_{\text{rc}}(s) &= \frac{A}{2} \left\{ \left(\frac{1}{s} - \frac{s}{s^2 + \omega_{\text{rc}}^2} \right) \left(1 - e^{-T_{\text{rc}} s} \right) \right\} \\ &= \frac{A}{2} \left\{ \left(\frac{\omega_{\text{rc}}^2}{s(s^2 + \omega_{\text{rc}}^2)} \right) \left(1 - e^{-T_{\text{rc}} s} \right) \right\} \end{aligned} \quad (16)$$

が得られ、これを式(14)において $V_0(s) = V_{\text{rc}}(s)$ として代入して整理すると、式(17)を得る。ここで、 $a = LC\omega_{\text{rc}}^2 - 1$, $b = L\omega_{\text{rc}}/Z_0$ として、式(17)を逆ラプラス変換すると式(18)となり、時間領域において $e_2(t)$ が得られる。

3.3 フィルタの設計

図2の L, C で構成されているフィルタについて、設計に関する条件を述べる。フィルタは PWM に起因する高周波数成分を取り除き、打ち消し波が生成されるように L, C を設計する必要がある。ポート 2-2' からポート 1-1' へのフィルタの伝達特性に基づき、 L, C の設定条件を検討する。減衰定数 ζ および固有振動数 ω_0 をそれぞれ、

$$\zeta = \frac{1}{2Z_0} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (19)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (20)$$

とおくと、式(11)よりポート 2-2' からポート 1-1' への電圧の伝達関数 $G(s)$ は、

$$\begin{aligned} G(s) &= \frac{Z_0}{Z_0(1+s^2LC)+sL} \\ &= \frac{\omega_0^2}{s^2+2\zeta\omega_0s+\omega_0^2} \end{aligned} \quad (21)$$

となる。ここで、PWM 信号の角周波数 ω_{pwm} におけるフィルタのゲイン $|G(j\omega_{\text{pwm}})|$ を十分小さくする、すなわち、

$$|G(j\omega_{\text{pwm}})| = \left| \frac{\omega_0^2}{\omega_0^2 - \omega_{\text{pwm}}^2 + j2\zeta\omega_0\omega_{\text{pwm}}} \right| \ll 1 \quad (22)$$

を満たすように L, C を設定すればよい。ただし、打ち消し波が有する周波数成分は透過するように設計する必要がある。従って、フィルタの固有振動数 ω_0 は、

$$\omega_{\text{rc}} < \omega_0 \ll \omega_{\text{pwm}} \quad (23)$$

の制約下で設計しなければならない。また、フィルタが有する動特性の減衰度合いは ζ により決定され、打ち消し波を正確に生成することを考えると、フィルタの動特性は早く収束することが求められる。これは、 $v_{\text{pwm}}(t)$ は $e_2(t)$ とは異なり、PWM に起因する高周波成分を有しているため、この高周波成分に起因した望ましくない過渡応答が生じるためである。従って、減衰定数は $\zeta = 1$ に近い値を設定することが求められる。

ただし、 ζ の設計可能な範囲には制約が存在する。図2に示す提案手法では、正の振幅を持つ PWM 波形を平滑化することで所望の波形を生成するため、 $e_2(t)$ には負の電圧が含まれる波形を与えることはできず、これを満たすように L, C の値を設定する必要がある。

本稿では、これを正領域条件 ($e_2(t) \geq 0, \forall t$) と呼ぶ。例として raised-COS 波の入射波に対する正領域条件を求める。 $\phi = \arctan(a/b)$ とおき、式(15)の raised-COS 波に対する $e_2(t)$ の式(18)を整理すると、

$$\begin{aligned} e_2(t) &= \\ &\frac{A}{2} \left[\left\{ -\sqrt{a^2+b^2} \sin\{\omega_{\text{rc}}(t-\tau_d)+\phi\} + 1 \right\} h(t-\tau_d) \right. \\ &\left. - \left\{ -\sqrt{a^2+b^2} \sin\{\omega_{\text{rc}}(t-\tau_d-T_{\text{rc}})+\phi\} + 1 \right\} h(t-\tau_d-T_{\text{rc}}) \right] \end{aligned} \quad (24)$$

を得る。ここで、常に $e_2(t) \geq 0$ となる条件が満たされるのは $\sqrt{a^2+b^2} \leq 1$ のときに限られる。したがって $e_2(t)$ が正領域に収まるための L, C の条件は、

$$a^2 + b^2 \leq 1 \quad (25)$$

となり、 $a = LC\omega_{\text{rc}}^2 - 1$, $b = L\omega_{\text{rc}}/Z_0$ を代入すると、

$$(LC\omega_{\text{rc}}^2 - 1)^2 + \left(\frac{L}{Z_0} \omega_{\text{rc}} \right)^2 \leq 1 \quad (26)$$

となる。ここで、式(23)を満たす ω_0 と ω_{rc} の関係を係数 $\beta > 1$ を用いて $\omega_0 = \beta\omega_{\text{rc}}$ と表すと、式(26)を整理することで ζ に関する制約として、

$$\zeta \leq \frac{\sqrt{2\beta^2 - 1}}{2\beta} < \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (27)$$

が得られる。すなわち、正領域条件により ζ には設定可能な上限値が存在し、それは $1/\sqrt{2}$ よりも小さい。これより、式(27)を満たす範囲内で可能な限り大きな ζ を設定することで、正領域条件と過渡応答の収束性が両立される。

上述の議論に基づく、フィルタの理論設計法について述べる。式(19), (20)より、固有振動数 ω_0 および減衰定数 ζ を持つフィルタの L は、

$$L = \frac{2Z_0}{\omega_0} \zeta \quad (28)$$

である。式(23)に基づいて ω_0 を決定すると $\beta = \omega_0/\omega_{\text{rc}}$ が定まり、正領域条件を満たす ζ の範囲が式(27)で求まる。したがって、式(27), (28)より L は、

$$L \leq \frac{Z_0}{\omega_0} \frac{\sqrt{2\beta^2 - 1}}{\beta} \quad (29)$$

を満たす範囲内で可能な限り大きな値を設定すれば良

い。また、式(20)より C の値は $C = 1/L\omega_0^2$ と L から自ずと定まる。

4. 実験的検証

4.1 実験系の概要

提案した時変整合終端による無反射かつエネルギー収穫の実験的検証を行う。図5に実験回路の終端側を示す。始端側については、ファンクションジェネレータを接続するものとし、出力抵抗により整合されている。図2では直流電圧源 E_2^{dc} を用いていたが、本実験においては初期電圧を与えたコンデンサ C_{out} を用いることとする。この C_{out} は、 $196.5 \mu\text{F}$ の電解コンデンサと高周波平滑用の $2.02 \mu\text{F}$ のセラミックコンデンサを並列接続したものである。ハーフブリッジ回路のスイッチとしてEPC社のGaNトランジスタEPC2037を用い、ゲートドライバとしてTI社のLMG1210を用いる。設計したハーフブリッジ回路と次に述べる組み合わせの L と C を用いて製作したフィルタを図6に示す。

入射波として raised-COS 波を用い、その周波数は $f_{\text{rc}} = \omega_{\text{rc}}/2\pi = 500 \text{ kHz}$ とし、振幅 A については終

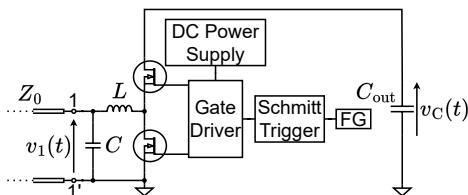


図5: 時変整合終端の実験系の終端側の回路

Fig. 5 Circuit connected to end terminal of transmission line in experimental system of proposed matched termination method.

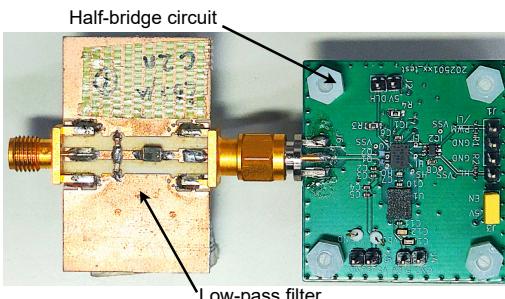


図6: 設計したハーフブリッジ回路とフィルタ

Fig. 6 Designed half-bridge circuit and low-pass filter.

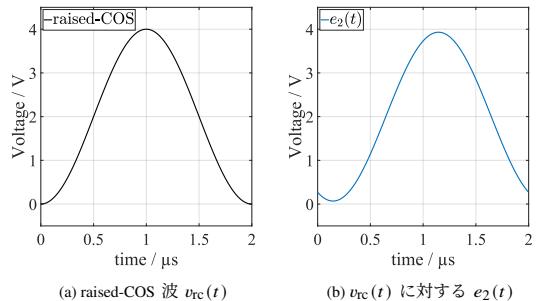


図7: 無反射整合終端が実現可能な raised-COS 波 $v_{\text{rc}}(t)$ とそれに対する $e_2(t)$

Fig. 7 Raised-COS wave $v_{\text{rc}}(t)$ which can design non-reflective termination. The right figure shows $e_2(t)$ corresponding to $v_{\text{rc}}(t)$.

端のポート 1-1' に振幅 4V の raised-COS 波が現れるようとする。また、スイッチング周波数を $f_{\text{pwm}} = \omega_{\text{pwm}}/2\pi = 10 \text{ MHz}$ とする。 $\omega_0 = 1.5 \text{ MHz}$ ($\beta = 3$) とすると、式(28)より正領域条件を満たす L の上限値として $7.2 \mu\text{H}$ が求まり、対応する C は 1.5 nF となる。この値近傍の組み合わせとして、本実験では $L = 6.8 \mu\text{H}, C = 2 \text{ nF}$ を用いる。図7に今回用いる raised-COS 波と $e_2(t)$ を示す。正領域条件を満たすように設計を行ったことで、図7(b)に示す $e_2(t)$ は正領域に収まっており、これを $v_{\text{pwm}}(t)$ の参照波形としてハーフブリッジ回路を駆動する。

4.2 無反射およびエネルギー収穫の検証

初めに、図5のポート 1-1' の右側を取り除き、その代わりに抵抗 $R = 50 \Omega$ を接続することで、時不变な整合を行った場合の電圧変化を観察する。始端および終端での電圧変化を図8に示す。同軸ケーブルの遅延時間だけ遅れた時刻に入射波が終端に到達しており、その遅延時間は $\tau_d = 1.42 \mu\text{s}$ である。終端は整合されているため反射波は発生せず、時刻 $t = 2\tau_d$ 以降の始端電圧 $v_0(t)$ にその反射波は現れない。

次に、終端に時変電圧源を接続し、 $e_2(t) = 0$ を与えた場合における入射波に対する電圧変化を観察する。この検証は、時変電圧源により生じる反射波を評価するために行うものである。始端および終端での電圧変化を図9に示す。入力電圧源による成分を考える場合、始端から見ると終端にはインダクタ L およびキャパシタ C が並列に接続されているとみなすことができ、式(9)より電圧反射係数について $\Gamma_v(s) \neq 0$ であ

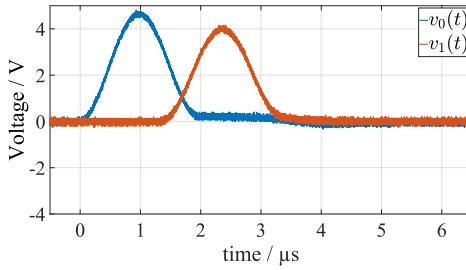
図 8: 時不变な整合の場合の $v_0(t), v_1(t)$

Fig. 8 Transient waveforms of $v_0(t)$ and $v_1(t)$ when end terminal of transmission line is matched by resistor.

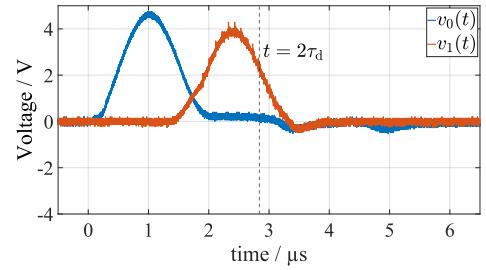
図 10: $(L, C) = (6.8 \mu\text{H}, 2 \text{nF})$ の提案手法における $v_0(t), v_1(t)$

Fig. 10 Transient waveforms of $v_0(t)$ and $v_1(t)$ when end terminal of transmission line is matched by proposed method. Filter parameter is $(L, C) = (6.8 \mu\text{H}, 2 \text{nF})$.

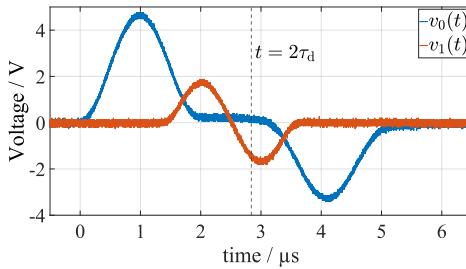
図 9: 終端に L と C が並列に接続されているとみなせる場合の $v_0(t), v_1(t)$

Fig. 9 Transient waveforms of $v_0(t)$ and $v_1(t)$ when L and C are connected in parallel at end terminal of transmission line.

るため、入射波が終端に到達すると反射波が発生し、始端方向に折り返す。その反射波は時刻 $t = 2\tau_d$ 以降の始端電圧 $v_0(t)$ で観察される。

次に、図 5 の回路のように、提案手法を終端に適用した場合の電圧変化を観察する。コンデンサ C_{out} の初期電圧として 4.55 V を与えた。始端および終端での電圧変化を図 10 に示す。図 8 と比較すると、時不变な整合と概ね同様の振る舞いを示すことが分かる。また、raised-COS 波の立ち上がり・立ち下がり部において、僅かながらも反射が存在するが、これはハーフブリッジ回路が出力可能なパルス幅に下限値が存在するためである。この制約により、打ち消し波には僅かな歪みが生じるが、整合の観点ではその影響は小さい。

同様の入射波を $4 \mu\text{s}$ ごとに 1000 回連続で印加したときのコンデンサ電圧 $v_C(t)$ の変化を図 11 に示す。橙線は得られた波形に対して 1001 点の中央移動平均を取ったものである。コンデンサ電圧 $v_C(t)$ が増加していることから、入射波のエネルギー吸収を実現できていることが分かる。 $v_C(t)$ について、移動平均後の電

圧値を見ると、打ち消し波を印加する前後で 4.536 V から 4.758 V に変化している。これに基づき吸収前の電圧を V_{C0} 、上昇した電圧を δv_C として C_{out} が回収したエネルギー量 W_1 を求めると、

$$W_1 = \frac{1}{2} C_{\text{out}} \left\{ (V_{C0} + \delta v_C)^2 - V_{C0}^2 \right\} = 204 \mu\text{J} \quad (30)$$

となる。一方で、時不变な整合の場合における終端電圧波形 $v_1(t)$ から、その入射波がもつエネルギー量 W_0 を求めると $W_0 = 246 \mu\text{J}$ である。したがってエネルギー吸収率は、

$$\eta = \frac{W_1}{W_0} \times 100 = 83\% \quad (31)$$

と求まる。測定誤差の影響を減らし精度を高めるべく同様の実験をさらに 4 回行ったところ、合計 5 回の平均値 η_{ave} も 83% となった。また、図 8 と図 10 の波形の差分を取ることで終端から始端に向かう波の持つエネルギー量を求めることができ、1000 波分のその波が持つエネルギー量は $3.5 \mu\text{J}$ となる。そのエネルギー吸支を図 12 に示す。

4.3 シミュレーションによる損失の解析

実験と同じ系について、LTspice によるシミュレーションで損失の内訳を検証する。図 13 に系の終端側の概略図を示し、始端側は入射波を印加する電圧源と 50Ω の整合抵抗が存在するものとする。GaN ランジスタは実験に使用した素子のモデルを使用し、伝送線路は無損失としている。また、損失に寄与する寄生要素について、トランジスタ以外に由来するハーフブリッジ部の寄生容量として C_{extH} と C_{extL} 、コンデンサの漏れ電流として I_{leak} 、インダクタの直列抵抗として実測値の $310 \text{ m}\Omega$ を考慮する。 I_{leak} の大きさは図 11

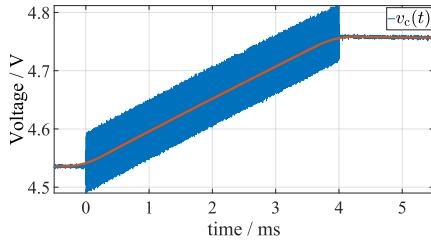


図 11: 入射波を 1000 回印加した場合の提案手法における $v_C(t)$ の変化。橙線は青線に対して 1001 点の中央移動平均を適用したもの。

Fig. 11 Transient waveform of $v_C(t)$ using proposed method when incident wave was applied 1000 times. The orange line is the 1001-point centered moving average of the blue line.

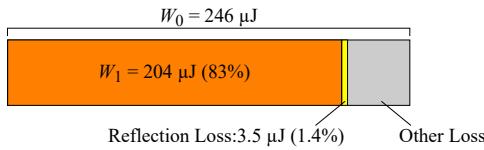


図 12: エネルギー収支の内訳

Fig. 12 Breakdown of energy from incident waves in the proposed method.

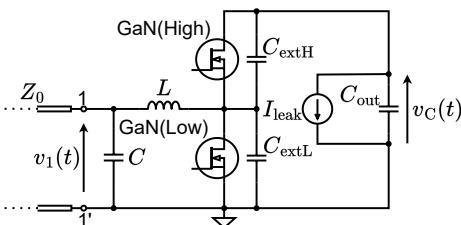


図 13: LTspice によるシミュレーション回路の終端
Fig. 13 Circuit connected to end terminal of transmission line in simulation system of proposed matched terminal method.

の $t = 4 \text{ ms}$ 以降の $v_C(t)$ の降下量から $110 \mu\text{A}$ と求めた。また、図 6 のハーフブリッジ回路において C_{extH} と C_{extL} について測定した結果、合計約 10 pF 存在することを確認した。解析結果について、エネルギーの内訳を表 1 に示す。なお、 C_{extH} と C_{extL} に蓄積された電荷は各 GaN ドライバにおいて消費されるため、これらの寄生容量に起因する損失は各ドライバの損失に含めて考えるものとする。表 1 から、ハーフブリッジ回路にて生じる損失の大部分は GaN ドライバにて生じている。また、実験とシミュレーション間における収穫率の差は、モデル誤差に起因すると考えられる。

表 1: エネルギー内訳のシミュレーション結果。パーセンテージは W_0 に対する割合を表す。

Table 1 Simulation result of the energy breakdown in the proposed method. Percentage shows ratio to W_0 .

	W_0	$240 \mu\text{J}$
W_1	$217.7 \mu\text{J}$	90.7%
Reflection Loss	$1.34 \mu\text{J}$	0.56%
Inductor Loss	$1.49 \mu\text{J}$	0.62%
I_{leak} Loss	$2.03 \mu\text{J}$	0.85%
GaN(High) Loss	$5.34 \mu\text{J}$	2.2%
GaN(Low) Loss	$12.1 \mu\text{J}$	5.1%

5. む す び

本論文では、既知のパルス波を対象とし、PWM により駆動されるハーフブリッジ回路で構成した時変電圧源により、反射波を相殺しながらエネルギー収穫を行う、新たな整合手法を提案した。ハーフブリッジ回路に接続されるフィルタの特性を考慮して反射波を相殺する打ち消し波の理論設計を行い、打ち消し波を生成・印加することで、従来の時不变な整合では熱として消費される入射波の持つエネルギーを回収できることを理論的に示した。

提唱した理論に基づき、raised-COS 波に対して PWM 信号ならびにフィルタの設計を行い、提案手法の検証を行った。その結果、反射波がほぼ相殺されると共に大部分のエネルギーが収穫されること、ならびに収穫されなかったエネルギーのほぼ全てがハーフブリッジ回路の損失として消費されることを、実験とシミュレーションの両側面から示した。

今後 GaN ドライバの動作速度がさらに向上すれば、さらに高周波な入射波に対してもエネルギー収穫が高効率で実現されると期待でき、現代社会におけるその応用可能性も広がると考えられる。

謝辞 本研究は JSPS 科研費 JP22K04103 の助成を受けたものである。

文 献

- [1] B.D. Anderson, D.A. Spaulding, and R.W. Newcomb, "The time-variable transformer," Proceedings of the IEEE, Vol. 53, No. 6, pp. 634–635, 1965.
- [2] S. Singer, R.W. Erickson, "Canonical modeling of power processing circuits based on the POPI concept," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 7, No. 1, pp. 37–43, 1992.
- [3] D. Shmilovitz, "Loss-free complex impedance network elements," IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, Vol. 53, No. 3, pp. 704–711, 2006.
- [4] S. Singer, "Realization of loss-free resistive elements," IEEE

- Transactions on Circuits and Systems, Vol. 37, No. 1, pp. 54–60, 1990.
- [5] I. Barbi, S. Singer, "The Charge Non-Conservation Paradox Implied by Loss Free Resistors," IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, Vol. 71, No. 6, pp. 2623–2631, 2024.
- [6] Daniel Kiss, Takashi Hisakado, Tohru Matsushima, and Osami Wada, "Peer-to-Peer Energy Transfer by Power Gyrators Based on Time-Variable-Transformer Concept," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 34, No. 8, pp. 8230–8240, 2019.
- [7] K. Yamamoto, T. Hisakado, M. Islam, and O. Wada, "Global stabilization for nonlinear two-port characteristics of bidirectional DC/DC converter and its application to peer-to-peer energy transfer," Nonlinear Theory and Its Applications, IEICE, Vol. 14, No. 2, pp. 292–307, 2023.
- [8] J.-C. Simon, "Action of a progressive disturbance on a guided electromagnetic wave," IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 8, No. 1, pp. 18–29, 1960.
- [9] A.A. Oliner, A. Hessel, "Wave propagation in a medium with a progressive sinusoidal disturbance," IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 9, No. 4, pp. 337–343, 1961.
- [10] D. Holberg, K. Kunz, "Parametric properties of fields in a slab of time-varying permittivity," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 14, No. 2, pp. 183–194, 1966.
- [11] Jorge R. Zurita-Sánchez, P. Halevi, and Juan C. Cervantes-González, "Reflection and transmission of a wave incident on a slab with a time-periodic dielectric function $\epsilon(t)$," Physical Review A, Vol. 79, No. 5, 053821, 2009.
- [12] J.S. Martínez-Romero, O.M. Becerra-Fuentes, and P. Halevi, "Temporal photonic crystals with modulations of both permittivity and permeability," Physical Review A, Vol. 93, No. 6, 063813, 2016.
- [13] A.L. Cullen, "A travelling-wave parametric amplifier," Nature, Vol. 181, No. 4605, p. 332, 1958.
- [14] A.K. Kamal, "A parametric device as a nonreciprocal element," Proceedings of the IRE, Vol. 48, No. 8, pp. 1424–1430, 1960.
- [15] J.R. Macdonald, D.E. Edmondson, "Exact solution of a time-varying capacitance problem," Proceedings of the IRE, Vol. 49, No. 2, pp. 453–466, 1961.
- [16] G.A. Ptitsyn, M.S. Mirmoosa, S. Hrabar, and S.A. Tretyakov, "Time-Modulated Circuits and Metasurfaces for Emulating Arbitrary Transfer Functions," Physical Review A, vol. 20, No. 1, 014041, 2023.
- [17] M.S. Mirmoosa, G.A. Ptitsyn, V.S. Asadchy, and S.A. Tretyakov, "Time-varying reactive elements for extreme accumulation of electromagnetic energy," Physical Review Applied, Vol. 11, No. 1, 014024, 2019.
- [18] S. Hrabar, B. Jelacic, L. Mandic, and J. Papak, "Towards Experimental Verification of Zero-reflection from Time-varying Capacitor," 2019 13th International Congress on Artificial Materials for Novel Wave Phenomena (Metamaterials), pp. X-164–X-165, 2019.
- [19] S. Singer, D. Smilovitz, "Transmission line-based loss-free resistor," IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, Vol. 41, No. 2, pp. 120–126, 1994.
- [20] 坂本一, 久門尚史, イスラム マーフズル, 和田修己, "PWM を用いた時変システムによる整合終端におけるエネルギー 収穫の理論設計," 信学技報, Vol. 121, No. 394, CAS2021-79, pp. 31–36, 2022.
- [21] 伊藤寛泰, 山本謙太, 久門尚史, "AC/DC コンバータによる伝送線路の整合終端におけるエネルギー収穫の実験的検証," 信学技報, Vol. 124, No. 304, EMCIJ2024-90, pp. 7–12, 2024.

(xxxx 年 xx 月 xx 日受付)



坂本 一

2021 京都大学工学部電気電子工学科卒。
2023 同大学大学院修士課程了。在学中は回路システムに関する研究に従事。



伊藤 寛泰 (学生員)

2024 京都大学工学部電気電子工学科卒。
現在、同大学大学院修士課程在学。電気回路に関する研究に従事。



山本 謙太 (学生員)

2019 舞鶴工業高等専門学校電気情報工学科卒。
2022 京都大学工学部電気電子工学科卒。
2024 同大学大学院修士課程了。現在、同博士後期課程在学。電力変換回路、非線形回路に関する研究に従事。電気学会、パワーエレクトロニクス学会、IEEE 各会員。



石井 直斗 (学生員)

2026 京都大学工学部電気電子工学科卒業予定。同年、同大学大学院修士課程入学予定。電気回路に関する研究に従事。



久門 尚史 (正員)

1993 京都大学工学部電気第二学科卒。
1995 同大学大学院修士課程了。1997 同博士課程了。同年京都大学大学院工学研究科電気工学専攻助手、現在、同准教授。電磁現象の設計、電力回路、非線形回路の研究に従事。博士(工博)。電気学会、IEEE 各会員。

Abstract This paper proposes a matched termination method to eliminate reflections of incident wave and harvest its energy at the end terminal of transmission line using time-varying circuit. When the incident wave that the shape is known reaches the end of transmission line, time-varying circuit which is constructed by a half-bridge circuit with PWM control outputs a cancellation wave to cancel out a reflected wave and harvests its energy. We designed the matched termination based on Laplace transform for a raised-COS pulse, and experimental results indicate that almost all energy of the incident wave was harvested.

Key words Energy Harvesting, Time-varying system, Pulse Wave, Transmission Line, Matched Termination