Vol.2021-MBL-100 No.20
Vol.2021-UBI-71 No.20
Vol.2021-CDS-32 No.20
Vol.2021-ASD-21 No.20
2021/9/3

Backscatter 通信における帯域外輻射を抑圧する高調波制御 FDMA に関する一検討

小西 陽平[1]　衣斐 信介[2]　木﨑 一廣[1]　藤橋 卓也[1]　猿渡 俊介[1]　渡辺 尚[1]

概要：Backscatter 通信を用いることで，通常数十 mW の消費電力がかかるところを最大で 1/1000 の数十 μW の電力で電波によるデータの送受信が可能となる．しかしながら，backscatter 通信を行う複数のノードが同一空間内に存在する場合，backscatter tag は帯域制限フィルタを持たないため，送信スペクトルの高調波と側波帯が高いレベルにあり，多重化数が制限されることが問題となる．高調波や側波帯を抑制する方法として，インピーダンスの多段的な切り替えや逆位相の信号の生成が考えられるが，backscatter tag のハードウェアコストが増大する．本稿では，信号処理の観点から複数の backscatter 通信を共存させる Harmonics-Controlled Frequency Division Multiple Access (HC-FDMA) を提案する．HC-FDMA は，複数の通信の高調波を任意のチャネルに集約するように制御する変調方式と，信号成分，高調波，側波帯の周波数を最適化するチャネル選択アルゴリズムから構成される．解析評価から，HC-FDMA を用いる backscatter 通信は HC-FDMA を用いない場合と比較して 1.45 倍の多重化を実現可能であることが分かった．また，実機実験から，ハードウェア制約下においても HC-FDMA は HC-FDMA を用いない場合と比較して第 3 次高調波を最大で約 3 dB 抑制することを確認した．さらに，HC-FDMA による高調波抑制率の上限を明確にすることで，提案手法の有効性を明らかにした．

1. はじめに

無線通信技術の発展により，スマートウォッチ，電球，鍵，カメラ，冷蔵庫など様々なモノがネットワークに接続されるようになった．5G でも，IoT が明確なアプリケーションとして想定されている．5G では，IoT 向けの要件として低遅延性と多数接続が実現されようとしている [1]．5G の次の 6G では，IoT 向けの要件としてさらに低消費電力性が求められている [2–5]．

これまで，デバイス，OS，通信プロトコルなど様々な観点から低消費電力化の研究がなされてきた．例えば，CPU や無線送受信器ではクロックゲーティングを用いることでスリープ時に数 μW の待機電力が実現されている [6–8]．TinyOS では，イベント駆動型を用いることでスリープを効果的に利用できるアーキテクチャが実現された [9]．MAC プロトコルとしては，low-power listening と呼ばれる手法により受信待機時の平均消費費電力を数 μW に削減することに成功した [10]．しかしながら，IoT デバイスがデータを送信する際の消費電力の問題はまだ解決されていない．特に，局部発振器と増幅器での電力消費が大きい．無線通信において電波でデータを送信する場合，デジタル回路で生成したベースバンド信号を局部発信機とアナログ回路で乗算することで任意の周波数帯の信号にアップコンバートする．アップコンバートされた信号は，増幅器で増幅されて空間へと放出される．例えば IEEE 802.15.4 の場合，2.4 GHz にアップコンバートするための局部発信機は 2.4 GHz で動作しなければならない．さらに，増幅器でも少なくとも送信電力分の電力を消費するため，10 dBm で電波を放出する場合には最低でも 10 mW の消費電力が必要となる．

送信電力を圧倒的に削減する方法として backscatter 通信 [11–14] が注目されている．Backscatter 通信の通信形態としては，monostatic backscatter，bistatic backscatter，ambient backscatter の 3 種類が存在する [11]．本稿では，bistatic backscatter を対象とする．図 1 に bistatic backscatter 通信の構成を示す．Bistatic backscatter 通信では，搬送波送信機が放出した電波を backscatter tag がアンテナで反射，もしくは吸収することで 1 ビット情報を伝送する．文献 [15] では，同スループットの Wi-Fi チップの 1000 分の 1 の消費電力で IEEE 802.11b パケットを生成することに成功している．Backscatter 通信の関連研究に関しては 2 節で詳細に議論する．しかしながら，backscatter は次の 2 つの問題によって多重化数に制約が生じる．1 つ目は高調波問題である．Backscatter はアンテナのインピーダンスの ON-OFF を切り替えて変調を行う．波形整形フィ

1　大阪大学大学院情報科学研究科
2　同志社大学理工学部

ⓒ 2021 Information Processing Society of Japan

Vol.2021-MBL-100 No.20
Vol.2021-UBI-71 No.20
Vol.2021-CDS-32 No.20
Vol.2021-ASD-21 No.20
2021/9/3

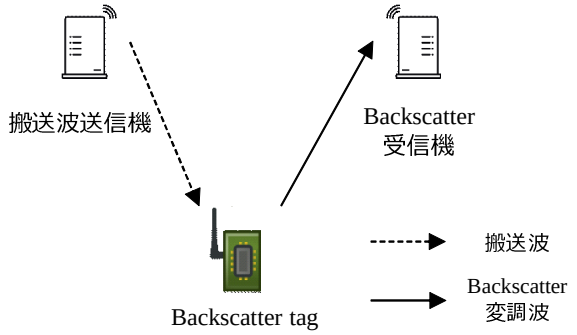

図 1: Bistatic backscatter 通信の構成

ルタを持たない backscatter tag によって生成される信号は時間領域において矩形波であるため高調波が含まれる．所望しない周波数帯に出現する高調波は他の通信と衝突して多重化通信を妨げる．2 つ目は側波帯問題である．多くの backscatter 通信では，搬送波と backscatter からの信号を分離するために backscatter 信号の周波数を backscatter ベースバンド信号を用いてシフトさせる．具体的には，搬送波の周波数を f_c とする場合，backscatter tag がアンテナのインピーダンスを周波数 Δf に従って切り替えることで周波数 $f_c + \Delta f$ の周波数帯で backscatter 通信を行うことができる．この時，Δf で切り替えて生成される信号を backscatter ベースバンド信号と呼ぶ．Backscatter ベースバンド信号を用いることで搬送波との衝突を避けることができるものの，$f_c - \Delta f$ にも側波帯が生じてしまう．高調波問題と側波帯問題の詳細に関しては 3 節で述べる．

高調波問題と側波帯問題を解決する手法として，本稿では，harmonics-controlled frequency division multiple access (HC-FDMA) を提案する．HC-FDMA は，harmonics-controlled backscatter modulation (HC-BM) と harmonics and sideband-aware channel assignment algorithm (HS-CAA) の 2 つから構成される．HC-FDMA は，backscatter ベースバンド信号をより高い周波数でサンプリングして ΔΣ 変調によって信号が連続的に変化するように変調することで高調波信号を任意の周波数帯に移動する．HS-CAA は，多くの端末が同時通信できるように，backscatter 変調信号，側波帯，高調波の周波数を最適化するチャネル割り当てアルゴリズムである．2.4 GHz 帯において IEEE 802.15.4 互換 backscatter [16] を前提とした場合に HC-FDMA をシミュレーションと実機によって評価した結果，HC-FDMA を用いない場合と比べて約 1.45 倍の端末数の多重化が実現できることが分かった．また，HC-FDMA による高調波制御の有効性を明らかにした．

本稿の構成は以下の通りである．2 節では，backscatter の関連研究を紹介する．3 節では，backscatter が抱える課題点を述べる．4 節では，HC-FDMA を提案する．続く 5 節では，評価結果を示す．最後に 6 節では，結論を述べる．

2. 関連研究

Backscatter 通信の研究は，大きく分けると理論寄りの研究と実装寄りの研究の 2 つに分類される．理論寄りの研究としては，backscatter tag が複数存在する環境での通信信頼性やスループットの向上に焦点を当てた研究がなされている [16–20]．例えば，文献 [17] では，ハードウェア構成の異なる backscatter tag や無線機器が複数存在する環境において，ネットワークスループットを最大化する手法を提案している．ここ数年はドローンを基地局とする大規模な backscatter ネットワークにおけるスループット最大化やドローンの起動制御に関する研究が活発になされている [21–23]．例えば，文献 [21] では，ドローンを用いた backscatter ネットワークのスループットを最大化するドローンの高度を解析的に示している．文献 [23] では，各 backscatter tag からのデータ収集を効率化するドローンの軌道を最適化問題に帰着させて解析的に解いている．

実装寄りの研究としては，大きく分けると 2 つの方向性で研究が進んでいる [12, 14, 24]．1 つ目の方向性は，外部の無線機器が放出した電波を借用する backscatter 通信である．例えば，テレビ放送や移動体通信 [12, 25]，Wi-Fi [26, 27]，LoRa [28]，Bluetooth [29]，FM 放送 [30] などの電波を backscatter 通信に利用する．文献 [25, 27] では，Wi-Fi backscatter の高速化に焦点を当てている．特に，BackFi [27] では，帯域内二重通信を可能とするアクセスポイントを用いることで Wi-Fi backscatter のスループットを向上させることに成功している [31, 32]．

2 つ目の方向性は，既存の無線機器で受信可能なパケットを生成する backscatter 通信である．既存の無線通信方式と互換性を持つ backscatter 通信は，外部の無線機器の代わりに連続波を送信する機器から放出された電波を利用することで実現される．文献 [15, 33] では，backscatter 通信においてそれぞれ Wi-Fi パケットの送信，LoRa パケットの送信に成功している．また，異なる無線技術間での backscatter 通信にも成功している．例えば，文献 [26, 28] では，それぞれ Bluetooth の電波を利用した Wi-Fi パケットの生成，Wi-Fi の電波を利用した ZigBee パケットの生成を実現している．

これまでの上記の 2 つの流れに対して，本研究ではさらに通信プロトコルまで踏み込んで backscatter 通信の多重化について考える．Backscatter 通信の多重化に関する研究としては，NetScatter [34] が挙げられる．NetScatter は，chirp 信号を用いた backsatter 通信において CDMA で多重化する方法を提案している．文献 [35] では，Wi-Fi ネットワーク内で backscsatter tag で CSMA を用いて Wi-Fi と共存する MAC プロトコルを提案している．それに対して，本稿では，backscatter 通信の FDMA を対象とする．

ⓒ 2021 Information Processing Society of Japan

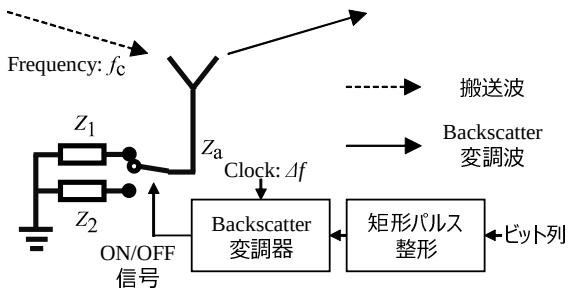

図 2: Backscatter tag の動作

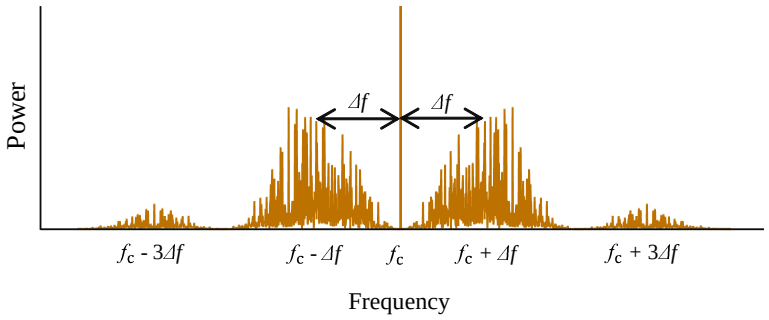

図 3: Backscatter 変調波に含まれる周波数成分

Backscatter 通信で FDMA によって多重化する場合，問題となるのが高調波と側波帯である．高調波と側波帯によって生じる問題に関しては 3 節で詳細に述べる．本稿と最も関連する研究が文献 [36] である．文献 [36] では，ハードウェアの改善で利用しない側波帯と高調波を抑制する手法をそれぞれ提案している．それに対して，本稿では，変調方式と周波数割当の工夫によって側波帯と高調波の課題に取り組む．

3. Backscatter 通信における高調波問題と側波帯問題

図 2 に bistatic backscatter における backscatter tag の動作を示す．Backscatter tag はブロック図に従ってビット列を矩形パルス整形する．続く backscastter 変調器では，矩形パルスに従って周波数 Δf のクロックを変調する．Backscastter 変調器は，振幅変調，位相変調など種々の変調方式に対応可能である．生成された ON/OFF 信号に基づいてスイッチを動作させ，アンテナのインピーダンスを切り替えることでデータを送信する．この時，アンテナの反射係数は次式で与えられる [14].

$$\Gamma_i = \frac{Z_i - Z_{\mathrm{a}}^*}{Z_i + Z_{\mathrm{a}}} \ (i = 1, 2) \tag{1}$$

ここで，Z_i は負荷インピーダンス，Z_a はアンテナのインピーダンス，i はスイッチで切り替えるアンテナのインピーダンスの状態，$*$ は複素共役を表す演算子である．アンテナの反射係数に対して，変調率 M は以下のように表される [37].

$$M = \frac{1}{4}|\Gamma_1 - \Gamma_2|^2 \tag{2}$$

Backscatter tag の送信電力は変調率に比例する．送信電力を最大化するために，反射係数は $\Gamma_1 = 1$，$\Gamma_2 = -1$ であることが望ましい．理想的には，$Z_1 = \infty$，$Z_2 = 0$ とすることで $\Gamma_1 = 1$，$\Gamma_2 = -1$ を実現できる．しかしながら，実際には伝送線路やスイッチが微小な内部抵抗を持つため $Z_2 = 0$ を実現することは難しい．本稿では，経験的に $\Gamma_1 = 1$，$\Gamma_2 = \frac{1}{3}$ とする [16]．ビットの伝送を行わず，backscatter tag が周波数 Δf のクロックに従ってインピーダンスを切り替える場合，搬送波の振幅は以下の矩形波に従い変化する．

$$v_{\mathrm{bs_{bb}}}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} v\left(t - n\Delta t\right) \tag{3}$$

$$v(t') = \begin{cases} \Gamma_1, & 0 < t' \leq \frac{\Delta t}{2} \\ \Gamma_2, & \text{others} \end{cases} . \tag{4}$$

$v_{\mathrm{bs_{bb}}}$ を backscatter ベースバンド信号と呼ぶこととする．Backscatter tag に周波数 f_{c} の無変調搬送波を当てると，$f_{\mathrm{c}} + \Delta f$，$f_{\mathrm{c}} - \Delta f$ を含む backscatter 搬送波が生成される．ビットの伝送を行う場合，backscatter tag は情報符号に従って backscatter ベースバンド信号の振幅や位相，周波数を切り替える．図 3 に，backscatter ベースバンド信号に対して位相変調を行った際の backscatter 変調波の周波数分布を示す．周波数 $f_{\mathrm{c}} + \Delta f$，$f_{\mathrm{c}} - \Delta f$ を中心とした変調信号が確認できる．同様の方法で，周波数 $f_{\mathrm{c}} + \Delta f$，$f_{\mathrm{c}} - \Delta f$ に無線通信方式互換のフレームを生成することができる．

しかしながら，bistatic backscatter は 2 つの問題を抱えている．1 つ目は高調波問題である．式 (3) をフーリエ級数展開すると，以下のように表される．

$$v_{\mathrm{bs_{bb}}}(t) = \frac{2}{3} + \frac{4}{3\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{(-1)^{n-1}}{2n-1}\cos(2\pi(2n-1)\Delta f t) \tag{5}$$

式 (5) より，backscatter ベースバンド信号は $2n-1$ 倍の周波数に振幅が $\frac{1}{2n-1}$ された高調波を含む．Backscatter tag は波形整形フィルタを用いることができないため，高調波を除去することができない．高調波と同じ周波数を通信に利用する backscatter tag が存在した場合，通信の衝突が発生する．

図 4 に，高調波と他の backscatter tag の周波数成分が衝突する例を示す．Backscatter tag A，B は同じ搬送波送信機から供給される搬送波を利用する．搬送波の周波数は $f_{\mathrm{c}} = 2450$ MHz，backscatter tag A，B の backscatter ベースバンド周波数はそれぞれ $\Delta f = 2$ MHz，6 MHz である．Backscastter 受信機 A, B はそれぞれ周波数 2452 MHz, 2456 MHz を利用してデータを受信する．この例で

Vol.2021-MBL-100 No.20
Vol.2021-UBI-71 No.20
Vol.2021-CDS-32 No.20
Vol.2021-ASD-21 No.20
2021/9/3

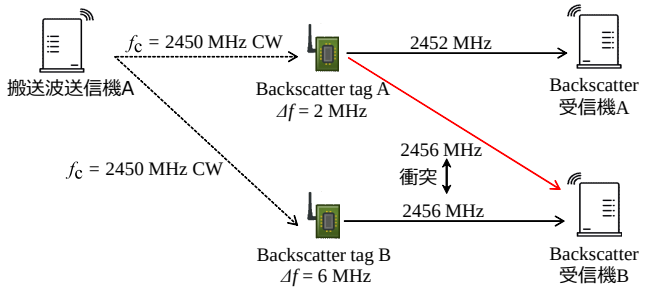

図 4: 高調波と他 backscatter tag の信号成分が衝突する例

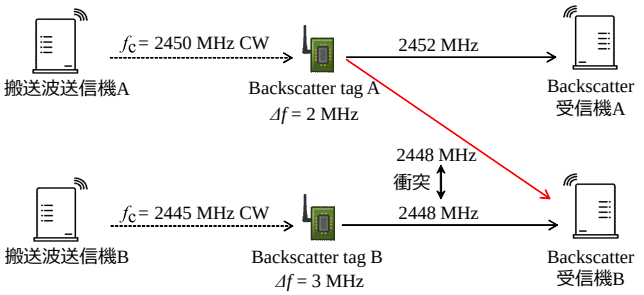

図 5: 利用しない側波帯と他 backscatter tag の信号成分が衝突する例

は，2 つの信号成分がそれぞれ異なる周波数を使用しているため，一見，周波数分割多重化が実現できているように見える．しかしながら，backscatter tag A の変調過程で周波数 $f_c + 3\Delta f = 2456$ MHz の高調波が生じて backscatter 受信機 B 上で衝突する．

2 つ目は側波帯問題である．周波数シフトを利用する bistatic backscatter 通信では，常に周波数 $f_c + \Delta f$，$f_c - \Delta f$ の両側波帯に信号が現れる．しかしながら，通信に利用されるのはこのうち一方のみである．高調波と同様に，フィルタを持たない backscatter tag は $f_c + \Delta f$，$f_c - \Delta f$ のうち不要な成分を取り除くことができない．複数の backscatter tag が同一空間内で通信をする環境においては，通信に利用されなかった側波帯が他チャネルを利用する通信と衝突する．

図 5 に，利用しない側波帯と他の backscatter tag の信号成分が衝突する例を示す．Backscatter tag A は backscatter ベースバンド周波数 $\Delta f = 2$ MHz で周波数 $f_c = 2450$ MHz の搬送波を変調する．同様に，backscatter tag B は backscatter ベースバンド周波数 $\Delta f = 3$ MHz で周波数 $f_c = 2445$ MHz の搬送波を変調する．Backscatter 受信機 A，B はそれぞれ周波数 2452 MHz, 2456 MHz を利用してデータを受信する．この例においても，2 つの backscatter tag は異なる周波数に信号成分を生成している．しかしながら，実際には backscatter tag A が変調を行った際に生じる周波数 2448 MHz の下側波帯が backscatter 受信機 B 上で衝突する．

4. 提案手法: HC-FDMA

3 節の議論を基に，本稿では帯域制限フィルタを持たない backscatter tag が高調波や側波帯の干渉を回避して共存する harmonics-controlled FDMA (HC-FDMA) を提案する．HC-FDMA は，harmonics-controlled backscatter modulation (HC-BM) と，harmonics and sideband-aware channel assignment algorithm (HS-CAA) から構成される．HC-BM によって高調波の出現位置を柔軟に制御可能として，HS-CAA によって高調波や側波帯が衝突しないように周波数割当を行う．

Algorithm 1 HC-BM

Require: x, Δf, h, c
Ensure: y
$f_s \leftarrow 2h$
for $i = 1$ **to** $\frac{\mathrm{size}(x) f_s}{c}$ **do**
  $s_0[i] \leftarrow \cos\left(2\pi\Delta f \frac{i}{f_s}\right)$
  $s_{\frac{\pi}{2}}[i] \leftarrow \cos\left(2\pi\Delta f \frac{i}{f_s} + \frac{\pi}{2}\right)$
  $s_{\pi}[i] \leftarrow \cos\left(2\pi\Delta f \frac{i}{f_s} + \pi\right)$
  $s_{\frac{3\pi}{2}}[i] \leftarrow \cos\left(2\pi\Delta f \frac{i}{f_s} + \frac{3\pi}{2}\right)$
end for
$d_0 \leftarrow \mathrm{DeltaSigmaModulation}(s_0)$
$d_{\frac{\pi}{2}} \leftarrow \mathrm{DeltaSigmaModulation}(s_{\frac{\pi}{2}})$
$d_{\pi} \leftarrow \mathrm{DeltaSigmaModulation}(s_{\pi})$
$d_{\frac{3\pi}{2}} \leftarrow \mathrm{DeltaSigmaModulation}(s_{\frac{3\pi}{2}})$
for $i = 1$ **to** $\frac{\mathrm{size}(x) f_s}{c}$ **do**
  if $x[\mathrm{floor}(\frac{ic}{f_s})] == 0$ **then**
    $y[i] \leftarrow d_0[i]$
  else if $x[\mathrm{floor}(\frac{ic}{f_s})] == 1$ **then**
    $y[i] \leftarrow d_{\frac{\pi}{2}}[i]$
  else if $x[\mathrm{floor}(\frac{ic}{f_s})] == 2$ **then**
    $y[i] \leftarrow d_{\pi}[i]$
  else
    $y[i] \leftarrow d_{\frac{3\pi}{2}}[i]$
  end if
end for
return y

4.1 HC-BM

HC-BM は，複数の通信の高調波を任意のチャネルに集約するように制御する変調方式である．Algorithm 1 に QPSK を行う HC-BM アルゴリズム，表 1 にアルゴリズム内で使用する変数と関数を示す．本アルゴリズムでは，高調波を集約する周波数 h の 2 倍をサンプリングレートに決定する．そして，周波数 Δf の連続波をサンプリングする．続いて，周波数 Δf の連続波を $\Delta\Sigma$ 変調することで周波数 Δf を持つ矩形信号を生成する．ここで，サンプリングレートが Δf に対して数十倍以上である場合，高調波成分はナイキスト周波数近傍，即ち $\frac{2h}{2} = h$ に集約される．最後に，引数 x に従って $\Delta\Sigma$ 変調に基づいた矩形信

ⓒ 2021 Information Processing Society of Japan

Vol.2021-MBL-100 No.20
Vol.2021-UBI-71 No.20
Vol.2021-CDS-32 No.20
Vol.2021-ASD-21 No.20
2021/9/3

表 1: Algorithm 1 内の変数と関数

変数，関数名	説明
x	$\{0,1,2,3\}$ の情報符号の配列
Δf	Backscatter ベースバンド周波数
h	高調波を集約する周波数
y	ON/OFF 信号
f_{s}	サンプリングレート
c	チップレート
$s_0, s_{\frac{\pi}{2}}, s_{\pi}, s_{\frac{3\pi}{2}}$	位相がそれぞれ $0, \frac{\pi}{2}, \pi, \frac{3\pi}{2}$， 周波数 Δf の余弦波
$d_0, d_{\frac{\pi}{2}}, d_{\pi}, d_{\frac{3\pi}{2}}$	$s_0, s_{\frac{\pi}{2}}, s_{\pi}, s_{\frac{3\pi}{2}}$ を それぞれ $\Delta\Sigma$ 変調した矩形信号
size(x)	配列 x の長さを返す関数
floor(dec)	小数入力 dec に対して， 小数点以下を切り捨てた整数を返す関数

号の位相を切り替える．以上の操作で得られた出力 y が backscatter のインピーダンスを切り替える ON/OFF 信号となる．Algorithm 1 の 8–11 行目にあるように，HC-BM は連続波を入力とした $\Delta\Sigma$ 変調器の出力信号を backscatter ベースバンド信号として採用する．$\Delta\Sigma$ 変調器へのアナログ信号入力を $x[n]$, デジタル信号出力を $y[n]$, 量子化器で生じる量子化誤差を $e[n]$ とすると入出力差分方程式は以下のように求まる．

$$y[k] = x[k] + e[k] - e[k-1] \tag{6}$$

ここで，入出力信号間の誤差を $q[n] = e[n] - e[n-1]$ と定義する．誤差信号の周波数特性 $Q(f)$ は，$\Delta\Sigma$ 変調のサンプリングレート f_{s}，量子化誤差の周波数特性 $E(f)$ を用いて以下のように表される．

$$\begin{aligned} Q(f) &= \left(1 - e^{-\mathrm{j}2\pi\frac{f}{f_{\mathrm{s}}}}\right) E(f) \\ &= 2\mathrm{j}e^{-\mathrm{j}\frac{\pi f}{f_{\mathrm{s}}}} \sin\left(\frac{\pi f}{f_{\mathrm{s}}}\right) E(f) \end{aligned} \tag{7}$$

式 (7) から，出力誤差のパワースペクトル密度 $S_q(f)$ について次式を得る．

$$S_{\mathrm{q}}(f) = 4\sin^2\left(\frac{\pi f}{f_{\mathrm{s}}}\right) S_{\mathrm{e}}(f) \tag{8}$$

ここで，$S_{\mathrm{e}}(f)$ は量子化器で生じる量子化誤差のパワースペクトル密度である．量子化誤差を ± 0.5 の範囲に一様分布する白色ガウス雑音と仮定することで次式を得る [38].

$$S_{\mathrm{e}}(f) = \frac{1}{12 f_{\mathrm{s}}} \tag{9}$$

式 (8) より，出力誤差信号は微分特性により低周波帯で減少し，ナイキスト周波数付近に集約される．また，サンプリングレート f_{s} に比例して低周波帯における出力誤差のパワーは抑制される．

シンボル長 $T = \frac{1}{c}$ で QPSK 変調を行う HC-BM を用いた場合，第 3 次高調波が出現する周波数帯域 $[3\Delta f - \frac{1}{T}, 3\Delta f + \frac{1}{T}]$ における電力の抑制率はサンプリングレート f_{s} の関数として次式で与えられる．

Algorithm 2 HC-CAA

Require: $f_{\mathrm{s_{max}}}$, f_{first}, f_{interval}, n
Ensure: Δf
1: $h \leftarrow \frac{f_{\mathrm{s_{max}}}}{2}$
2: $f_{\mathrm{c}} \leftarrow f_{\mathrm{first}} - f_{\mathrm{interval}}$
3: **for** $i = 1$ TO n **do**
4: **if** $f_{\mathrm{first}} + i f_{\mathrm{interval}} - f_{\mathrm{c}} > \frac{f_{\mathrm{s_{max}}}}{4}$ **then**
5: **break**
6: **end if**
7: $\Delta f[i] \leftarrow f_{\mathrm{first}} + i f_{\mathrm{interval}} - f_{\mathrm{c}}$
8: **end for**
9: **return** Δf

表 2: Algorithm 2 内の変数

変数	説明
$f_{\mathrm{s_{max}}}$	動作可能な周波数の最大値
f_{first}	先頭のチャネルの周波数
f_{interval}	チャネルの間隔
n	チャネル数
h	高調波を集約する周波数
f_{c}	搬送波周波数
Δf	Backscatter ベースバンド周波数

$$P_{\mathrm{sp}}(f_{\mathrm{s}}) = \frac{32}{\pi^2} \cdot \frac{P_1 + P_2}{P_1 + \frac{16}{3f_{\mathrm{s}}} - \frac{8T}{3\pi}\cos\left(\frac{6\pi\Delta f}{f_{\mathrm{s}}}\right)\sin\left(\frac{2\pi}{f_{\mathrm{s}}T}\right)} \tag{10}$$

T が微小の場合，式 (10) は以下のように近似できる．

$$P_{\mathrm{sp}}(f_{\mathrm{s}}) \simeq \frac{32}{\pi^2} \cdot \frac{P_1 + P_2}{P_1 + \frac{16}{3f_{\mathrm{s}}}} \tag{11}$$

式 (11) より，サンプリングレートを高くするにつれて第 3 次高調波の抑制率は向上する．サンプリングレートに対する第 3 次高調波の抑制率の上限は次式で与えられる．

$$\lim_{f_{\mathrm{s}}\to\infty} P_{\mathrm{sp}}(f_{\mathrm{s}}) = \frac{32}{\pi^2}\left(1 + \frac{P_2}{P_1}\right) \tag{12}$$

ここで，P_1，P_2 は次式で与えられる．

$$\begin{aligned} P_1 =& \frac{T}{\pi}\left(\mathrm{Si}(4\pi\Delta f T + 2\pi) - \mathrm{Si}(4\pi\Delta f T - 2\pi)\right) \\ &+ \frac{T}{\pi^2(4\Delta f^2 T^2 - 1)}\left(1 - \cos\left(4\pi\Delta f T\right)\right) \end{aligned} \tag{13}$$

$$P_2 = \frac{2T}{9\pi}\mathrm{Si}(2\pi) \tag{14}$$

ここで，$\mathrm{Si}(x)$ は正弦積分関数である．

$$\mathrm{Si}(x) = \int_0^x \frac{\sin(t)}{t} dt \tag{15}$$

式 (10) の詳細な導出は付録に記載する．

ⓒ 2021 Information Processing Society of Japan

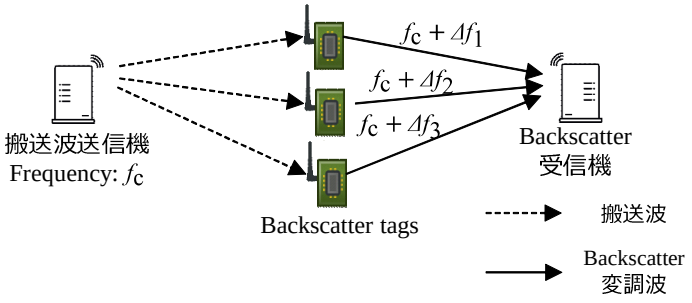

図 6: 想定される評価環境

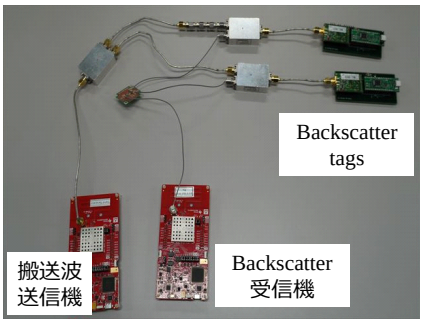

図 7: 実機での実験環境

4.2 HS-CAA

複数の backscatter tag が異なる周波数チャネルを利用することで同時通信を実現することを考える．特定の backscatter tag に対して，側波帯や高調波がどのチャネルにも干渉しないように搬送波周波数 f_c と backscatter ベースバンド周波数 Δf を割り当てることは可能である．しかしながら，複数の backscatter tag に対してそれぞれの側波帯や高調波がどのチャネルに干渉しないように f_c と Δf を割り当てることは困難である．チャネル数 n，チャネル間隔 f_{interval} とすると，第 3 次高調波が同一周波数帯の他の通信と干渉しないように割り当て可能な Δf の集合 A は以下のように表される．

$$A = \{\Delta f | \Delta f \equiv c \mod f_{\mathrm{interval}}, 3\Delta f > n f_{\mathrm{interval}}\} \tag{16}$$

また，f_c を同一周波数帯に割り当てるために以下の条件が必要となる．

$$\max A \leq n f_{\mathrm{interval}} \tag{17}$$

式 (17) の条件下では，全チャネルを利用した周波数多重化が実現できない．

周波数利用効率を向上させることを目的に HS-CAA を提案する．HS-CAA は，backscatter 変調信号，側波帯，HC-BM により集約した高調波の周波数分布を最適化するチャネル割り当てアルゴリズムである．Algorithm 2 に QPSK を想定した HS-CAA，表 2 にはアルゴリズム内で使用する変数を示す．アルゴリズムの 1 行目では，高調波を集約する周波数を backscatter tag が動作可能な最大周波数の 2 分の 1 に決定する．続いて，搬送波周波数を先頭のチャネルの周波数の下側に割り当てる．アルゴリズム 3 行目の for 文以下で，使用する Δf を順に決定する．基本的には，搬送波周波数に近い周波数チャネルから順に利用するように Δf を決定する．ここで，QPSK 変調信号を生成するためには，4 種類の異なる位相を表現する必要がある．従って，Δf は backscatter tag が動作可能な最大周波数の 4 分の 1 以下に設定しなければならない．アルゴリズム内では，4–6 行目にこの制約が設けられている．制約を満たす場合，搬送波から近いチャネルに対応する Δf が順に選択される．

5. 評価

5.1 評価環境

図 6 に想定する評価環境を示す．搬送波送信機は周波数 f_c の連続波を各 backscatter tag に対して供給する．Backscatter tag は，それぞれ異なる backscatter ベースバンド周波数 Δf を選択することで周波数分割多元接続を実現する．利用できる周波数チャネルは 2.4 GHz 帯における IEEE 802.15.4 に準拠して，2405 MHz から 2480 MHz の範囲を 5 MHz 間隔に分割した 16 チャネルとする．Backscatter 受信機は，各 backscatter tag から送信されたパケットを 16 チャネル同時に受信可能であるとする．各 backscatter tag が利用する周波数チャネル上に他 backscatter tag から生じる側波帯や第 3 次高調波が含まれる場合，backscatter 受信機上で衝突が生じるものとする．

図 7 に，実機での評価環境を示す．雑音の影響が限りなく小さい理想環境を想定して，backscatter tag, backscatter 受信機は同軸ケーブルで接続される．搬送波送信機から周波数 f_c の連続波を供給する．搬送波はパワースプリッタで分配されて各 backscatter tag に送信される．Backscatter tag はパワースプリッタの入力ポートのインピーダンスを切り替えることで変調を行う．Backscatter 受信機は任意の周波数チャネルを選択することでパケットを受信する．

5.2 多重化数

解析評価

提案手法の有効性を示すために，多重化可能なチャネル数の理論的限界について解析評価を行った．理論的限界においては，2.4 GHz 帯高度化小電力データ通信システムの定める帯域外に側波帯や高調波が生じることを許容するものとした．各 backscatter tag は Δf の値を制限なく設定できるうえ，提案手法においては，高調波成分を集約する周波数 h も同様に制限なく設定できるものとした．

図 8 に数値解析における多重化可能な通信数を示す．Conventional は提案手法を用いない場合，Double carrier は搬送波周波数を 2 種類生成した場合，HC-FDMA は提

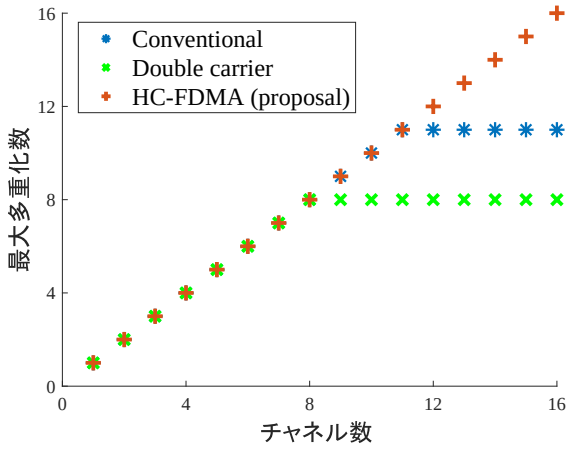

図 8: 数値解析におけるチャネル数と多重化可能数の評価

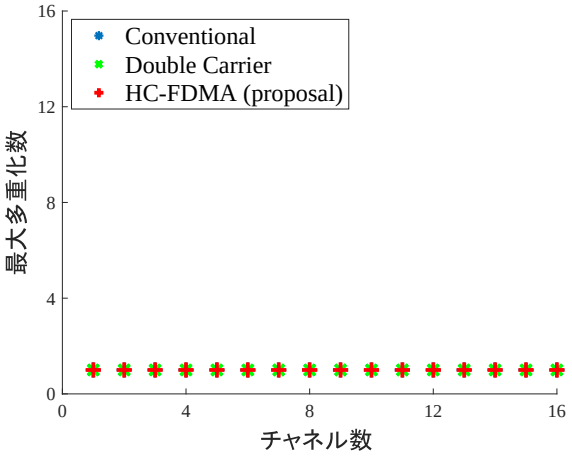

図 9: Backscatter tag のハードウェア制約下におけるチャネル数と多重化可能数の評価

案手法である．横軸は使用するチャネルの数，縦軸は多重化可能な通信の最大数を表している．HC-FDMA では，高調波ノイズを帯域外に集約することですべてのチャネルを同時利用可能となった．Conventional では，第 3 次高調波が帯域内に含まれる場合に衝突が生じるため同時に利用できるチャネル数は最大で 11 チャネルであった．Double carrier では，同時利用できるチャネル数は最大で 8 チャネルであった．Double carrier の結果から，搬送波周波数の複雑化は多重化可能数の改善に寄与しないことが確認できた．

実機評価

ハードウェア制約下での多重化可能な通信数を評価した．Backscatter tag を実機実装する場合には，周波数資源保護の観点から側波帯や高調波を 2.4 GHz 帯高度化小電力データ通信システムの定める周波数範囲内に収めるものとした．また，Δf や h を設定する際にはハードウェア制約が伴う．Backscatter tag での変調を制御するマイクロコンピュータは，水晶発振器を含む．水晶発振器を分周することにより生成されるクロック周波数の最大値を $f_{\mathrm{clock_{MAX}}}$ とする．さらに，反射/吸収を切り替える物理スイッチの動作スピード最大値を $f_{\mathrm{switch_{MAX}}}$ とする．この時，backscatter ベースバンド信号のサンプリングレートの最大値 $f_{\mathrm{s_{MAX}}}$ は

$$f_{\mathrm{s_{MAX}}} = \min(f_{\mathrm{clock_{MAX}}}, f_{\mathrm{switch_{MAX}}})$$

で与えられる．この時，サンプリング定理から backscatter ベースバンド信号には $\frac{f_{\mathrm{s_{MAX}}}}{2}$ 以下の周波数成分のみが現れる．よって，高調波を集約する周波数 h は $h \leq \frac{f_{\mathrm{s_{MAX}}}}{2}$ に限られる．また，QPSK の位相を表現するためには backscatter ベースバンド周波数 Δf を $\frac{f_{\mathrm{s_{MAX}}}}{4}$ 以下に設定しなければならない．

図 9 にハードウェア制約下における多重化可能な通信数を示す．実装した backscatter のサンプリングレートの最大値が $f_{\mathrm{s_{MAX}}}$ =30 MHz であったため，Δf は 7.5 MHz 以下に制限された．IEEE 802.15.4 のチャネル間隔は 5 MHz であるため，選択できるチャネル数は最大で 2 つとなった．さらに，Δf ≤7.5 MHz の制約下で 2 チャネルを同時利用する際，高調波成分との衝突が発生した．提案手法を用いる場合においても，backscatter ベースバンド周波数 Δf に対してサンプリングレートが十分に大きくないため，ΔΣ 変調の原理に基づいた高調波の集約が不完全であった．

5.3 高調波制御

提案手法による高調波制御の実現可能性を示すために，backscatter 変調波の第 3 次高調波のパワーに対して評価を行った．第 3 次高調波のパワーは，backscatter 変調波のパワースペクトルから算出した．パワースペクトルは，シミュレーション，実機実験，数学解析からそれぞれ確認した．

解析評価

図 10，11 にシミュレーションで確認した backscatter 変調波のパワースペクトル密度を示す．シミュレーションでは backscatter ベースバンド周波数 $\Delta f = 2.5$ MHz，搬送波周波数 $f_{\mathrm{c}} = 2402.5$ MHz と設定した．提案手法において，ΔΣ 変調のサンプリングレートを変更して評価を行った．

図 10 に，実機を想定して提案手法におけるサンプリングレートを 30 MHz に設定した場合のパワースペクトル密度を示す．Conventional は提案手法を用いない場合，HC-FDMA は提案手法を用いた場合の結果である．Conventional のグラフから，$f_{\mathrm{c}} + 3\Delta f$ =2410 MHz 周辺に第 3 次高調波を確認できた．式 5 から，第 3 次高調波と信号成分の電力の差は $10 * \log \frac{1}{3}^2 = -9.54$ dB である．2405 MHz と 2410 MHz を中心とした帯域幅 2 MHz のチャネルパワーを比較したところ，-9.22 dB であったことから，理論との整合が確認できた．HC-FDMA のグラフから，提案手法は実機の制約下でも第 3 次高調波をわずかに抑制することが確認できた．2410 MHz を中心とした帯域幅 2 MHz

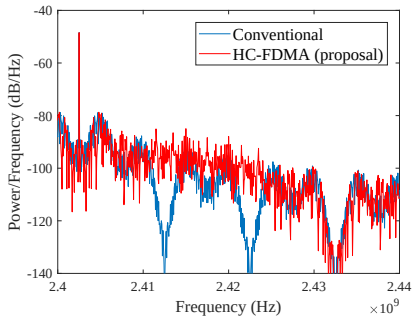

図 10: Backscatter 変調波のパワースペクトル密度

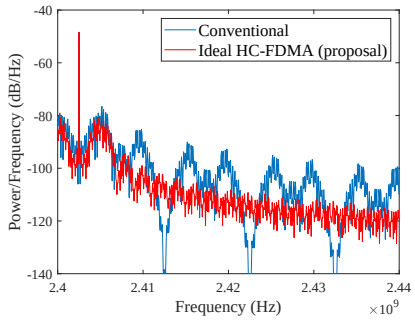

図 11: 理想的な環境下での backscatter 変調波のパワースペクトル密度

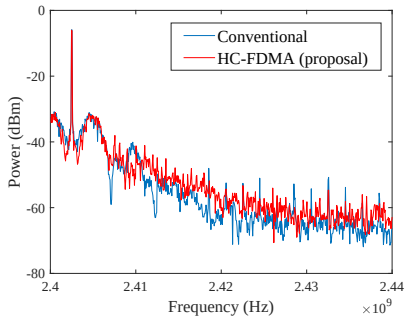

図 12: 実機実験で確認した backscatter 変調波のパワースペクトル

のチャネルパワーをグラフから算出すると，提案手法による第 3 次高調波の抑制率は約 2.5 dB であった．

図 11 に，提案手法におけるサンプリングレートが無限大となる理想環境を想定した場合のパワースペクトル密度を示す．Conventional は提案手法を用いない場合，ideal HC-FDMA は理想的な環境下で提案手法を用いた場合を示している．Ideal HC-FDMA のグラフから．理想的な環境において提案手法は第 3 次高調波を大幅に抑制できることが確認できた．

実機評価

図 12 に，実機を用いて測定した backscatter 変調波のパワースペクトルを示す．Conventional は提案手法を用いない場合，HC-FDMA は提案手法を用いた場合をそれぞれ示している．提案手法におけるサンプリングレートは，実機の最大値である 30 MHz に設定した．Conventional と HC-FDMA のグラフを比較することで，提案手法は 2410 MHz を中心とした第 3 次高調波を抑制することを確認できた．2410 MHz を中心とした帯域幅 2 MHz のチャネルパワーを測定すると，提案手法による第 3 次高調波は約 3 dB であった．

解析評価と実機評価の妥当性を示すために，提案手法のサンプリングレートに対する第 3 次高調波の抑制率を評価した．図 13 に，提案手法のサンプリングレートに対する第 3 次高調波の抑制率を示す．図中の simulation はシミュレーションに基づいて算出した抑制率，experiment は実機実験で測定した抑制率，Eq. (10) は式 (10) から計算された抑制率，Eq. (12) は式 (12) に示された抑制率の上限である．Simulation と式 (10) のグラフの傾向が一致することから，提案手法の妥当性が確認できた．また，サンプリングレートが十分に高い場合，simulation のグラフが式 (12) に近づくことか分かった．

6. おわりに

本稿では，backscatter 通信の高効率化を目的として HC-FDMA を提案した．多重化可能数の評価結果から，HC-FDMA は周波数チャネルを効果的に割り当てることで

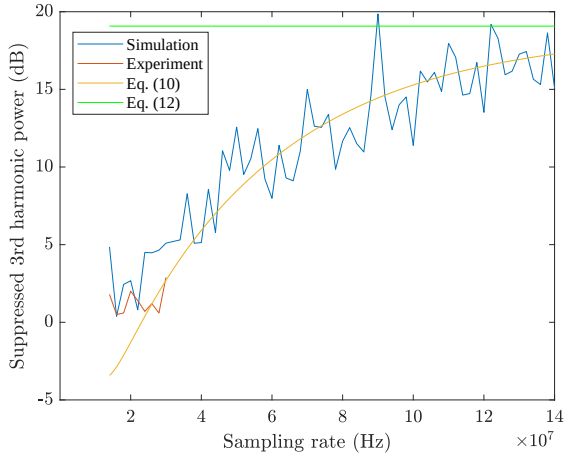

図 13: サンプリングレートに対する第 3 次高調波の抑制率

1.45 倍の通信数の多重化が可能であることが確認できた．また，高調波制御の評価から，HC-FDMA の変調方式である HC-BM は高調波パワーを抑制できることが分かった．さらに，HC-FDMA による高調波抑制率の上限を与えることで，提案手法の高調波制御の有効性を明らかにした．

付録

QPSK を行う bistatic backscatter を対象に第 3 次高調波のパワーについて議論する．Backscatter tag は，位相の異なる 4 種類の backscatter ベースバンド信号を搬送波に乗算することで位相変調を実現する．4 種類の backscatter ベースバンド信号を列ベクトル $\boldsymbol{v}_0, \boldsymbol{v}_1, \boldsymbol{v}_2, \boldsymbol{v}_3$ とする．$\boldsymbol{v}_0, \boldsymbol{v}_1, \boldsymbol{v}_2, \boldsymbol{v}_3$ を列ベクトル成分として持つ行列 $\boldsymbol{V}$ を導入する．

$$\boldsymbol{V} = (\boldsymbol{v}_0,\ \boldsymbol{v}_1,\ \boldsymbol{v}_2,\ \boldsymbol{v}_3) \tag{18}$$

Backscatter ベースバンド信号の位相変化は離散時間 k を用いて次式で与えられる．

$$\boldsymbol{v}_{\mathrm{bs}_{\mathrm{bb}_{\mathrm{mod}}}}[k] = \boldsymbol{V}\boldsymbol{e}_{a[k]} \ \ (\because a[k] \in A = \{1, 2, 3, 4\}) \tag{19}$$

ここで，$\boldsymbol{e}_{a[k]}$ は単位ベクトル，$a[k]$ はシンボル長 T ごとに切り替わるシンボルを表す．

ⓒ 2021 Information Processing Society of Japan

提案手法を用いない場合，式 (19) は式 (5) を基に連続時間系で次式を得る．

$$v_{\mathrm{bs}_{\mathrm{bb}_{\mathrm{mod}}}}(t) = \frac{2}{3} + \frac{4}{3\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{(-1)^{\lfloor\frac{n-1}{2}\rfloor}}{2n-1} \mathrm{Re}\left[\{I(t)+\mathrm{j}Q(t)\}e^{(-1)^{n-1}\mathrm{j}2\pi(2n-1)\Delta f t}\right] \tag{20}$$

ここで，$I(t), Q(t)$ はそれぞれ低域信号の同相成分と直交成分である．式 (20) より，シンボル長 T で位相を切り替える backscatter ベースバンド信号のパワースペクトル密度について，次式を得る．

$$S_{\mathrm{bs}_{\mathrm{bb}_{\mathrm{mod}}}}(f) = \frac{8}{9\pi^2 T}\sum_{n=1}^{\infty}\left(\frac{1}{2n-1}H_{\mathrm{T}}(f-(2n-1)\Delta f)\right)^2 \tag{21}$$

式 (21) の $H_{\mathrm{T}}(f)$ は矩形パルスのパワースペクトル密度である．

$$H_{\mathrm{T}}(f) = T\frac{\sin(\pi f T)}{\pi f T} \tag{22}$$

提案手法を用いる場合，backscatter ベースバンド信号は周波数 Δf の連続波を $\Delta\Sigma$ 変調することで生成される．

$$v_{\Delta\Sigma\mathrm{bs}_{\mathrm{bb}}}[k] = \frac{2}{3} + \frac{1}{3}\cos\left[\frac{2\pi k\Delta f}{f_{\mathrm{s}}}\right] + \frac{2}{3}(e[k]-e[k-1])$$

ここで，f_{s} は $\Delta\Sigma$ 変調のサンプリングレート，$e[k]$ は量子化誤差である．量子化誤差を白色ガウス雑音に近似することで，backscatter ベースバンド信号の周波数スペクトルは次式で表される．

$$V_{\Delta\Sigma\mathrm{bs}_{\mathrm{bb}}}(f) = \frac{2}{3}\delta(f) + \frac{1}{3}\delta(f-\Delta f) + \mathrm{j}\frac{4}{3}e^{-\frac{\mathrm{j}\pi f}{f_s}}\sin\left(\frac{\pi f}{f_{\mathrm{s}}}\right)E(f) \tag{23}$$

式 (19) に従って backscatter ベースバンド信号の位相を切り替える場合，パワースペクトル密度は次式で与えられる．

$$S_{\Delta\Sigma\mathrm{bs}_{\mathrm{bb}_{\mathrm{mod}}}}(f) = \frac{1}{36T}H_{\mathrm{T}}(f-\Delta f)^2 + \frac{1}{12f_{\mathrm{s}}}\cdot\frac{16}{9}\sin^2\left(\frac{\pi f}{f_{\mathrm{s}}}\right) \tag{24}$$

式 (21)，(24) から，提案手法の第 3 次高調波の抑制率は次式で与えられる．

$$P(f_{\mathrm{s}}) = \frac{\int_{3\Delta f-\frac{1}{T}}^{3\Delta f+\frac{1}{T}} S_{\mathrm{bs}_{\mathrm{bb}_{\mathrm{mod}}}}(f)df}{\int_{3\Delta f-\frac{1}{T}}^{3\Delta f+\frac{1}{T}} S_{\Delta\Sigma\mathrm{bs}_{\mathrm{bb}_{\mathrm{mod}}}}(f)df} \tag{25}$$

式 (25) の分子，分母をそれぞれ α, β とおくと，α について次式を得る．

$$\alpha = \frac{8}{9\pi^2 T}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{1}{(2n-1)^2}\int_{3\Delta f-\frac{1}{T}}^{3\Delta f+\frac{1}{T}} H_{\mathrm{T}}(f-(2n-1)\Delta f)^2 df \tag{26}$$

ここで，$P_n = \frac{1}{(2n-1)^2}\int_{3\Delta f-\frac{1}{T}}^{3\Delta f+\frac{1}{T}} H_{\mathrm{T}}(f-(2n-1)\Delta f)^2 df$ とすると，$P_1, P_2 >> P_3 >> P_4 >> \cdots$ より，式 (26) は以下のように近似できる．

$$\alpha \simeq \frac{8}{9\pi^2 T}(P_1+P_2) \tag{27}$$

また，β について次式を得る．

$$\beta = \frac{1}{36T}P_1 + \frac{4}{27f_{\mathrm{s}}T} - \frac{2}{27\pi}\cos\left(\frac{6\pi\Delta f}{f_{\mathrm{s}}}\right)\sin\left(\frac{2\pi}{f_{\mathrm{s}}T}\right) \tag{28}$$

f_{s} が十分に大きい場合，$\beta \simeq \frac{1}{36T}P_1$ と近似できる．従って，提案手法による高調波抑制率の上限について式 (10) を得る．

謝辞

本研究は JSPS 科研費 (JP19H01101，JP19K11923，JP20K20398) の支援の下で行った．

参考文献

[1] Shafi, M., Molisch, A. F., Smith, P. J., Haustein, T., Zhu, P., De Silva, P., Tufvesson, F., Benjebbour, A. and Wunder, G.: 5G: A Tutorial Overview of Standards, Trials, Challenges, Deployment, and Practice, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 35, No. 6, pp. 1201–1221 (2017).

[2] Saad, W., Bennis, M. and Chen, M.: A Vision of 6G Wireless Systems: Applications, Trends, Technologies, and Open Research Problems, *IEEE Network*, Vol. 34, No. 3, pp. 134–142 (2020).

[3] Letaief, K. B., Chen, W., Shi, Y., Zhang, J. and Zhang, Y.-J. A.: The Roadmap to 6G: AI Empowered Wireless Networks, *IEEE Communications Magazine*, Vol. 57, No. 8, pp. 84–90 (2019).

[4] David, K. and Berndt, H.: 6G Vision and Requirements: Is There Any Need for Beyond 5G?, *IEEE Vehicular Technology Magazine*, Vol. 13, No. 3, pp. 72–80 (2018).

[5] NTT DOCOMO, INC.: White Paper 5G Evolution and 6G, `https://www.nttdocomo.co.jp/english/binary/pdf/corporate/technology/whitepaper_6g/DOCOMO_6G_White_PaperEN_v3.0.pdf` (2021).

[6] TEXAS INSTRUMENTS: MSP430FR599x, MSP430FR596x Mixed-Signal Microcontrollers datasheet (Rev. D), `https://www.ti.com/lit/ds/symlink/msp430fr5994.pdf` (参照 2021-03-03) (2021).

[7] arm Developer: Cortex-M0 Processor Datasheet, `https://developer.arm.com/ip-products/processors/cortex-m/cortex-m0` (参照 2021-03-03) (2020).

[8] TEXAS INSTRUMENTS: CC2520 DATASHEET, `https://www.ti.com/lit/ds/symlink/cc2520.pdf` (2007).

[9] Levis, P., Madden, S., Polastre, J., Szewczyk, R., Whitehouse, K., Woo, A., Gay, D., Hill, J., Welsh, M., Brewer, E. and Culler, D.: TinyOS: An Operating System for Sensor Networks, *Ambient Intelligence*, Springer, Berlin, Heidelberg (2005).

[10] Polastre, J., Hill, J. and Culler, D.: Versatile low power media access for wireless sensor networks, *SenSys '04: Proceedings of the 2nd international conference on Embedded networked sensor systems*, pp. 95–107 (2004).

[11] Van Huynh, N., Hoang, D. T., Lu, X., Niyato, D., Wang,

P. and Kim, D. I.: Ambient Backscatter Communications: A Contemporary Survey, *IEEE Communications Surveys Tutorials*, Vol. 20, No. 4, pp. 2889–2922 (2018).

[12] Liu, V., Parks, A., Talla, V., Gollakota, S., Wetherall, D. and Smith, J. R.: Ambient Backscatter: Wireless Communication Out of Thin Air, *ACM SIGCOMM*, pp. 39–50 (2013).

[13] Siddiqui, T. A., Holopainen, J. and Vilkari, V.: Ambient Backscattering Transponder With Independently Switchable Rx and Tx Antennas, *IEEE Sensors Letters*, Vol. 3, No. 5, pp. 1–4 (2019).

[14] Huynh, N. V., Hoang, D. T., Lu, X., Niyato, D., Wang, P. and Kim, D. I.: Ambient Backscatter Communications: A Contemporary Survey, *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, Vol. 20, No. 4, pp. 2889–2922 (2018).

[15] Kellogg, B., Talla, V., Gollakota, S. and Smith, J. R.: Passive Wi-Fi: Bringing Low Power to Wi-Fi Transmissions, *13th USENIX Symposium on Networked Systems Design and Implementation*, pp. 151–164 (2016).

[16] Konishi, Y., Ueda, T., Kizaki, K., Fujihashi, T., Saruwatari, S. and Watanabe, T.: Experimental Evaluation on IEEE 802.15.4 Compatible Backscatter, *GLOBECOM 2020 - 2020 IEEE Global Communications Conference*, pp. 1–6 (2020).

[17] Nguyen, N.-T., Van Huynh, N., Hoang, D. T., Nguyen, D. N., Nguyen, N.-H., Nguyen, Q.-T. and Dutkiewicz, E.: Energy Management and Time Scheduling for Heterogeneous IoT Wireless-Powered Backscatter Networks, *ICC 2019 - 2019 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pp. 1–6 (2019).

[18] Zhang, Y., Gao, F., Fan, L., Jin, S. and Zhu, H.: Performance Analysis for Tag Selection in Backscatter Communication Systems over Nakagami-m Fading Channels, *2018 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pp. 1–5 (2018).

[19] Shahzad, K. and Zhou, X.: Covert Communication in Backscatter Radio, *ICC 2019 - 2019 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pp. 1–6 (2019).

[20] Zeba, O., Saruwatari, S. and Watanabe, T.: Quad-Scatter for Simultaneous Transmissions in a Large-Scale Backscatter Network, *ICC 2020 - 2020 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pp. 1–6 (2020).

[21] Farajzadeh, A., Ercetin, O. and Yanikomeroglu, H.: UAV Data Collection Over NOMA Backscatter Networks: UAV Altitude and Trajectory Optimization, *ICC 2019 - 2019 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pp. 1–7 (2019).

[22] Yang, G., Dai, R. and Liang, Y.-C.: Energy-Efficient UAV Backscatter Communication with Joint Trajectory and Resource Optimization, *ICC 2019 - 2019 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pp. 1–6 (2019).

[23] Yeh, S.-H., Wang, Y.-S., Perera, T. D. P., Peter Hong, Y.-W. and Jayakody, D. N. K.: UAV Trajectory optimization for Data-Gathering from Backscattering Sensor Networks, *ICC 2020 - 2020 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pp. 1–6 (2020).

[24] University of Washington: Battery-free Short-range Wireless Communication between Devices, `https://www.kurzweilai.net/battery-free-short-range-wireless-communication-between-devices` (2013).

[25] Parks, A. N., Liu, A., Gollakota, S. and Smith, J. R.: Turbocharging Ambient Backscatter Communication, *Proceedings of the 2014 ACM Conference on SIGCOMM*, SIGCOMM '14, p. 619–630 (2014).

[26] Li, Y., Chi, Z., Liu, X. and Zhu, T.: Passive-ZigBee: Enabling ZigBee Communication in IoT Networks with 1000X+ Less Power Consumption, *Proceedings of the 16th ACM Conference on Embedded Networked Sensor Systems*, SenSys '18, p. 159–171 (2018).

[27] Bharadia, D., Joshi, K. R., Kotaru, M. and Katti, S.: BackFi: High Throughput WiFi Backscatter, *SIGCOMM Comput. Commun. Rev.*, p. 283–296 (2015).

[28] Peng, Y., Shangguan, L., Hu, Y., Qian, Y., Lin, X., Chen, X., Fang, D. and Jamieson, K.: PLoRa: A Passive Long-Range Data Network from Ambient LoRa Transmissions, *Proceedings of the 2018 Conference of the ACM Special Interest Group on Data Communication*, SIGCOMM '18, p. 147–160 (2018).

[29] Iyer, V., Talla, V., Kellogg, B., Gollakota, S. and Smith, J. R.: Inter-Technology Backscatter: Towards Internet Connectivity for Implanted Devices, *ACM Special Interest Group on Data Communication (SIGCOMM)*, pp. 356–369 (2016).

[30] Daskalakis, S., Kimionis, J., Collado, A., Tentzeris, M. M. and Georgiadis, A.: Ambient FM backscattering for smart agricultural monitoring, *2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, pp. 1339–1341 (2017).

[31] Sabharwal, A., Schniter, P., Guo, D., Bliss, D. W., Rangarajan, S. and Wichman, R.: In-Band Full-Duplex Wireless: Challenges and Opportunities, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 32, No. 9, pp. 1637–1652 (2014).

[32] Kobayashi, M., Murakami, R., Kizaki, K., Saruwatari, S. and Watanabe, T.: Wireless Full-Duplex Medium Access Control for Enhancing Energy Efficiency, *IEEE Transactions on Green Communications and Networking*, Vol. 2, No. 1, pp. 205–221 (2018).

[33] V. Talla, M. Hessar, B. K. A. N. J. R. S. and Gollakota, S.: LoRa Backscatter: Enabling The Vision of Ubiquitous Connectivity, *Proceedings of the ACM on Interactive, Mobile, Wearable and Ubiquitous Technologies*, 3, Vol. 1, pp. 105:1–105:24 (2017).

[34] Hessar, M., Najafi, A. and Gollakota, S.: NetScatter: Enabling Large-Scale Backscatter Networks, *CoRR*, Vol. abs/1808.05195 (2018).

[35] Alim, M. A., Saruwatari, S. and Watanabe, T.: Backscatter MAC protocol for future Internet of Things networks, *2017 IEEE 13th International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications (WiMob)*, pp. 1–7 (2017).

[36] Ding, Y., Lihakanga, R., Correia, R., Goussetis, G. and Carvalho, N. B.: Harmonic Suppression in Frequency Shifted Backscatter Communications, *IEEE Open Journal of the Communications Society*, Vol. 1, pp. 990–999 (2020).

[37] Griffin, J. D. and Durgin, G. D.: Complete Link Budgets for Backscatter-Radio and RFID Systems, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 51, No. 2, pp. 11–25 (2009).

[38] Candy, J. and Benjamin, O.: The Structure of Quantization Noise from Sigma-Delta Modulation, *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 29, No. 9, pp. 1316–1323 (1981).

ⓒ 2021 Information Processing Society of Japan