

5GHz 帯センサネットワークシステムのための測位可能なリアルタイム無線データ通信端末の低消費電力化の検討

北吉 均[†] 澤谷 邦男[‡]

[†] [‡] 東北大学工学部 〒980-8579 宮城県仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05

E-mail: [†] kitayoshi@ecei.tohoku.ac.jp, [‡] sawaya@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 5GHz 帯センサタグの長距離化及び低消費電力化を達成するために、タグアンテナの駆動条件、低消費電力で高い受信感度を得るためのスタブ共振昇圧回路の課題、低消費電力かつ誤動作の少ないウェイクアップ動作のパルス符号化鍵検出回路、及びリーダ側受信復調処理の DSP 化について述べている。また、5GHz 帯でサブキャリア多値位相変調を用いたウェアラブル無線タグを提案し、試作・評価した結果について述べている。試作したセンサ無線タグシステムは、1 秒当たり 20 回の連続測距システムと 10kbps で動作する連続センシングデータ転送システムであり、タグアンテナは厚み 3mm 程度で柔らかく衣服との一体化も可能である。また、内蔵する 3V ボタン電池の連続動作時の消費電流はそれぞれのタグにおいて 800 μ A 及び 1200 μ A であり、従来の Bluetooth や ZigBee 方式のアクティブセンサ無線タグと比較して消費電力を 1/10 以下に削減するものであった。さらに、5GHz 帯の無線 LAN 規格で動作し 20dBm のリーダ出力にて 20m までの測距及びデータ転送動作を確認している。

キーワード 無線タグ、低消費電力、ウェアラブルアンテナ、サブキャリア多値位相変調、スタブ共振昇圧、パルス鍵検出回路

A Study on Reducing Power Consumption of Realtime Positioning and Data Communication Terminal for 5 GHz Band Wireless Sensor Networks

Hitoshi KITAYOSHI[†] and Kunio SAWAYA[‡]

[†] [‡] Faculty of Engineering, Tohoku University 6-6-05 Aoba, Aoba-ku, Sendai, 980-8579 Japan

E-mail: [†] kitayoshi@ecei.tohoku.ac.jp, [‡] sawaya@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Novel 5 GHz band semi-passive sensor RF-tag for low power consumption and long reading range is proposed. Tag is composed of a sensor, a wearable cavity-backed slot antenna, a resonant short stub circuit for boosting the rectified DC voltage and a pulse key detector for the wake up operation. Subcarrier multilevel phase shift keying (MPSK) is employed for continuous data communications and distance measurement. Experimental study of fabricated semi-passive RF-tags, i.e., tags for distance measurement and sensing data monitor, is presented in which 20 m range response can be achieved by the 20 dBm RF output power of reader at 5 GHz band. Current requirements of battery in these tags are 800 μ A (20sps) and 1200 μ A (10kbps), respectively, which are much smaller than conventional active RF-tags.

Keyword RF-Tag, Low Power Consumption, Wearable Antenna, Subcarrier MPSK, Voltage Step Up Circuit by Resonant Stub, Pulse Key Detector

1. まえがき

各種ユビキタスセンサネットワークの実現のための要素技術の研究開発が盛んに行われている。この技術を広く普及させるための課題として、設置場所や所持を意識させないセンサ端末の小形化、年単位の電池寿命の低消費電力・長寿命化、リアルタイム応答性能が求められている[1]。

従来のセンサネットワーク端末で研究開発が進められている ZigBee, Bluetooth, UWB 等の通信技術では、電池寿命の競争に伴ってリアルタイム応答性能を

犠牲にしたスリープ定期起動動作による低消費電力化が図られている。このようなセンサは気象環境のセンシング等のように 5 分間に 1 回の割合で通信が成立すれば十分な効果が期待できるシステムへの応用には有効ではあるが、ユビキタスセンサネットワークの将来ビジョン[1]で掲げられている危険情報の察知・誘導や高齢者等の支援・見守りシステムではリアルタイム双方向性の実現が重要な課題となっている。

筆者らは、ICT 安心・安全な社会基盤の構築に貢献することを目的として、これまで提案してきたウェア

ラブルアンテナ[2], 低消費電力化及びリアルタイム双方向無線接続技術[3]を用いて, 小形で低消費電力の無線接続センサ端末及びセンサネットワークシステムの開発を進めてきた. また, ARIB STD-T81 規格で動作し 2.45GHz 帯 3mW/MHz リード出力にて 35m までの読取り動作を確認したセンサタグを試作評価している. これらのタグは 1 秒当たり 20 回の連続測距センサ無線タグ, 1 秒当たり 350 回の連続サンプリングで動作する 3 軸加速度センサ無線タグ及び心電計センサ無線タグの 3 種類であり, いずれも厚み 3mm 程度で柔らかく衣服との一体化が可能である. また, 内蔵する 3V ボタン電池の連続動作時の消費電流はそれぞれのタグにおいて 10 μ A, 633 μ A 及び 583 μ A であった[4].

本報告では, 100kbps のデータを連続送受信したときの消費電力 500 μ W 以下, 待ち受け時 10 μ W 以下, 測位誤差 10cm 以下で 30m 以上の通信可能距離を目標として, 総務省戦略的情報通信研究開発推進制度 (SCOPE) の支援を受けて開発している ITS 等の移動体を対象とした無線分散センサネットワークのための 5GHz 帯で測位可能な小形で低消費電力・長寿命なリアルタイム無線データ通信端末について述べる. まず, 5GHz 帯センサタグの長距離化と低消費電力化を達成するための課題について述べ次に, 長距離化及び低消費電力化のための技術として, フレキシブルなキャビティ付きスロットアンテナ, スタブ共振昇圧受信回路, 低消費電力かつ誤動作の少ないウエイクアップ動作のパルス符号化鍵検出回路とサブキャリア MPSK 変調方式について述べる. また, 高速・高精度測位のために試作した, 200MHz 帯域幅で反射サブキャリア信号の周波数応答の逆フーリエ変換及び補間測距処理を 5ms 以内で行うリーダー用の DSP 受信機についても紹介する.

2. センサタグ端末の長距離化・低消費電力化のための課題

2.1. アンテナとタグ応答電力

ユビキタスセンサネットワークに使用するセンサ端末は小形・軽量でかつ通信範囲の長距離化が望まれる. 図 1 に周波数 5.3GHz においてタグ側とリーダー側の受信電力距離特性の理論値を示す. ただし, リーダー側及びタグ端末側のアンテナの動作利得を共に 4.5dBi, リーダー側送信電力を 20dBm とし, タグ側はセミパッシブ方式で受信 RF 信号を変調して 100%の効率で応答再放射するものとした. この図から明らかなように, タグ側の受信電力はリーダー・タグ間距離の 2 乗に反比例し, 距離が 10 倍になるとタグ側での受信電力は 20dB 減少し, リーダー側でのタグ応答受信電力は距離の 4 乗に反比例し, 40dB 減少する. 例えば, リーダー・タグ間

の距離が 30m の場合, タグ側での受信電力は約 -47.5dBm であるのに対してリーダー側での受信電力は約 -115dBm と極めて微弱となり, リーダー側の受信回路の低雑音化・高感度化が不可欠であることから高価格になってしまう. 従って, リーダー側を安価な構成とするためには高い効率で応答できるタグアンテナの開発が必要である.

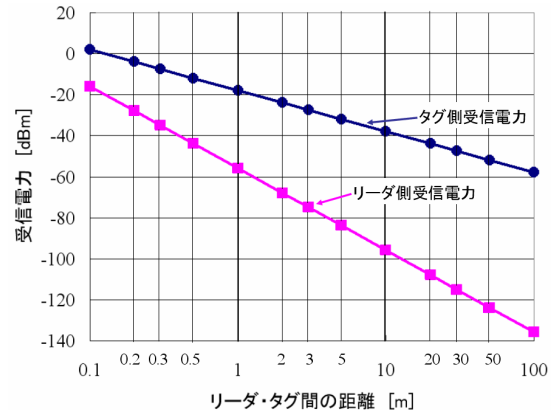


図 1 リーダー・タグ間距離に対するタグ側受信電力及びリーダー側受信電力

図 2 は, 筆者らが提案したフレキシブルなキャビティを有するスロットアンテナにバラクタダイオード (HVC417C) を装荷して変調応答させるタグ用アンテナ[3]の消費電力と変調応答効率を評価するための実験系である. この実験において, バラクタダイオードには 32.768kHz で 0V \leftrightarrow V_p の方形波を印加し, 受信 RF 信号を変調して再放射させた. また, タグから 1m 離れた位置に模擬リーダー装置を配置して動作利得 4.5dBi のアンテナから 5.3GHz, 20dBm の CW 信号を送信し, タグからの応答信号を動作利得 4.5dBi のアンテナで受信してスペクトラムアナライザで受信レベルを観測した. 図 3 は, 実験に用いたリーダー側のアンテナ及びタグ側のアンテナの写真であり, 両方ともに厚み約 3mm で 3cm \times 6cm のサイズである.

図 4 に V_p に対するリーダー側の受信電力と消費電流 I_p の測定結果を示す. 高い変調応答効率を得るためには 15V 以上のバラクタダイオード駆動電圧が必要であり, このときのバラクタダイオード駆動回路の消費電流は約 20 μ A であった. 文献[3]の 2.45GHz 帯無線タグ用アンテナでは, バラクタダイオードに HVC369B (C_{min}=2pF) を使用して 3V の駆動電圧で比較的高い変調応答効率を得ることができ, 消費電流も 1 μ A 程度であった. 一方, 5GHz 帯で動作するタグアンテナでは, より低い接合容量 (C_{min}=0.6pF) で低い直列抵抗 (R_{Smin}=0.5 Ω) のバラクタダイオードを使用する必要があり, 駆動電圧を高くしなければならないために,

ボタン電池からの直流昇圧回路やバラクタダイオード駆動回路の高効率化が不可欠である。また、図4の実験結果で $V_p=16V$ での応答受信電力は約-58dBm であり、図1の100%効率での変調応答受信電力約-56dBm に比べて、約2dB小さいことから、実験に用いたタグアンテナの変調応答効率は約63%であると推定される。

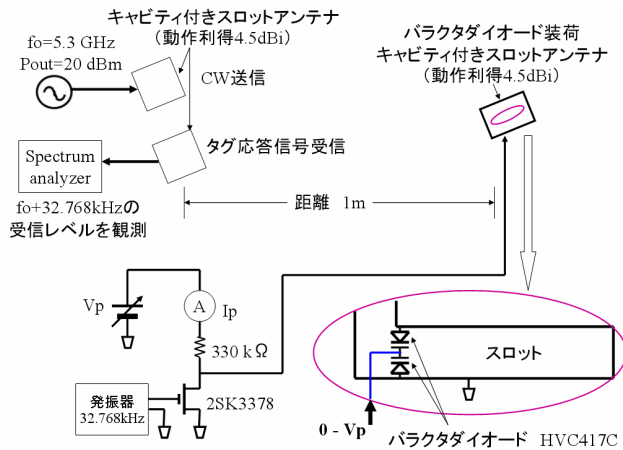


図2 タグアンテナ駆動電圧 V_p に対する消費電流 I_p 及びタグ応答受信電力の評価実験系

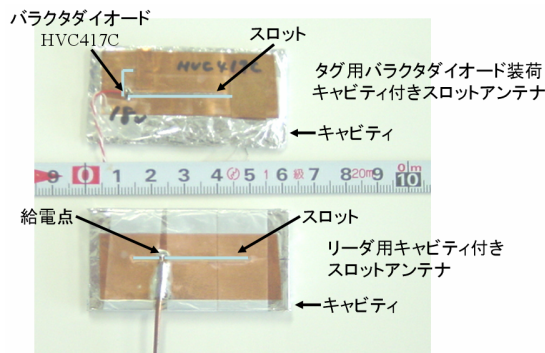


図3 タグ応答受信電力の評価実験に用いたリーダ側のアンテナ及びタグ側のアンテナ

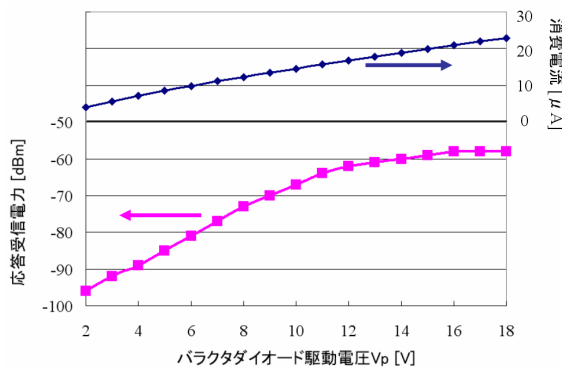


図4 タグ側のバラクタダイオード駆動電圧 V_p に対する消費電流 I_p 及びリーダ側でのタグ応答受信電力

2.2. 受信回路

パッシブ型及びセミパッシブ型の無線タグ端末の受信回路には RF 信号から ASK 復調信号を得るために整流回路が組み込まれる。これまでは消費電力を小さくするために整流素子を組み合わせた倍圧整流回路や積層形コッククロフト・ウォルトン整流回路が用いられてきたが[5], [6], 受信周波数を選択できないために雑音の影響を受けやすいという欠点を有している。また、受信感度を上げるためには整流素子数を増やす必要があるが、これは同時にダイオードの順方向電圧降下と出力インピーダンスの増加を意味し、RF-DC 変換の効率低下と ASK 復調の応答周波数低下が避けられないという欠点がある。具体的には-10dBm 程度の入力電力に対して 950MHz 帯 4W EIRP 出力の規格 (ARIB STD-T89) でも通信距離は 10m 以下であった[7]。一方、アクティブ型[8]では RF フィルタ及び RF プリアンプを用いることにより受信周波数を選択し、かつ-70dBm 程度の高い受信感度を得ている。しかしながら、アクティブ型では受信時における消費電力が 60mW と極めて大きいという欠点があった。

筆者らはスタブ共振昇圧方式を用いた高感度低消費電力受信回路を提案した[3]。図5にこの受信回路の構成を示す。この回路で、アンテナで受信された RF 信号電圧はコンデンサ C_1 (0.15pF) と $N\lambda/4$ ショートスタブの直列共振によって 10 倍以上に昇圧され、 C_2 を経由してダイオード D_3 に供給される。 D_3 は、 D_4 より僅かに高く順バイアスされているために、RF 入力がない場合にはそれぞれの電位差は $VD_3 > VD_4$ となり、RF 入力がある場合は $VD_3 < VD_4$ となる。この構成は 2.45GHz 帯でスタブ共振による周波数選択とパッシブ型 RF 昇圧動作による高感度化を実現しており、連続受信時における消費電力は約 2.5mW、受信感度は約 -50dBm、通信可能な距離は約 100m であった[4]。

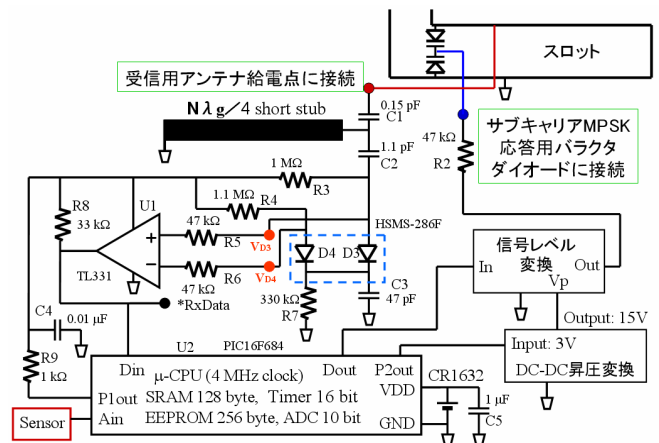


図5 センサタグの構成

図 6 に RF 受信回路で使用するスタブ共振昇圧整流回路の例を示す．この回路では，コンデンサ C1 の代わりにショットキバリアダイオード D1 を用いて逆方向電圧印加時の微小接合容量（0.25pF）とショートスタブを共振させている．また，D2 による+Vdc と同時に D1 による-Vdc を得ることができるという利点を有している．図 7 に，図 6 の回路においてスタブ長 $L=6\text{cm}$ ，RF 入力電力 0dBm とし， $R_L=47\text{k}\Omega$ における+Vdc 出力電圧及び-Vdc 出力電圧並びに $R_L=47\text{k}\Omega$ 及び $R_L=5\text{k}\Omega$ における入力反射 S11 の周波数特性を測定した結果を示す．この図の入力 RF 周波数対出力 DC 電圧特性を見るとスタブ長が $n\lambda_g/4$ ($n=1,3,5$) で大きな DC 電圧が得られることが分かる．また，スタブ長 L が $\lambda_g/4$, $3\lambda_g/4$, $5\lambda_g/4$ の順に共振 Q 値が低下し，昇圧比も下がっている．さらに，S11 を見ると，スタブ長 L が $\lambda_g/4$, $3\lambda_g/4$, $5\lambda_g/4$ において選択的に電力が吸収されており， $R_L=5\text{k}\Omega$ で 2.4GHz での反射が最も小さく，D1 の接合容量インピーダンスとショートスタブのインピーダンスが共役整合しているものと考えられる．図 8 は，図 6 の回路において $R_L=1\text{M}\Omega$ のときの RF 入力電力に対する動作昇圧比の測定結果である．この図を見て分かるように，入力電力が小さく周波数が高くなると昇圧比が極めて低くなっており，高周波帯でのコンデンサ及びショートスタブの高 Q 値化と整流ダイオードの低接合容量化が重要である．従って，5GHz 帯システムを実現するためには高感度化・低消費電力化の今後の大きな課題である．

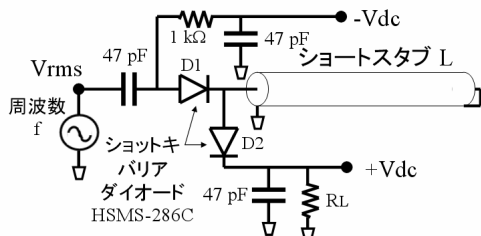


図 6 スタブ共振昇圧整流回路

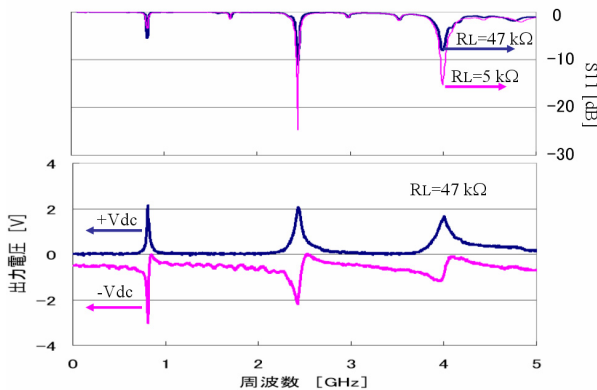


図 7 スタブ共振昇圧整流回路の周波数応答

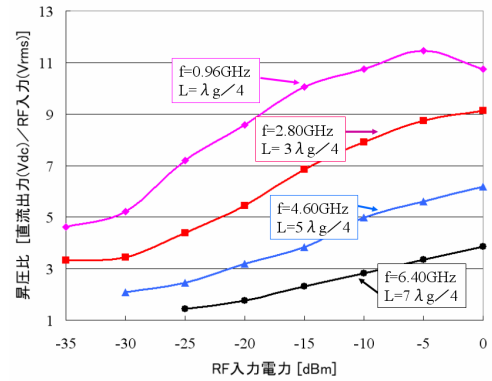


図 8 RF 入力電力に対するスタブ共振昇圧整流回路の動作昇圧比

2.3. 応答回路

パッシブ型及びセミパッシブ型の無線タグ端末では，消費電力を小さくするために質問キャリア信号を直接 ASK 変調して返送する方式がこれまで用いられていた．この方法は雑音に弱いという欠点があり，リーダ側で受信誤りが発生し易く，再返送要求の頻度が高くなるために，大量の連続データの通信には適していない[7]．一方，無線 LAN や Bluetooth などのアクティブ型の無線タグ端末では電力消費量に余裕があるために，より複雑な CDMA 変調方式や FSK 変調方式が用いられている．これらの変調方式は雑音に強いという利点を有しており，受信誤りが発生しにくく大量で連続のデータの通信に適している．

筆者らは，センサ無線タグ端末側の応答信号として，質問キャリアに対するサブキャリアを生成し，多値位相変調 (MPSK) する方式を提案した[3]．この方式は，アンテナに装荷したバラクタダイオード (図 3) に加えるバイアス電圧を周波数 f_s で周期的に変化させてサブキャリア信号を発生させると共に，その位相を制御 μ -CPU によって変化させることにより実現できる．サブキャリア変調に用いるバラクタダイオード駆動回路における消費電力は図 4 に示したように $V_p=15\text{V}$ で $I_p=20\mu\text{A}$ から約 $300\mu\text{W}$ である．また，図 5 に示すように，多値位相変調用のサブルーチンプログラムを制御 μ -CPU (U2) 内に組み込み，Dout 端子から方形波出力するだけで変調できる．一方，受信側のタグリーダでは，図 10 に示すように質問信号のキャリアを用いて受信信号を周波数 f_s の複素サブキャリア信号に変換した後，複素 DFT 処理することによってサブキャリア信号のデータを復調する．したがって，質問キャリア信号の位相雑音が受信側で相殺されるために，精度の高い位相検出が可能である．また，位相変調方式は雑音にも強く，大量連続データの通信に適している．さらに，タグとリーダ間の測距については，変調周波数 f_s

の応答信号の位相を固定してリーダ側の周波数ホッピング定常波 (FH-CW) を用いた受信応答の複素周波数特性から算出することができる。

2.4. ウェイクアップ回路

アクティブ型の無線タグ端末[8]では、待ち受け時の消費電力を少なくするために、コマンド受信においてもスリープ定期起動動作を行っており、データ返送要求に対する応答のリアルタイム性が犠牲になっていた。また、この方式では内蔵 μ -CPUによる受信コマンドの解析が不可欠であり、例えば無線 LAN 等の他のシステムからの信号を受信すると定期起動ごとの受信解析時間が長くなり、消費電力が増加するという欠点があった。一方、これまでのパッシブ型及びセミパッシブ型の無線タグ端末では、先に述べたように受信感度が悪く通信距離が短いという欠点があった。

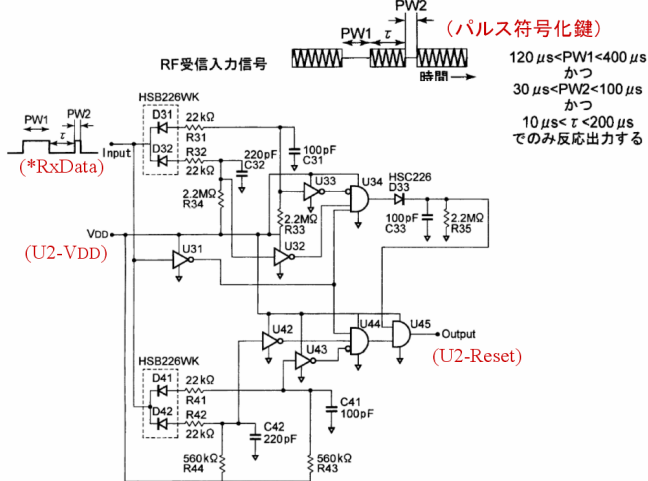


図9 センサタグのウェイクアップ回路

そこで、高感度でかつ低消費電力で他のシステムとの共存が可能な簡単な鍵構造を有するウェイクアップ回路を提案する。その回路例を図9に示す。この回路は、一定のパルス列 (鍵) の受信信号のみに反応するように構成されており、これを送受信することにより、指定した無線端末のみを立ち上げることができる。図9において、Input 端子は図5の *RxData に、VDD 端子は U2-VDD 端子に、Output は U2-Reset 端子にそれぞれ接続される。また、図5の U2 は受信待ち受け状態ではスリープしており、鍵パルス信号を受信したときのみ立ち上げ動作を行う。U31-U45 は CMOS 論理回路で構成され待ち受け電流は $1\mu\text{A}$ 程度と極めて小さい。この方式を用いることにより、高感度でありながら無線 LAN 等の他のシステムとの共存条件でも極めて低い平均消費電力での動作が可能であり、かつタグリーダからのデータ要求に対する応答リアルタイム性を実現することができる。図9の回路の消費電力は3V

ボタン電池を用いた場合、無線 LAN からの毎秒 100 回程度の妨害パケットを受信したとき $10\mu\text{W}$ から $32\mu\text{W}$ であった。

3. 無線タグリーダの構成

3.1. DSP による受信データ復調

図10に、提案するタグリーダの構成を示す。この装置は、5GHz帯無線 LAN の規格に合わせて送信質問キャリア周波数帯域 5.15-5.35GHz、送信電力 3mW/MHz、送信及び受信アンテナの動作利得は共に 4.5dBi である。無線タグからは、リーダから送信した質問キャリアに対して $\pm f_s$ だけ周波数オフセットしたサブキャリア信号を生成し MPSK でデータを返送する。リーダで受信したタグからの応答サブキャリア信号は、質問キャリア信号で直交検波し $I(t)$ 及び $Q(t)$ として $\pm f_s$ の複素信号に変換した後、 $+f_s$ 成分のみを複素 DFT 処理してタグからの返送データの復調を行っている。ここで、タグからの返送データは、4 値 PSK や 16 値 PSK を用いている。なお、文献[4]で提案した 2.45GHz 帯のタグリーダの構成もほぼ同じであったが、文献[4]の装置の場合は複素 DFT までをリアルタイムで処理し汎用 PC へ転送して PC 上でバッチ復調処理を行っていたために連続受信モニタは可能であったが、受信から表示までに 0.5 秒程度の時間遅れがあった。本報告で提案するタグリーダは、AD 変換、複素 DFT 処理、強度・位相検出 (サブキャリアの基準位相推定を含む) 及び MPSK 復調を DSP (dsPIC33FJ256) 内で一括処理し、受信復調データを RS232C 経由でリアルタイムで汎用 PC へ転送している。dsPIC33FJ256 は、12bit で 500ksps の ADC を 2CH 内蔵し、40MIPS で積和演算及びプリフェッチを 1cycle でパイプライン・ループ処理できる。例えば、512 ポイントの複素 FFT 演算は約 1ms 間隔でリアルタイム処理できる。

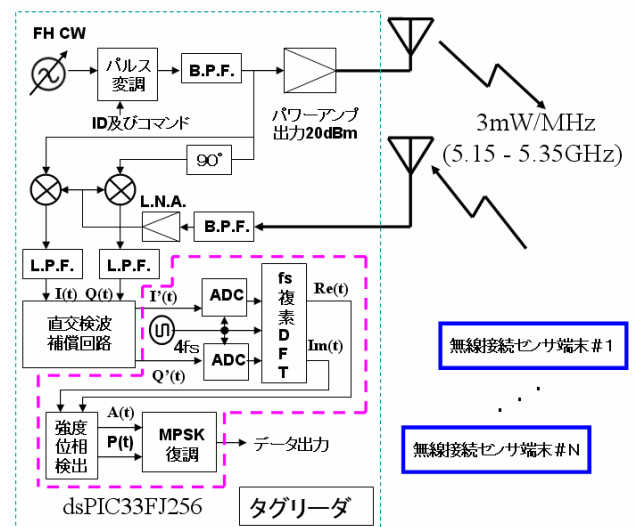


図10 提案するセンサタグシステムの構成

3.2. DSP による測距

図 10 のタグリーダ構成において送信電力 20dBm, 送信周波数 (FH-CW=5.15-5.35GHz) を dsPIC33FJ256 から制御掃引し, 各キャリア周波数ごとの測距タグからの無変調応答サブキャリア信号を複素 DFT 処理してリーダ・タグ間の周波数応答特性 (200MHz 帯域幅で 256 ポイント) を観測し, このデータを逆フーリエ変換 (IFFT) 処理することによってタグとリーダ間の距離を求めることができる. なお, 文献[4]で提案した 2.45GHz 帯の測距処理もほぼ同じであったが, 文献[4]の装置の場合, 複素 DFT までをリアルタイムで処理し汎用 PC へ転送して PC 上でバッチ処理でゼロ充填 IFFT 演算を行っていた.

本報告で提案するタグリーダでは, 周波数応答の観測 (複素 DFT 処理結果のバッファリング), 観測データのブロックスケール (固定小数点演算のために必要), IFFT 処理, ピークサーチ及び測距補間処理を dsPIC33FJ256 内で一括処理し, 測距データを RS232C 経由でリアルタイムで汎用 PC へ転送するようにしている. この装置では, 200MHz 帯域幅の周波数応答特性を観測しているが, 観測データの IFFT 処理のみでは測距分解能が 75cm に制限される. 文献[4]の装置の場合はゼロ充填 IFFT によって測距分解能を 1024 倍にしていたが, dsPIC33FJ256 の場合内蔵メモリの制限があり IFFT 処理結果の補間処理[9]を行っている. これは, 観測データに Hanning 窓を掛けて IFFT 処理を行い, ピークとその両側の応答振幅に三角関数を利用した補間を行って真の応答位置と振幅を推定する方法であり, これによって本報告で提案する測距装置の分解能は 1mm を達成している. 本装置による測距結果は毎秒 20 回出力され, 内 43ms が周波数応答の観測, 4.5ms が演算処理, 2.5ms が RS232C 出力に使われている.

4. 無線タグの評価実験結果

4.1. 測距センサ

図 11 に測距実験に用いた無線タグの写真を示す. 測距センサ無線タグでは, 返送する無変調サブキャリア信号の位相安定性が重要であり, サブキャリア生成用に時計として使用する 32.768kHz の水晶発振器 (SG-3030JF) の出力を信号レベル変換してタグアンテナに装荷したバラクタダイオードに接続し, 定常サブキャリア信号を応答返送するようにした. 図 4 に示したように, この無線タグアンテナではバラクタダイオードに 15V 以上の駆動パルスを印加する必要がある. 試作したタグでは DC-DC 変換 (チャージポンプ回路) 及び信号レベル変換回路の効率が悪く, 3V ボタン電池の消費電力は約 2.4mW であった.

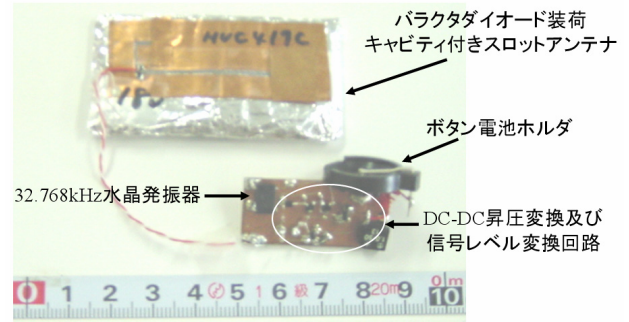


図 11 測距実験に用いた無線タグ



図 12 実験に用いたリーダ装置



図 13 測距及びデータ通信実験の環境

図 12 に実験に用いたリーダ装置, 図 13 に実験環境の写真を示す. 図 14 は, リーダ・タグ間の距離を 8m 及び 10m とした場合の測距 IFFT 処理結果である. リーダ・タグ間距離 8m の場合, 8m 位置に鋭いピーク応答と 12m 及び 12.5m 付近に比較的大きなマルチパス応答が観測されている. また, リーダ・タグ間距離 10m の場合, 10m 付近に鈍いピーク応答が観測されている. これは, IFFT 分解能 (75cm) の中間位置に直接波の応答が入ったためである. 図 14 には, IFFT 処理結果の補間処理で求めた測距値も示しており, 提案した測距方法で 10cm 程度の精度でリーダ・タグ間の距離が測定できることが分かる.

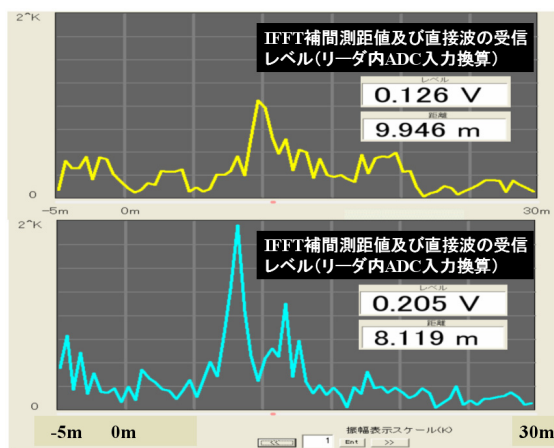


図 14 リーダ・タグ間距離 8m 及び 10m での測距 IFFT 処理結果

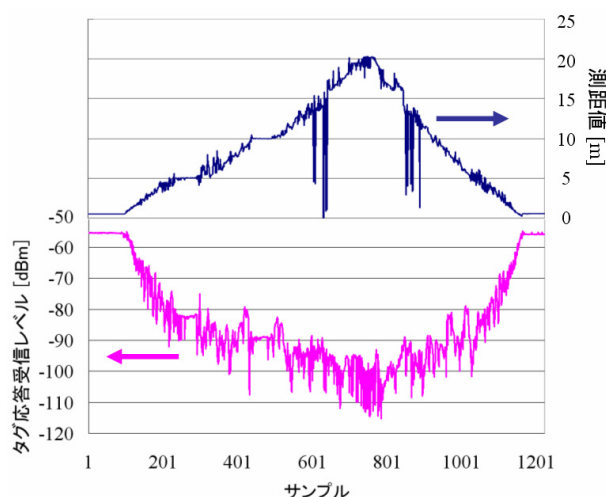


図 15 リーダ・タグ間距離を変化させながら連続測定した測距値及びタグ応答受信信号レベル

図 15 は、試作した無線タグ測距システムの評価結果である。この実験では、無線タグをキャスタ付き椅子に乗せて廊下を連続移動し、リーダー側では 50ms 間隔でタグとリーダー間の測距を行い、測距値と受信電力を連続記録した。観測した廊下には 5m 間隔でマーキングし、行きはマーキング位置ごとに一旦移動を停止し、帰りは連続移動して評価した。図 15 から無線タグとリーダー間距離 0.5-20m 範囲において測距が行われている。タグ応答受信レベルを見ると比較的強いマルチパス環境にあることが分かる。移動停止した距離 5m 及び 10m では、高い精度で測距されているが、移動停止した距離 15m 及び 20m では、測距値に大きなバラツキがある。特に 15m 付近では行き帰り共に 10m もの測距誤差が発生している。これは、図 14 の IFFT 処理結果を見て分かるように、実際の直接波よりも短い位置に応答パルスが観測されることが原因であると考えら

れ、周波数掃引のリニアリティ誤差や送信キャリア信号のスプリアス及び周波数応答観測データのサンプリングによるエイリアシング誤差等の検討が必要であることを示している。

4.2. データ通信

図 16 から図 19 は、図 5 に示したセンサ無線タグを図 12 のタグリーダーを用いて図 13 の環境でデータ通信を行った結果である。この無線タグには 3CH の ADC 入力があり、各入力に正弦波、方形波及び直流電圧を印加し、各入力 CH の測定値に ID コード 5, 6, 7 を付加してリーダー側へ 4 値 PSK 変調で連続データ転送している。データ転送レートは約 10kbps でサブキャリア変調周波数は 31.25kHz である。このタグでの 3V ボタン電池の消費電力は約 3.6mW であり、DC-DC 変換及び信号レベル変換回路の効率改善が今後の課題である。リーダーへのデータ転送レートの制限は、リーダー側の処理スピードの限界によるものであり、タグ側は同じ消費電力で 80kbps までデータ転送レートを上げることができる。

図 16 は、リーダー・タグ間距離 5m で、リーダー側で受信された $I(t)$ 及び $Q(t)$ 信号の波形を RS232C 経由でモニタした結果であり、3CH 分のデータ転送の様子が分かる。また、図 17 は同様にリーダー・タグ間距離 5m で、リーダー側で受信された受信 I-Q コンスタレーションであり、4 値 PSK 信号が正確に復調されている様子が分かる。



図 16 リーダ・タグ間距離 5m での受信 $I(t)$ 及び $Q(t)$ 信号波形及びデータ復調結果

図 18 は、リーダー・タグ間距離 20m で、リーダー側で受信された受信 I-Q コンスタレーションであり、図 17 と比較してコンスタレーションの軌跡に雑音が含まれており、実際に復調された結果でも Vx -CH のデータがエラーになっている。

図 19 は、試作した無線タグシステムで遠隔から 3CH 連続測定データを観測して、RS232C 経由で PC へ転送

し、リアルタイム波形モニタした結果である。図 13 で示した実験環境では 5GHz 帯の構内無線 LAN が利用されており妨害波が混入し易い環境ではあったが、図 19 を見て分かるように 10m 程度の距離では、ほぼエラーフリーで連続データの転送が可能であることが実証された。

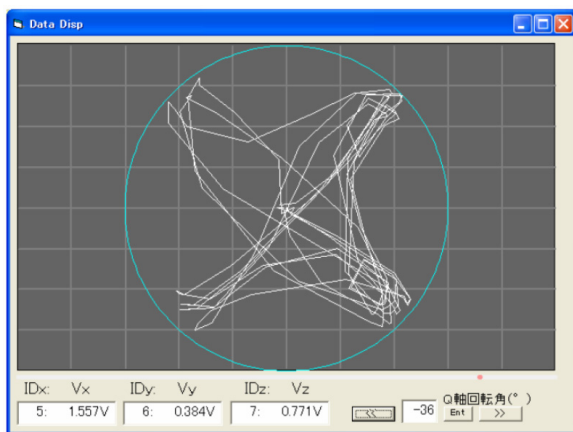


図 17 リーダ・タグ間距離 5m での受信 I-Q コンスタレーション及びデータ復調結果

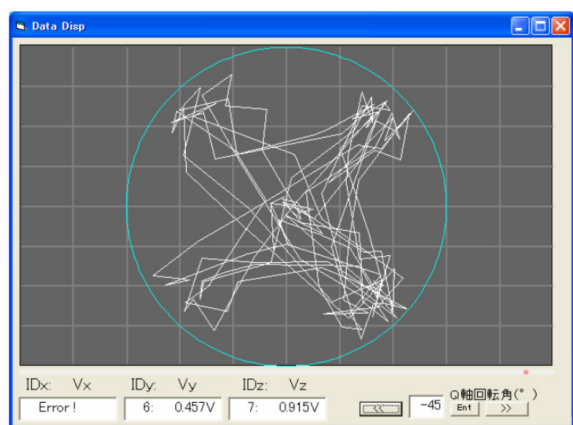


図 18 リーダ・タグ間距離 20m での受信 I-Q コンスタレーション及びデータ復調結果

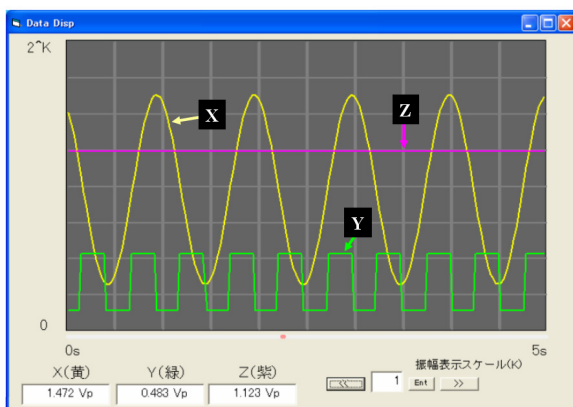


図 19 リーダ・タグ間距離 10m での連続受信データのリアルタイム表示例

5. むすび

本報告では、まず 5GHz 帯センサタグの長距離化及び低消費電力化を達成するため、タグアンテナの駆動条件、低消費電力で高い受信感度を得るためのスタブ共振昇圧回路の課題、低消費電力かつ誤動作の少ないウェイクアップ動作作用のパルス符号化鍵検出回路について述べた。次に、試作した 5GHz 帯の無線タグ及び受信復調処理を DSP 化したタグリーダについて述べた。試作評価したセンサ無線タグシステムは、1 秒当たり 20 回の連続測距システムと 10kbps で動作する連続センシングデータ転送システムであり、タグアンテナは厚み 3mm 程度で柔らかく衣服との一体化も可能である。また、内蔵する 3V ボタン電池の連続動作時の消費電流はそれぞれのタグにおいて 800 μ A 及び 1200 μ A であり、従来の Bluetooth や ZigBee 方式のアクティブセンサ無線タグと比較して消費電力を 1/10 以下に削減することができた。ただし、測距精度、通信距離、消費電力の目標値は未到達であり今後、本報告書で述べた課題を順次解決していく必要がある。

本研究の一部は平成 21 年度総務省戦略的情報通信研究開発推進制度 (SCOPE)「測位及び双方向無線通信システムの高速度・省電力化技術の研究開発」(091602001)によっている。ここに記して謝意を表す。

文 献

- [1] 総務省, “ユビキタスセンサーネットワークの実現に向けて (最終報告),” http://www.soumu.go.jp/s-news/2004/040806_4_b2.html/, Jul. 2004.
- [2] 北吉, 澤谷, “柔らかい薄型キャビティ付きスロットアンテナ,” 2006 年信学ソ大, B-1-96, Sep. 2006.
- [3] 北吉, 澤谷, “セミパッシブ無線タグの長距離化に関する検討,” 2007 年信学総大, B-5-20, Mar. 2007.
- [4] 北吉, 澤谷, “サブキャリア変調波を用いた長距離・超低消費電力無線タグ,” 信学技報, SIS2007-47, pp. 13-18, Dec. 2007.
- [5] T. Umeda et al., “A 950-MHz Rectifier Circuit for Sensor Network Tags With 10-m Distance,” IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 41, no. 1, pp. 35-41, Jan. 2006.
- [6] 森ら, “UHF 帯 RFID の課題と対策(7),” 2006 年信学総大, CBS-1-6, Mar. 2006.
- [7] 経済産業省, “響プロジェクト報告書,” http://www.meti.go.jp/policy/it_policy/tag/hibikil.pdf/, 2006.
- [8] Dust Networks 社, “SmartMesh,” <http://www.dustnetworks.com/>.
- [9] 北吉, “ショートタイム周波数スペクトル解析のための高分解能化,” 信学論 A, vol. J76-A, no. 1, pp. 78-81, Jan. 1993.