

車体表面電界通信方式における伝搬特性及びその向上手法の検討

大平 将康^{†a)} 安在 大祐^{†b)} 王 建青^{†c)}

Propagation Characteristic and Its Improvement Method for Electric Field
Communication on Car Body Surface

Masayasu OHIRA^{†a)}, Daisuke ANZAI^{†b)}, and Jianqing WANG^{†c)}

あらまし 自動車内の情報伝送において、ハーネスや無線の代わりに、導体となる車体表面に帯びた準静電界を媒体として、配線レスで情報を伝送することが考えられる。本研究では、実車体モデルに対し、電磁界シミュレーション技術を用いて、2.4 GHzの無線伝送との比較を行いながら車体表面電界通信を利用する優位性を示すとともに、その伝搬特性を定量的に示した。更に近傍界通信という特徴に注目し、送信側、車体、受信側を集中定数回路で近似的に表し、その回路特性を電磁界シミュレーションにより求め、送受信機内に適正な装荷インピーダンスを与えることで、伝送効率の向上を実現する送受信電極の回路構成を明らかにした。

キーワード 電界通信, 近傍界結合, 伝搬特性, インピーダンス整合

1. ま え が き

近年、自動車運転の安全性確保の観点から車載カメラやレーダなどのセンサ類が搭載されるようになり、これらのセンサ類で得られた情報は車載コンピュータにより解析され、衝突等の危険の際には運転者に警告を発したり、ブレーキの補助操作を行うことで安全運転をアシストするシステムが導入され普及が進められつつある。このような安全面のための他、様々な用途でセンサ技術が利用され自動車内におけるセンサ、情報機器端末は増加し、これらの機器を結ぶハーネスの肥大化、煩雑化が懸念されている。自動車内における情報伝送において自動車のボディ表面に電極により発生させた電界を媒介として、配線レスで通信する電界通信方式が提案されている [1]~[3]。この電界通信方式は空気中に電波を放射する無線通信とは異なり、電極により発生させた電界が車体表面を纏うように分布するため、自動車内部の情報機器間の通信において有用であると考えられる。しかし、この方式の無線伝送

に対する伝搬特性の優位性については定量的検討が報告された例はなく、不明な部分が多い。

本研究では、電磁界解析技術の一つである FDTD (Finite Difference Time Domain) 法 [4] を用いた計算機シミュレーションにより実車体モデルを対象に車体表面を利用した電界通信の伝搬特性を検討し、無線通信との比較を行うことによりその優位性を定量的に示す。また、近傍界の結合を利用した電界通信においては数十 MHz 以下の周波数が利用されるため、その送受信電極の効率が悪く、非常に微弱な信号のセンシングが要求される。この近傍界の条件化では通信距離に対して波長が大きいため送受信間を集中定数回路として近似的に表すことが可能であり、送信側、車体、受信側からなる通信系全体を一つの電気回路として捉えることができる [5]。そこで実車体モデルを用いた電磁界シミュレーションを利用してそのアドミタンス行列を導出することで、送受信機内に適正な装荷インピーダンスを与え、送信側と受信側のインピーダンス整合により伝送効率の向上を狙い、車体表面を利用した電界通信における最適な送受信電極部の回路構成を明らかにする。

2. シミュレーションモデル

図 1 に車体表面を利用した電界通信の概略図を示す。本シミュレーションではサブグリッド法を利用した

[†] 名古屋工業大学大学院工学研究科, 名古屋市
Graduate School of Engineering, Nagoya Institute of Technology, Gokiso-cho, Showa-ku, Nagoya-shi, 466-8555 Japan
a) E-mail: 26417531@stn.nitech.ac.jp
b) E-mail: anzai@nitech.ac.jp
c) E-mail: wang@nitech.ac.jp
DOI:10.14923/transcomj.2016JBP3001

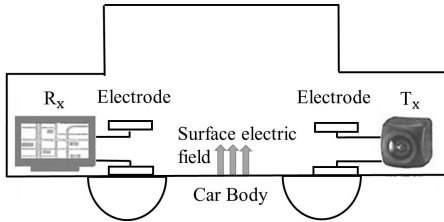


図 1 車体表面を利用した電界通信の概要

Fig. 1 Outline of electric field communication on the surface of a car.

FDTD 法により車体モデルを再現しており、寸法として全高、全幅、全長が $1423 \text{ mm} \times 1794 \text{ mm} \times 4190 \text{ mm}$ 、トランクの寸法は奥行き 660 mm 、高さ 800 mm の一般的な小型車に相当する寸法の図 2 の金属車体モデルを使用した。本モデルは自動車のフレームにドアパネル、トランクパネルを与え金属車体を再現しているが、ドアの接合部に生じる溝等は考慮せず車体全体が電気的に接合されている。また、床、屋根は金属構成であるが、窓ガラスは誘電率が低く車体通信への影響が小さいと想定し本モデルでは再現されていない。一般的に自動車のトランク構造は開放型と密閉型の 2 種類に分類される。開放型のトランク構造はミニバンタイプに代表されトランクと客室が一体の空間となっている。一方、密閉型のトランク構造はセダンタイプに代表され、トランクと客室間がトリム（内装）や車体の剛性構造体の金属板（リアバルクヘッド）により仕切られ、この隔壁には各種ワイヤーハーネスを通すための他、長物の荷物を収納するための穴が空けられる場合がある。本シミュレーションではトランクの後部に設置されたバックカメラと運転席正面のダッシュボード付近に設置された運転席モニタ間の通信を想定して電磁界シミュレーションを行い、この金属板の隔壁により密閉されたトランク構造においてトランク-客室間に設けられた円形スリット穴の直径を変化させた際の伝搬特性を検討した。また図 2 においてトランクの隔壁（リアバルクヘッド）がなくなる開放状態を直径 ∞ として以降は表した。すなわちこれは開放型のトランク構造を示しており、密閉型、開放型の両方のトランク構造を想定しシミュレーションを行った。電界通信の利用周波数を 10 MHz とし、送受信には、図 2 の T_x 、 R_x の位置に、トランクの後部壁面及び運転席前方の車体壁面内側それぞれに対し、図 3 に示すような大きさ $40 \text{ mm} \times 40 \text{ mm}$ 、板間間隔 40 mm の平板電極を車体壁面に平行して設置した。なお、送信電

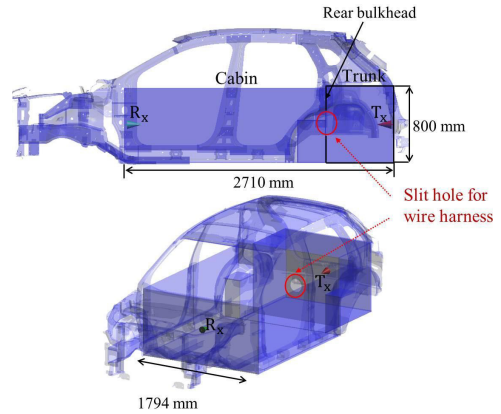


図 2 シミュレーションモデル

Fig. 2 Simulation model.

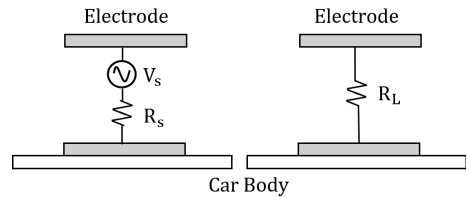


図 3 送受信電極構造（左：送信電極；右：受信電極）

Fig. 3 Structure of transmitting and receiving electrodes (left: transmitting electrode; right: receiving electrode).

極には内部抵抗 50Ω の電圧源を設け、受信電極には 50Ω 負荷と開放負荷の 2 種類の負荷を想定した。また、比較のための無線伝送周波数に 2.4 GHz を用い、送受信には波長に対し十分短い 3 mm 長の微小ダイポールに内部抵抗 50Ω の電圧源、受信には 50Ω 負荷抵抗を設け、壁面から車内側に 20 mm 離れた位置に壁面に平行して配置した。なお、図中の T_x での矢印は送信電極また送信アンテナの給電電圧方向、 R_x での矢印は負荷における受信電圧の検出方向を示している。伝搬特性は FDTD 法をもとにした電磁界シミュレータ (SPEAG, SEMCAD X) を用いて求めた。表 1 に FDTD シミュレーションの諸パラメータを示す。サブグリッド FDTD 法の採用により、解析対象の寸法に応じてセルサイズは 10 MHz では $10 \text{ mm} \sim 2100 \text{ mm}$ 、 2.4 GHz では $1 \text{ mm} \sim 17.5 \text{ mm}$ と変化させていた。なお、実車体モデルに対する FDTD シミュレーションを行う前に、まず図 4 に示す簡易車体モデルに対し、FDTD 法と有限要素法 (Ansys, HFSS) による電磁界解析をそれぞれ行い、FDTD シミュレーションの妥当性を検証した。簡易車体モデルは自動車

表 1 FDTD シミュレーションの諸パラメータ

Table 1 Parameters of FDTD simulation.

Cell size	10 MHz : 10 mm~2100 mm 2.4 GHz : 1 mm~17.5 mm
Time step	10 MHz : 18.34 ps 2.4 GHz : 1.10 ps
Analysis domain	10 MHz : 18.2 m×16.8 m×16.4 m 2.4 GHz : 6.15 m×2.30 m×2.98 m
Wave source	Harmonic
Absorbing boundary condition	Perfectly matched layer(7 layers)

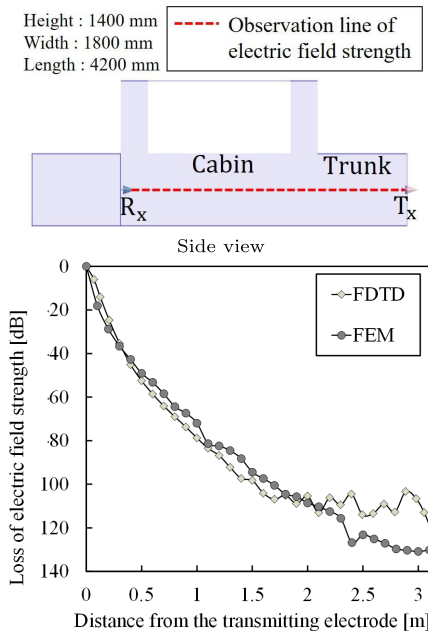


図 4 FDTD 法と有限要素法による解析結果の比較

Fig. 4 Comparison of analysis results by the FDTD method and finite element method.

を三つの金属の箱で表現しており，トランクの寸法は奥行き 1000 mm，高さ 700 mm でトランクと客室は一体の開放型のトランク構造となっている．それぞれの解析方法により求めた送受信電極間の電界強度の距離依存性は，同図に示したようにほぼ等しく，FDTD の計算結果が妥当であることを確認した．

3. 伝搬特性の比較検討

3.1 電界分布による比較

まず，電界通信と無線通信の伝搬特性を電界分布の観点から比較する．図 5，図 6 は地面に対して垂直面の車体中央断面での電界分布の FDTD シミュレーション結果を示しており，スリット穴の直径が 20 mm，100 mm また開放型（直径 ∞ ）のトランク構造の場合で比較した．また電界分布は解析領域の最大電界に

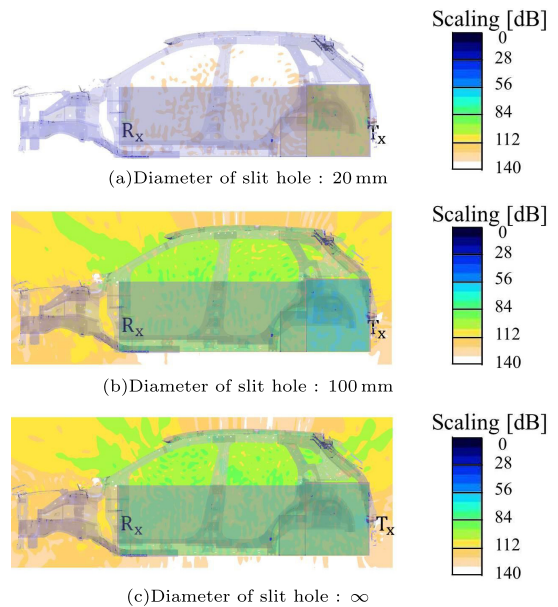


図 5 2.4 GHz における電界分布

Fig. 5 Electric field distribution at 2.4 GHz.

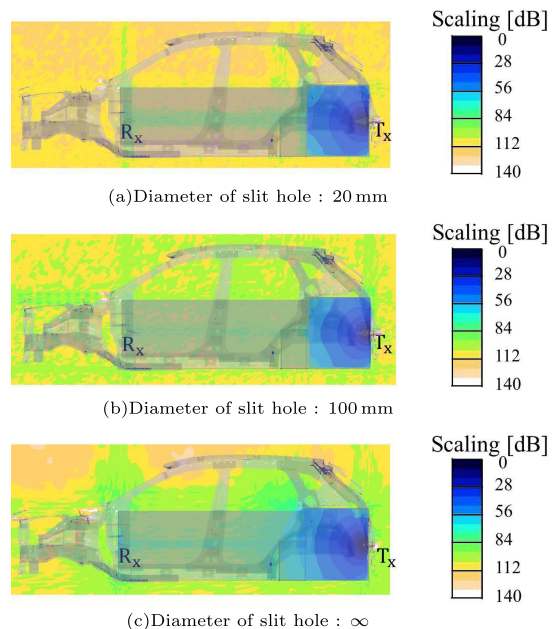


図 6 10 MHz における電界分布

Fig. 6 Electric field distribution at 10 MHz.

対する dB 値でスケールアップしている．実際に，車体での伝送においては，空間放射する成分と車体表面に沿って伝搬される成分の両方が存在する．図 5 の 2.4 GHz 無線通信時の電界分布に着目すると，1/2 波

長に対するスリット穴の大きさにより電波通過特性が大きく変わり、 $1/2$ 波長以下では通過しにくく、 $1/2$ 波長以上では通過しやすいことが電界分布から確認できる。一方、図 6 の 10 MHz における電界分布に着目すると、スリット穴が 20 mm の場合にはスリット穴を通過して送受信間に電界が帯状に集中して分布している様子が見られる。放射界の性質から考えると、10MHz の電波が直径 20mm の穴を通れないので、これは準静電界によるものと推察される。また、Rx 付近における垂直方向の帯状電界分布もその位置での運転席前方の金属壁面に沿った電界から形成されたものと推察される。図 6 の (a)~(c) から分かるように、10MHz におけるスリット穴の大きさの変化に対する通過特性が良好である点は 2.4 GHz 時と比較して対照的である。このことから、2.4 GHz での信号成分が主に空間放射となっているのに対し、10 MHz では金属車体表面に沿って伝搬される準静電界成分の存在が推察される。また、このことは、乗車者が存在するときの電界分布の比較からも窺える (4. で後述する)。

3.2 円形スリット寸法による伝搬損への影響

次に、トランクと客室の間の隔壁中央に位置する円形スリット穴の直径を変化させたときの伝搬特性を FDTD シミュレーションにより調べた。スリット穴の信号通過特性は、スロットアンテナの動作原理から説明可能で、 $1/2$ 波長を目安に、それ以下では通過しにくく、それを超えると通過しやすくなることが予想される。図 7 に、直径 20 cm のスリット穴の 10 MHz (受信側開放時、 $R_L = \infty$) における伝搬損を 0 dB とし、それから穴を小さくした場合の穴の直径に対する送受信間の 10 MHz と 2.4 GHz における伝搬損の劣化量を示す。伝搬損は FDTD シミュレーションにおいて給電点への印加電圧と受信側の負荷抵抗にかかる電圧

の比で以降は計算した。図から 10 MHz では、波長に対して穴の直径が非常に小さいため、電波としてほとんど通れないはずであるが、実際に表面電界を通じて、一部の信号が穴を通過し受信されており、また、穴の直径に対する依存性も小さいことが分かる。また受信側の負荷抵抗と比較すると、50 Ω 負荷に対し、開放負荷では伝搬損が 20 dB 以上小さくなり、受信側の負荷抵抗としては開放負荷が有利であることを示している。一方、2.4 GHz では、穴の直径が $1/2$ 波長以下になると電波として伝搬されていた信号が穴により遮断され、大きく減衰している。これは 10 MHz では表面電界を用いて信号が伝わっているのに対し、2.4 GHz では電波として伝搬している伝搬機構の違いによるものと考え、伝搬損の観点から見れば、前者のほうはスリット穴寸法に対する依存性が小さく、安定に通信できる優位性を有する。

3.3 円形スリットの位置による伝搬損への影響

前節まではトランクと客室間の隔壁中央にスリット穴がある条件での伝搬特性を示したが、本節ではこのスリット穴の位置を隔壁中央から横に移動した場合、また隔壁中央の左右に一つずつのスリット穴を設けた場合の電界通信時の伝搬特性の比較を行った。図 8、

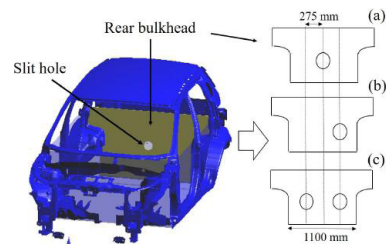


図 8 スリット穴の位置の配置
Fig. 8 Arrangement of slit hole positions.

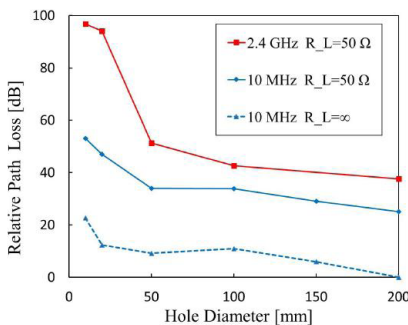


図 7 穴の大きさに対する伝搬損の相対変化
Fig. 7 Relative path loss versus hole diameter.

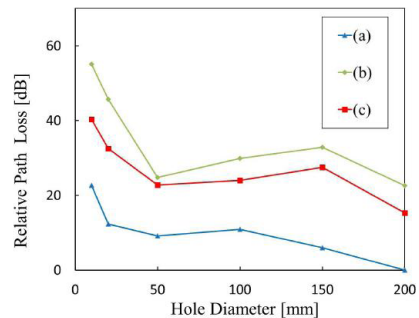


図 9 スリット穴の位置による伝搬特性の比較
Fig. 9 Relative path loss for different slit hole positions.

図9にスリット穴の配置と受信側が開放負荷時の伝搬特性の変化をそれぞれ示す。ここで、直径20cmのスリット穴の伝搬損を0dBとし、それに対する劣化量で示している。図からスリット穴の位置としては送受信電極の見通し位置である中央の場合が最も伝搬効率が良く、スリット穴の位置を横に移動した場合、車体を伝搬する経路が長くなるため最大で約20dBの受信電圧の劣化が確認される。更にスリット穴の数を増やすことによる効果は少なく、見通し位置の穴が最も支配的な効果を有することが分かる。

4. 人の乗車による伝搬特性への影響

本章では自動車内の人体の乗車による伝搬特性への影響について検討を行う。自動車内の無線通信において高周波信号が人体による遮蔽の影響を受け減衰が生じることが想定され、この影響により伝搬特性が大きく変化することは自動車内の安定な通信において望ましくない。このことから図10に示した座位状態での人体数値モデルを自動車に搭乗した際の伝搬損の変動を検討した。人体数値モデルは身長168cmの一般成人男性を市販コンピュータマネキンソフトウェアQuete [6]を用いて生成したモデルで、電気定数は表2に示すように筋肉の電気定数の2/3の値[7]とした均質なモデルを用いた。また自動車内の人体の左右間隔は700mm、前後間隔は750mmと設定し、人体モデルの脚部は底面から10mm浮いており、車体と不接触の状態にあり、一般的な自動車の座席状況を再現している。伝搬損の変動は、図11に示すように開放型のトランク構造の自動車モデルに搭乗人数を運転席から反時計回りに1~4人まで増やし、受信側の負荷抵抗が開放負荷の場合において乗車がない場合との比較で求めた。このとき、送受信電極は図11に示すようにトランク壁面中央から横に275mm(右半分の中央)移動した位置に配置しており、運転手側の人体モデルによる遮蔽の影響を受けるため、送受信間が見通しのない位置関係になっている。図12に人体が搭乗しない場合に対する人体の搭乗による伝搬損の変動量を示す。図から10MHzの電界通信と2.4GHzの無線通信共に自動車内の人体搭乗の影響により伝搬損が増大する傾向が見られる。

しかし、いずれの周波数においても、車体だけでなく人体も反射体として振る舞い、車内に直接波や反射波など複数のマルチパスをもたらす。その結果、人体の乗車場所によっては受信電極付近の電界の強めあい

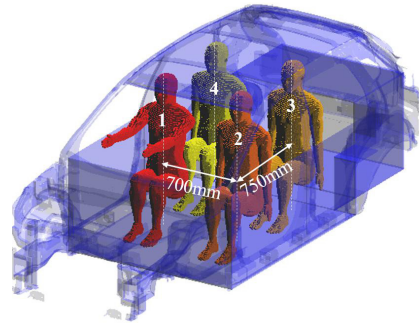


図10 自動車内に配置された人体数値モデル
Fig. 10 Numerical human body models in a car.

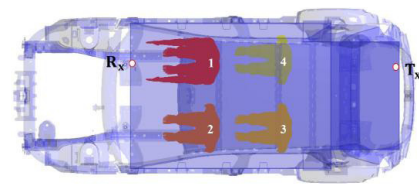


図11 送受信電極の配置位置
Fig. 11 Arrangement of transmitting and receiving electrodes/antennas in a car with human body models.

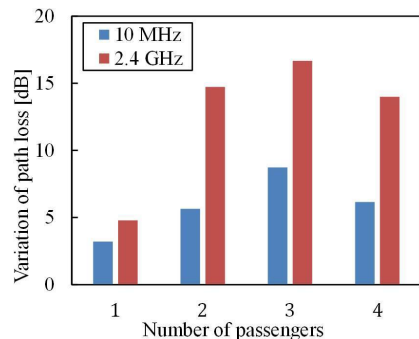


図12 人体の搭乗による伝搬損の変動量
Fig. 12 Variation of path loss versus the number of passengers.

表2 人体数値モデルの電気定数
Table 2 Electrical constants of human body model.

Frequency	Relative permittivity	Conductivity [S/m]
10 MHz	106.63	0.43
2.4 GHz	35.75	1.18

また打ち消しあいが生じ、乗車人数に対する伝搬損の増加は必ずしも比例しているとはいえない。

なお、10MHzの電界通信ではその減衰が2.4GHz無線通信のそれと比べ、複数人数のときは10dB以上も少ないことが示された。更に、図13に地面に対し

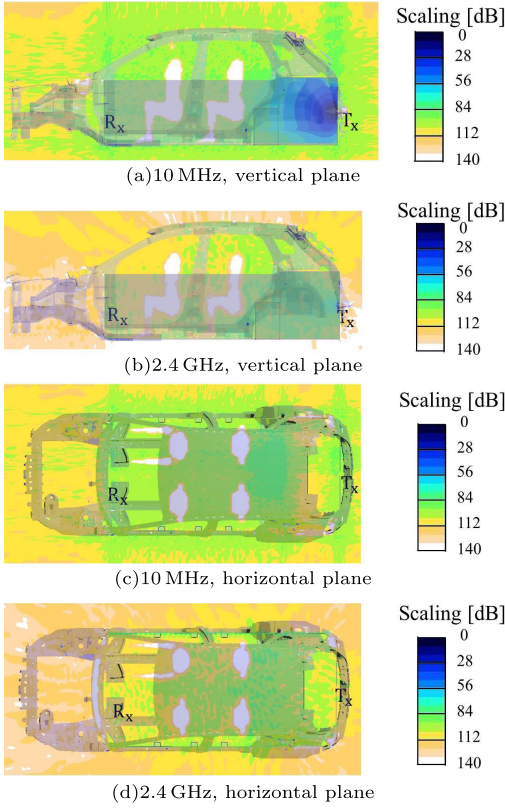


図 13 4 人乗車時の電界分布の比較

Fig. 13 Comparison of electric field distributions in the presence of human bodies.

て垂直面の車体中央断面、及び車底から 1 m の高さの窓における水平面において 4 人乗車時の 10 MHz と 2.4 GHz の電界分布の比較を開放型のトランク構造において示す。図から、人体の存在によって空間を伝搬する 2.4 GHz の信号は遮蔽され、車の前方に届きにくくなっているのに対し、10 MHz の電界通信時には電極から発生する電界の一部が車体表面に沿って分布しているため人体の遮蔽による影響が無線通信と比較して軽減されていることが分かる。また車外においては、2.4 GHz では電界が外部へ放射する様子が見られる一方で、10 MHz では車体の表面にまとうように電界が分布している特性が確認される。

5. 伝搬効率の向上

5.1 送受信間の等価回路

本研究では電界通信の利用周波数を 10 MHz としており、送受信電極間の距離がおおよそ 2.7 m であること

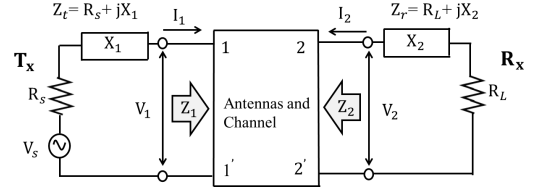


図 14 車体を含む送受信系の等価回路

Fig. 14 Equivalent circuit for electric field communication.

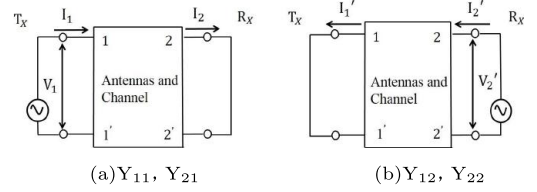


図 15 アドミタンス行列を求める解析モデル

Fig. 15 Analysis model for calculating the Y-parameter.

から送受信電極間の近傍界結合が支配的であると考えられる。本節では開放型のトランク構造を想定し、文献 [5] に倣って送受信電極間を集中定数回路として表し、近傍界結合により互いの特性に影響を及ぼし合う送受信間を関連づけて設計を行うことで伝搬効率の向上を試みた。図 14 は送信電極、車体、受信電極からなる送受信系の等価回路を示しており、車体を一つの電気回路と捉えて、四端子回路で表した。この四端子回路のマトリクスを算出することで送受信電極に挿入する最適な装荷インピーダンス Z_t , Z_r の値を決定することが可能である。図 14 に示すように、四端子回路を送信側及び受信側からみたインピーダンスをそれぞれ Z_1 , Z_2 とすると、整合条件は以下の式で表される。

$$Z_t = Z_1^* \quad (1)$$

$$Z_r = Z_2^* \quad (2)$$

整合条件を満たす装荷インピーダンス Z_t , Z_r の値を導出するには未知である四端子回路の回路特性を算出する必要がある。図 15 にその解析モデルを示す。ここで、短絡型構造の回路モデルによりまず、Y パラメータを導出する。Y パラメータは図のようにポート 1 に電圧を印加しポート 2 を短絡とした場合、またポート 2 に電圧を印加しポート 1 を短絡とした場合の電圧、電流から以下のように計算される。

$$Y_{11} = \frac{I_1}{V_1}, \quad Y_{21} = \frac{I_2}{V_1}, \quad Y_{12} = \frac{I_1'}{V_2'}, \quad Y_{22} = \frac{I_2'}{V_2'}$$

表 3 インピーダンス装荷による整合前後の伝搬損の比較

Table 3 Comparison of path loss before and after impedance matching.

	Without driver		With driver	
	50 Ω	4.69 + j5235.7 Ω	50 Ω	1.00 + j5260.2 Ω
T_x	Open	2.54 + j5208.4 Ω	Open	0.28 + j5163.3 Ω
R_x				
Path loss [dB]	86.94	76.43	97.40	92.30

以上のアドミタンス要素は実車体モデルを利用した電磁界シミュレーションにより以下のように求められた。

$$Y_{11} = 1.75 \times 10^{-7} + j1.91 \times 10^{-4} [\text{S}]$$

$$Y_{22} = 9.62 \times 10^{-8} + j1.92 \times 10^{-4} [\text{S}]$$

$$Y_{12} = Y_{21} = 1.29 \times 10^{-7} + j8.26 \times 10^{-8} [\text{S}]$$

Yパラメータを用いて四端子回路を表すことにより整合条件は次式に書き換えられる。

$$Y_t^* = Y_{11} - \frac{Y_{12}^2}{Y_{22} + Y_r} \quad (3)$$

$$Y_r^* = Y_{22} - \frac{Y_{12}^2}{Y_{11} + Y_t} \quad (4)$$

$$Z_t = 1/Y_t \quad (5)$$

$$Z_r = 1/Y_r \quad (6)$$

よって電磁界シミュレーションを利用して算出したアドミタンス要素を式 (3) と (4) に代入することで、装荷インピーダンスの最適値は以下のように求められた。

$$Z_t = 4.69 + j5235.7 [\Omega]$$

$$Z_r = 2.54 + j5208.4 [\Omega]$$

5.2 インピーダンス整合効果

回路特性の算出により、乗車がない場合で送信機のインピーダンス整合に装荷すべき内部インピーダンス Z_t と受信機に装荷すべき負荷 Z_r は、それぞれ上式のようになり、すなわち送受信側ともに抵抗値はほぼ 0Ω 、インダクタンス値は約 $83 \mu\text{H}$ になることが分かった。整合前の開放負荷受信電極と送受信整合負荷時の伝搬損を比較した結果を表 3 に示す。これにより人体乗車なしの場合には送受信間のインピーダンス整合により、開放負荷に比べ約 10 dB の受信電圧の改善が確認された。また運転席に一人乗車した場合においても同様にインピーダンス整合を試みたところ、装荷インピーダンスの値は乗車がない場合とほぼ同様の値となり、整合前の開放負荷に比べ約 5 dB の受信電圧の改善が確認された。

なお、この装荷すべきインピーダンスの値は送受信

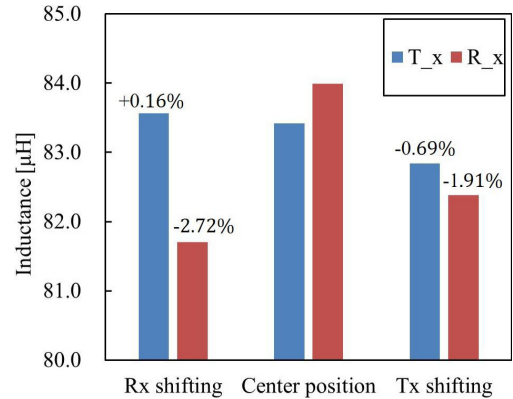


図 16 電極位置移動によるインダクタの変動率

Fig. 16 Relationship of inserting inductance for impedance matching and position of transmitting/receiving electrodes.

電極の設置する場所を移動させることで変動することが考えられ、設置場所がわずかに移動することによる装荷インピーダンスの値の変動は好ましくない。そこで、送受信電極の配置場所をそれぞれ壁面中央から壁面の右半分の中央へ横にずらしたときのインダクタンス値と基準となる中央位置との変動率を求めた。図 16 に示した結果から送受信共に電極の位置移動によるインダクタンス値の変動は 3% 以内に収まっており、電極位置の多少の移動では装荷インダクタンス値の変動は少ないものと分かる。

6. む す び

本研究では自動車内に配置された情報機器間の通信において車体の表面に発生させた電界を媒介として、配線レスでの通信が可能な電界通信方式に着目し、その伝搬機構と伝搬特性を 2.4 GHz 帯無線伝送と比較しながら定量的に明らかにした。バックカメラと運転席モニタ間を想定した通信について、トランク-客室間が一体となった開放型とトランク-客室間の隔壁にスリット穴を設けた密閉型の 2 種類のトランク構造における伝搬特性を検討した結果、2.4 GHz 無線通信ではスリット穴が $1/2$ 波長以下の場合に急激に電波通過特

性が劣化し、スリット穴を通過した電波は車体のウィンドウより容易に外部放射されることが電界分布から確認された。一方、電界通信においてはスリット穴の大きさに対する受信電極での受信電圧の変動が少なく、また、電界が車体表面に沿って分布していることが確認され、自動車内の情報伝送に適した特性が示された。また、自動車内の情報伝送へ影響を与える要因として人体による遮蔽の影響を考慮し、乗車の有無による伝搬特性の比較も行った。これにより電界通信においては自動車の乗車状況により最大で 10 dB 程の損失が生じるが、2.4 GHz 無線通信と比べ人体の乗車の影響による損失が複数人乗車時では 10 dB 以上も少ないことが示された。また車体表面を利用した電界通信においては送受信電極の効率を向上させるために、本研究では近傍界での結合が支配的な送受信電極間を集中定数回路として捉え、この回路特性として Y パラメータを電磁界シミュレーションを利用して算出し、また送受信機に最適なインダクタを装荷することで乗車なしの場合では開放負荷に比べて 10 dB、運転席乗車の場合では開放負荷に比べて 5 dB の改善を実現した。更に、送受信電極の多少な位置の移動による装荷インピーダンスの値の変動は少ないという結果も得られ、本インピーダンス装荷による手法の汎用性を確認した。

今後の課題は、本研究で得られた知見をもとに送受信系を設計し、自動車内において伝送実験を行い、その有用性を検証することである。

謝辞 本研究の遂行機会を与え、車体の CAD モデルを提供し、ご討議、ご助言していただいた(株)太平洋工業の牧村祐介氏、川瀬真一氏、杉山慎一氏などの関係者に深謝する。

文 献

- [1] 滝口清昭, 河野賢司, “車載スマートリファレンスの開発ー基準電位デバイスの自動車への適用,” 第 10 回 ITS シンポジウム 2011 予稿集, pp.313-317, Nov. 2011.
- [2] 滝口清昭, 河野賢司, “多重極構造によるモバイル用基準電位ースマートリファレンスの開発,” 信学技報, USN2010-49, Jan. 2011.
- [3] 大平将康, 安在大祐, 王 建青, 牧村裕介, 川瀬真一, 杉山慎一, “車体表面電界を利用した電界通信方式における伝搬特性の検討,” 2015 信学総大, B-4-48, March 2015.
- [4] 宇野 亨, FDTD 法による電磁界およびアンテナ解析, コロナ社, 1998.
- [5] 稲垣直樹, 堀 智, “近傍界アンテナを用いる無線接続の基礎,” 信学論 (B), vol.J94-B, no.3, pp.436-443, March 2011.
- [6] <http://www.hql.jp/howhql/construct.html>
- [7] C. Gabriel, “Compilation of the dielectric properties

of body tissues at RF and microwave frequencies,” Brooks Air Force Tech. Rep, AL/OE-TR-1996-0037, 1996.

(平成 28 年 1 月 6 日受付, 3 月 2 日早期公開)



大平 将康 (学生員)

2014 年名古屋工業大学・電気電子学科を卒業。現在は同大学院修士課程在学中。自動車内の無線通信に関する研究に従事。



安在 大祐 (正員)

2006 年 3 月大阪市立大学情報工学科卒業。2011 年 3 月大阪市立大学大学院工学研究科電子情報系専攻後期博士課程修了。同年、博士(工学)学位取得。2011 年 4 月より名古屋工業大学大学院工学研究科情報工学専攻助教。医療無線通信、無線ネットワークでの位置推定に関する研究に従事。IEEE 会員。



王 建青 (正員：フェロー)

1984 年 7 月北京理工大学電子工学科卒業。1991 年 3 月東北大学大学院博士後期課程修了。東北大学工学部助手、(株)ソフィアシステムズを経て、1997 年より名古屋工業大学工学部助手、その後、講師、助教授を経て、現在同大学大学院教授。生体医療通信、環境電磁工学に関する研究に従事。工学博士。2001 年電子情報通信学会論文賞、2004 年ドコモ・モバイル・サイエンス賞、2007 年電気通信普及財団賞など受賞。