

スロットベースのランダムアクセス型プライマリシステムと 周波数共有するセカンダリシステムのキャリアセンス制御と 干渉マージンの設計

堀江 駿太[†] 田久 修^{†a)} 藤井 威生^{††} 楳田洋太郎[†]

Construction of Controlling Carrier Sensing and Interference Margin in Frequency Sharing with Primary System of Random Access Based on Time Slot

Shunta HORIE[†], Osamu TAKYU^{†a)}, Takeo FUJII^{††}, and Yohtaro UMEDA[†]

あらまし 本論文では、スロットベースのランダムアクセス型プライマリシステム (PS) とセカンダリシステム (SS) が、同一周波数を共有するためのキャリアセンス制御と干渉マージンの設計について検討した。キャリアセンス制御は送信電力制御と連動することで、PS への与干渉を許容値以下に抑え、SS の送信機会を高めることができる。また、干渉マージンを設けることで、一定のスループット低下は許容するが、PS から SS への干渉に耐性が得られる。しかし、アクセス機会を含む MAC 層スループットを最大化するためには、キャリアセンス制御と干渉マージンの最適化が必要である。本論文では、PS から SS への干渉電力を確率関数でモデル化し、MAC 層スループットを導出した。そして、最大の MAC 層スループットを与える、キャリアセンス制御量と干渉マージンを設計した。

キーワード CSMA, 送信電力制御, 干渉マージン, コグニティブ無線

1. ま え が き

周波数資源の高効率運用に有用な無線通信技術として、コグニティブ無線が注目されている [1]。コグニティブ無線は、利用者が通信を要求したときに周波数資源の利用状況を検知し、未使用の周波数資源を使用する技術である。ここで、コグニティブ無線のシステムモデルとして、ライセンスを有する利用者 (プライマリシステム: PS) と、PS が利用していないときに一時的に周波数資源を利用する二次利用者 (セカンダリシステム: SS) が、周波数資源を共用するモデルが検討されている。具体例として、TV 放送を PS として、空間的に離れたシステムが SS となり、PS から

到来する信号の受信電力が十分低く、空きチャネルと判断される場合に SS がそのチャネルを二次利用する。このとき、PS に利用されていない空きチャネルは TV ホワイトスペースと呼ばれ、その利用法について検討が進められている [2]。

一方、独立したシステムが同一周波数資源 (チャネル) を共用する手法として、キャリアセンスマルチプルアクセス (CSMA) が用いられる。CSMA では、事前にキャリアセンスにより他の無線機が、そのチャネルを利用していないことを確認して利用する。よって、各システムは異なる時間において周波数チャネルを使用するため、時分割型の周波数共有 (時間周波数共有) を実現している。既に IEEE802.11 規格の MAC プロトコルにおいて、CSMA にキャリアアボイダンス機能を付け加えた方式が、採用されている [3]。

このような CSMA による時間周波数共有に加え、システム間の相互干渉が十分小さく、空間的に離れたシステム間で、周波数チャネルを同時に利用する、空間分割型の周波数共有 (空間周波数共有) を併用することで、高い周波数利用効率が実現できることが報告

[†] 東京理科大学, 野田市

Tokyo University of Science, Noda-shi, 278-8510 Japan

^{††} 信州大学, 長野市

Shinshu University, Nagano-shi, 380-8553 Japan

^{†††} 電気通信大学先端ワイヤレスコミュニケーション研究センター, 調布市

AWCC, The University of Electro-Communications, Chofu-shi, 182-8585 Japan

a) E-mail: takyu@shinshu-u.ac.jp

されている[4]~[11]. 特に, 文献[6]では, 時間周波数共有が可能な空間的範囲を決定するセンシング感度と, 空間周波数共有が可能なシステム間の離隔距離を制御する送信電力制御を併用することで, PSのスループットの保持とSSの高スループット化が両立できる可能性を指摘している. そこで, 本論文では, キャリヤセンス制御と送信電力制御を併用する方法について着目した.

キャリヤセンス制御と送信電力制御を併用した周波数共有について, これまでに多くの検討が進められている. 文献[7]は, 六角形に配置されたアクセスポイントのモデルで同一周波数干渉を算出し, スループットが送信電力量と検出しきい値の比率に依存することを明らかにしている. しかし, 仮定している六角形モデルは, 幾何学的に対称性が強く, 実際に不規則に無線局が配置された場合と比較して, 差異があることが指摘されている[8]. 一方, 同一周波数干渉を最近傍の無線局で代表化したモデルにより, スループットと空間再利用の観点でトレードオフを導出し, ネットワーク全体のスループットを最大化する検討が進められている[9]. しかし, 複数の無線機が同時にアクセスしたとき, 信号が足し合わされ, 高い干渉電力となる累積干渉(合成干渉)は考慮されていない. この合成干渉の発生は, キャリヤセンス中の無線機に対して, センス範囲を超えた遠方の無線機のアクセスを, あたかもセンス範囲内の無線機がアクセスしたとの誤認識を与えるため, チャネルの利用機会が低下する. これをVirtual Node効果と呼ぶ[10]. 一方, 通信中の受信機に与える合成干渉は, パケットが棄却されるほどの深刻な品質劣化となり, スループットが低下する. このように合成干渉の発生は, チャネル利用機会の低下及びスループットの低下が発生するため, 深刻な問題となっている.

ここで, 合成干渉を含む同一周波数干渉が発生した場合においても, 所望電力と干渉電力の比率が一定以上のとき, パケットは棄却されず, 情報を引き出すことができる. これを捕捉効果(キャプチャ効果)という[9], [10]. また, 捕捉効果を発展させた手法として, 近年の高速大容量伝送では, 適応変復調符号化技術(AMC)が用いられている. 推定された信号電力対干渉雑音電力比(SINR)に基づき, 干渉耐性のある変調方式を適応的に選択することで, 高いスループットを達成できる[12]. 文献[7], [8], [11]では, 各変調方式別の所要SINRを規定し, 被干渉電力の計算に基づく

SINRを推定し, 伝送レートを切り換える方法を提案している. しかし, 文献[8]では, レート設定の最適化は検討されていない. また, ランダムアクセス環境では, 干渉源である他システムのアクセス機会は確率的であり, 推定時のSINRと実際の伝送中のSINRの差が生じやすい. このようなSINRの差により, ビット誤り率特性が急激に劣化し, 深刻なスループット低下となることが指摘されている[12]. しかし, 文献[8]では, AMCにおけるSINRの差に起因するスループット低下は考慮されていない. 一方, 文献[7], [11]では, 複数の無線システムを計算機シミュレーションで模擬し, SINRに追従するように, 適応的にレートを制御する方法が提案されている. この提案法は, パケットごとの通信成功の可否を評価し伝送レートを制御する, 試行錯誤的な方法である. しかし, 更新周期や過去の影響を考慮する時間的な範囲は, 経験則で決定されており, 最適化されていない.

これまでの検討では, 下記についての技術的な課題や特徴への考慮に欠けているため, 時間及び空間周波数共有が限定的になっていると考えられる.

- 干渉解析において, 干渉源を簡易モデルとし, 合成干渉を考慮していない.
- センシング制御において, 検出しきい値を切り換えセンス可能な物理的範囲を規定している. しかし, 検出しきい値は, アクセスがないときにアクセスしていると認識する誤警報も規定してしまう[13]. 従来検討では, 検出しきい値と誤警報の関係は考慮されていない.

- エネルギー検出型のセンシングでは, 一定時間蓄積された信号のエネルギー量に対して, しきい値判定でアクセスの有無を判断する. よって, エネルギーを蓄積する時間間隔によって, センス感度あるいはセンス可能な範囲は変化する[14]. しかし, センシングに要する時間を考慮する検討は少ない. 特に, PSを保護するため, 定期的なセンシングが設けられているシステム[15]もあり, センシングに必要な時間によって生じるスループット低下は無視できない.

上記の事項を全て考慮した検討は, 筆者らが調査した範囲ではなく, 時間及び空間周波数共有をより効果的に活用するためには, 必須の検討課題である.

本論文では, 一定の時間間隔で区切られたスロットを単位として, ランダムにアクセスするPSを想定し, 優先度の低いSSが, 送信電力と連携するキャリヤセンス制御と, 干渉マージン制御を併用することにより,

時間及び空間再利用を実現するシステムを提案する。まず、提案システムでは、PS を保護するため、センス範囲に基づく保護領域を規定し、その保護領域以外の PS への干渉が許容値以下になるように送信電力を制御する。次に、干渉マージン制御について検討する。物理層スループットを達成するために必要な SINR を決定する際、あらかじめ設定する干渉電力を干渉マージンという。干渉マージンの設定により、偶発的に発生する干渉マージン以下の干渉に対しては、所要品質を確保できる。干渉マージンを大きくすることで、干渉マージンを超える干渉の発生確率は低く抑えられるが、単位時間当りの伝送レートである物理層スループットが低下する。それゆえ、干渉解析に基づき、適切な干渉マージン制御が必要になる。そこで、本論文では、合成干渉を含む干渉電力の確率分布関数 (CDF) を導出した。これにより、規定値以上の干渉電力が現れる確率を導出し、必要干渉マージン量と干渉マージンを超える干渉の発生に伴うパケット棄却率を導出する。更に、干渉電力の CDF の導出法を用いて、キャリヤセンスをする端末の検出電力の CDF も同様に導出できる。この検出電力の CDF により、検出電力がしきい値を下回る確率を与え、SS のチャンネルの利用機会を導出できる。検出電力の CDF には、合成干渉の発生による検出電力の増大も含まれているため、合成干渉に起因する Virtual Node 効果の影響を考慮したアクセス機会を導出できる。最終的に、アクセス機会やキャリヤセンスに要する時間等を考慮した MAC 層スループットを導出し、MAC 層スループットが最大となるセンス時間 (センス範囲)、及び干渉マージンの設計について明らかにした。

本論文は次の構成となっている。2. にシステムモデルを説明し、3. に提案するキャリヤセンス制御及び干渉マージン制御のシステムを説明する。4. では、干渉電力の確率分布関数から MAC 層スループットを導出する。5. において、数値結果を示し、6. に本論文のまとめを示す。

2. システムモデル

検討するシステムモデルを図 1 に示す。多数のプライマリシステム (PS) に対して、一つのセカンダリシステム (SS) が新たに通信を開始し、同一周波数資源を共有するシステムを仮定する。PS は SS に比べて周波数資源を利用する優先度が高いとし、SS は PS のアクセスを妨害することがないように、アクセス及び送

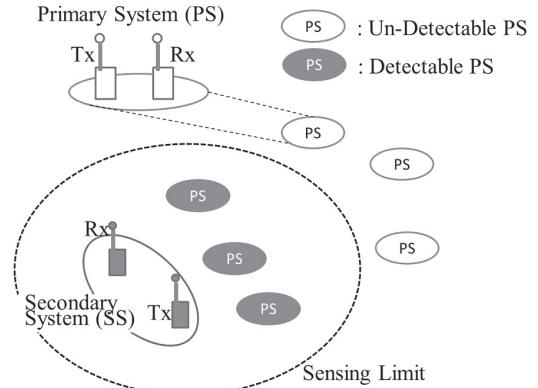


図 1 システムモデル
Fig. 1 System model.

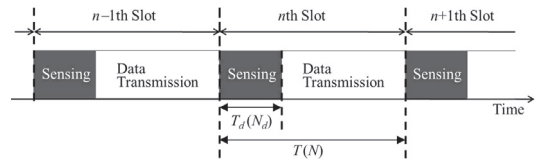


図 2 SS における 1 スロット当りのセンス時間とデータ送信時間の関係

Fig. 2 Relationship between sensing duration and effective data transmission duration per slot.

信電力を制御する。本システムでは、PS 送信機と PS 受信機との距離の差を考慮した許容干渉電力が規定されていると仮定し、SS は PS の送信機地点での干渉電力を規定値以下に抑えなければならない。簡易化のため、一定時間間隔をスロットと定義し、スロットの開始位置は理想的に同期が確立されていると仮定した。PS は、送受信機端末が個別に通信を確立するアドホック通信を仮定する。各 PS は、スロットごとにオフアドトラフィック G の確率でアクセスを試みる。PS と PS 間の同時アクセスに起因する衝突は、検討の対象としていない。よって、PS 間のアクセスにおいて衝突が生じた場合、スロット単位のランダムバックオフと再送による衝突回避機能が有効に動作しているとし、複数の PS システムの共存は可能であると仮定した。そのため、オフアドトラフィック G を、アクセス制御を含めた上で、各 PS が信号を放射する確率と仮定した。また、PS の送信電力量は一定と仮定した。一方、SS はアクセスを試みる際に、スロット時間よりも短い時間において、キャリヤセンスを行う。キャリヤセンスにより PS のアクセスがないと認識された場合に、スロット時間にセンス時間を除いた時間を、自

局のデータ通信に活用する。SS におけるセンス時間とデータ送信時間の関係を図 2 に示す。

3. 送信電力とキャリアセンスの連動制御及び干渉マージン制御

3.1 キャリヤセンスとセンス範囲

本論文ではエネルギー検出型キャリアセンスを想定した [13]。エネルギー検出型キャリアセンスでは、一定時間の間、センス対象が放出した信号電力を累積する。そして、累積値であるエネルギーがあらかじめ設定したしきい値を超えた場合に、センス対象が通信中であると判断する。そこで、本論文ではエネルギー検出における、センス時間に着目した。所要誤警報確率が与えられたとき、検出しきい値は一義に決定される。その結果、所要誤検出確率を達成するために必要なエネルギー量が与えられる。ここで、PS が SS の近傍に存在する場合には、SS が検出する受信電力は高く、短い時間で所要エネルギー量が蓄積される。反対に、PS が遠方に存在する場合には、より長い時間キャリアセンスしなければならない。そのため、センス時間が決定されると、SS に対してセンス範囲が定義され [10]、検出可能な PS と検出できない PS に分けられる。その環境を図 1 に示す。

3.2 PS の通信を保護する送信電力とキャリアセンス連動制御

センス範囲外の PS のアクセスは検出できないため、PS のアクセスと衝突し、PS への妨害となる可能性がある。本論文では、センス範囲外の PS との同時アクセスを可能にするため、SS のデータ送信時の送信電力を制御し、PS への干渉電力を規定値以下に抑える。提案法では、SS におけるパスロス係数、及び PS の送信電力量はあらかじめ既知であると仮定した。そして、PS から放射された送信電力量とパスロス、センス時間から、センス範囲を決定する。次に、センス範囲の境界上において、PS への干渉電力が規定値となるように、送信電力を決定する。その結果、センス範囲外に存在する PS に対する干渉電力は、規定値以下に抑えられる。ただし、SS のセンス範囲外の PS と SS が同時アクセスした場合に、両者の信号が合成されて高い干渉となる、合成干渉が発生する可能性がある。しかし、PS は、合成干渉の発生も考慮した上で、許容干渉電力を設定することで、SS と PS との合成による干渉を許容すると考えられる。例えば、許容干渉レベルを雑音電力レベルとすることで、センス範囲

外に漏れる電力は雑音レベル以下となる。そのため、SS が放射したことによる干渉電力の増加分は、受信機雑音電力よりも小さく、無視できると考えられる。

次に、合成干渉による Virtual Node 効果について検討する [10]。ここで、PS の単独アクセスを想定しセンス範囲を規定しているため、センス範囲以内の PS が複数同時にアクセスしたとしても、所要検出精度は達成でき、衝突は回避できる。また、SS からセンス範囲外の PS への干渉は、送信電力制御で規定値以下に抑えている。よって、Virtual Node 効果によって、PS に深刻な干渉を与えることはないと考えられる。

3.2.1 センス時間とデータ通信時間

SS がデータ通信に活用できる時間は、スロット長からキャリアセンスに要する時間を差し引いた時間である。それゆえ、キャリアセンスに多くの時間を要する場合には、データ送信に使用できる時間は短くなる。ここで、SS のデータ送信に利用できる時間をデータ通信時間と定義する。

3.2.2 センス時間とアクセス機会

センス範囲内の PS と SS は、CSMA による時間周波数共有となり、センス範囲内の PS がアクセスしていないときに、SS はアクセスを試みる。

また、SS はセンス対象が、センス範囲内の PS であるか、合成干渉による Virtual Node であるか区別できないため、しきい値を超える電力を検出した場合は、一律に SS はアクセスを控える。ここで、PS のアクセスがないと判断し、SS が通信機会を得る確率をアクセス機会と定義する。センス時間が増加すると、センス範囲は拡大し、時間周波数共有となる PS が増え、SS のアクセス機会は減少する。

3.2.3 センス時間と物理層スループットの関係

センス時間が増加すると、センス範囲が拡大するため、SS が与える干渉から保護すべき PS はより遠方になる。そのため、送信電力をより大きくすることができ、SS のスループットが増加する。このとき、SS の送信電力により定まる物理層レベルでの伝送容量を、物理層スループットと定義する。

3.3 干渉マージン制御

送信電力とキャリアセンスの連動制御により、PS と SS 間で時間・空間周波数共有を実現する。しかし、PS は SS に対してアクセスを制限する機構を有していないため、SS 受信機はセンス範囲外の PS から深刻な干渉を受ける可能性がある。

本論文では、PS から SS 受信機への干渉電力を確

率式でモデル化し、SS の受信信号電力対雑音電力比 (SINR) を確率式で導出する。そして PS から SS 受信機への干渉に対する対策として、適切な干渉マージンを設計する方法を提案する。

3.3.1 干渉マージン設計法と物理層スループット

図 3 は、受信 SINR に対する物理層スループット特性の例である。この特性より、二つの設計例を示す。一つ目は、PS から SS 受信機への干渉電力を考慮せずに達成されるスループット (①)。二つ目は、PS から SS 受信機への一定の干渉電力を含めた SINR を算出し、達成されるスループット (③) である。

PS から SS 受信機への干渉電力を考慮せずに設計した場合 (図の一点破線) は、高い物理層スループットを達成する (①)。しかし、偶発的に PS の同時アクセスが生じた場合は、SINR が低下する。ここで、干渉発生に伴い SINR が劣化したとしても、誤りのない情報のみを抽出することで、理想的には干渉を考慮したスループット (例として③) (図面の動作点) が達成される。しかし、現実のシステムでは、あらかじめ推定された SINR に基づき、適切な変調方式と符号化率を設定する [12]。そのため、このような突発的な干渉の発生による SINR の劣化に対して、高速に変復調を切り換えることができず、ビット誤り率が急激に劣化する [12]。その結果、パケットには多数のビット誤りが含まれるため、そのパケットは棄却され、スループットは 0 となる (②)。本論文では、突発的な SINR の変化には追従できないと仮定し、規定したスループットの所要 SINR を下回る SINR の低下が生じたとき、スループットは 0 と仮定した。

一方、PS から SS 受信機への一定の干渉電力を想定した SINR から、達成されるスループット (③) を設計した場合を考える (図の太線)。PS との同時アクセスがなければ、高い SINR は達成するが、あらかじめ低いスループットに設計したため、③のときのスループットを維持する (④)。ここで、PS との同時アクセスに起因する PS から SS への干渉により SINR が低下しても、③の所要 SINR 以上を達成していれば、スループットを維持できる。それゆえ、③と④の SINR 差が干渉マージンとして与えられる。ただし、③の所要 SINR を下回る大きな干渉が発生した場合には、同様にパケットは棄却されスループットは 0 となる (⑤)。これより、干渉マージンの設計には、所要 SINR を下回る SINR の劣化に伴い、スループットが 0 となるパケット棄却率 (あるいはパケット通信が成功する通信成功確率) と、干渉マージンの設計に伴う物理層スループットの劣化量の両方を考慮する必要がある。

3.4 MAC 層スループットと最適センス時間、最適干渉マージンの設計の必要性

3.2.3 で示したように、センス時間が増加することに伴い、SS の送信電力が増加し、通信成功時に、高いスループットが達成できる。しかし、センス範囲内の PS の数が増加するため、アクセス機会は減少する。同時に、3.2.1 で示したデータ通信時間が短くなる。それゆえ、通信を確立できる時間やアクセス機会が減少するため、一定時間に対して伝送できるスループットは低くなる。ここで、アクセス機会、データ通信時間を考慮したスループットを MAC 層スループットと定義する [9]。MAC 層スループットがよりエンドユーザのニーズに近いと考えられるため、MAC 層スループットを最大化するセンス時間の導出が課題となる。

また、センス時間の増加により、センス範囲も拡大するため、時間周波数共有となる PS が増加する。センス可能な PS との同時アクセスは回避できるので、同時アクセスとなる PS はより遠方になる。その結果、PS から SS 受信機への干渉電力は低く抑えられる。よって、必要となる干渉マージンは、センス時間が短い場合に比べ低く設定でき、物理層スループットをより高く設計することができる。

このように、センス時間と干渉マージンは相互に影響するため、センス時間と干渉マージンの両方を考慮した設計が必要になる。

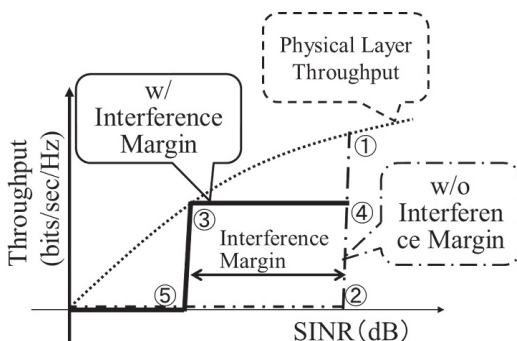


図 3 受信 SINR に対する物理層スループットの特性を用いた干渉マージン設計

Fig. 3 Interference margin based on relationship between received SINR and physical layer throughput.

4. MAC 層スループットの理論解析

本章では、送信電力とキャリヤセンスが連動する制御と、許容干渉電力に応じた干渉マージン制御法を適用したとき、SS が達成する MAC 層スループットを明らかにする。

4.1 送信電力制御とキャリヤセンス設計

4.1.1 伝搬モデルの定式化

伝搬モデルは Friss の伝送公式で与えられるとし、送受信機アンテナ利得及び周波数を定めたとき、次式のような簡易モデルとなる。

$$\sigma_r^2 = P_s \alpha \left(\frac{1}{r_{dTR}} \right)^n \quad (1)$$

ここで、 P_s, σ_r^2 は送信電力及び受信電力であり、 r_{dTR} は送受信機間距離、 n はパスロスの指数則を示し、 α はアンテナ利得や信号の周波数による可変係数である。ここで、送受信アンテナ利得が 0 dBi, 中心周波数が 2.4 GHz, 自由空間とみなせる参照距離が 1 m のとき、 $\alpha = 9.89 \cdot 10^{-5}$ と与えられる [16]。

4.1.2 センス時間とセンス範囲の導出

PS の変調方式が BPSK で定義され、ナイキストサンプリングによる離散信号検出を仮定する。そして、検出サンプルの二乗値を累積する、エネルギー検出器を用いる。誤警報確率 Φ_{FA} が与えられたとき、検出しきい値 μ は次式で与えられる [13]。

$$\mu = \sqrt{N_d} \sigma_n^2 Q^{-1}(\Phi_{FA}) + N_d \sigma_n^2 \quad (2)$$

ここで、 σ_n^2 はセンス端末における雑音電力、 N_d は検出したサンプル数であり、 N_d をサンプリングレートで割ることによりセンス時間が導出される。それゆえ、 N_d がセンス時間に相当すると考えられる。 Q^{-1} は誤差補関数に基づき定義される関数の逆関数である [17]。また、誤警報確率 Φ_{FA} とは、PS がそのチャネルを使用していないのに使用していると誤判断する確率である。このように定義された検出しきい値による、PS のアクセスを検出する確率 Φ_d は次式で与えられる [13]。

$$\Phi_d = Q \left(\frac{\mu - N_d(\sigma_n^2 + \sigma_s^2)}{\sqrt{N_d}(\sigma_n^2 + \sigma_s^2)} \right) \quad (3)$$

ここで、 σ_s^2 は、SS 送信機における PS 信号の検出電力であり、式 (1) より次式で与えられる。

$$\sigma_s^2 = P_{PS} \alpha \left(\frac{1}{r_d} \right)^n \quad (4)$$

P_{PS} は PS の送信電力、 r_d は PS-SS 間距離である。所要検出確率 Φ_d が与えられたとき、式 (3) と式 (4) から、 r_d について解くことにより、SS に対する検出限界距離 $r_{\max d}$ は次式となる。

$$r_{\max d} = \sqrt[n]{\frac{N_d P_{PS} \alpha + Q^{-1}(\Phi_d) \sqrt{N_d P_{PS} \alpha}}{\sigma_n^2 (Q^{-1}(\Phi_{FA}) - Q^{-1}(\Phi_d))}} \quad (5)$$

更に、検出しきい値 μ は式 (2) で与えられるので、次式となる。

$$r_{\max d} = \sqrt[n]{\frac{(\sqrt{N_d} + Q^{-1}(\Phi_d)) P_{PS} \alpha}{\sigma_n^2 (Q^{-1}(\Phi_{FA}) - Q^{-1}(\Phi_d))}} \quad (6)$$

これより、 $r_{\max d}$ は N_d に対して増加関数であることが分かる。

4.1.3 PS から SS への干渉電力についての累積確率分布 (CDF) の導出法

PS の面積密度及びアクセス機会が与えられたとき、PS から SS への干渉電力についての CDF を導出する。なお、PS から SS 送信機への干渉電力 (検出電力と等価) あるいは PS から SS 受信機への干渉電力のいずれについても、変数を変えるだけで同様に導出できる。そこで、PS と SS 間の距離 r と PS から SS への干渉電力 σ^2 を定義し、SS の送信機あるいは受信機に限定せず、SS が存在すると一般化して、議論をする。

まず、十分に大きい面積 S 内に一つ PS が存在するとき、SS から距離 r 、角度 θ に PS が存在する確率は次式となる。

$$f(r) = \int \int \frac{r}{S} dr d\theta \quad (7)$$

次に、PS の存在確率の変数を距離 r から PS から SS への干渉電力 σ^2 に変数変換する。式 (7) の r に式 (4) で定義される距離 r_d を r に、 σ_s^2 を σ^2 に一般化した関係式を代入する。その結果、確率密度関数 $\Phi(\sigma^2)$ は次式のとおりに導出できる。

$$\Phi(\sigma^2) = \frac{f(\sigma^2)}{|\sigma^{2'}(r)|} \quad (8)$$

$\Phi(\sigma^2)$ は PS が範囲 S 内に一つ存在するときの確率密度関数である。次に PS が範囲 S に二つ存在する場合を検討する。PS の存在を示す確率密度関数が、二つそれぞれ独立である場合、二つの PS が同時に存在する確率は、二つの確率密度関数の畳込み積分で与えられる。よって、PS が任意の数である n 存在する場

合も同様に拡張でき、PS が n 存在する確率密度関数 $g_n(\sigma^2)$ は次式の漸化式で与えられる。

$$\begin{aligned} g_1(\sigma^2) &= \Phi(\sigma^2) \\ g_n(\sigma^2) &= g_{n-1}(\sigma^2) * g_1(\sigma^2) \end{aligned} \quad (9)$$

$*$ は畳込み積分の演算子を示す。PS の面積密度を ρ としたとき、SS に干渉を与える範囲には、最大で $n_{PS} = S\rho$ の PS が存在する。このとき、 S は十分に大きいので、 n_{PS} は最も近い整数に近似できるものとする。ここで、PS は各スロットにおいてオフアードトラヒック G でアクセスを確立する。 n の PS が同時に通信を確立している確率 q_n は、二項定理より次式のように表せる。

$$q_n = n_{PS} C_n \cdot G^n (1 - G)^{n_{PS}-n} \quad (10)$$

最終的に全ての確率分布を足し合わせることで、干渉電力の確率密度関数 $h(\sigma^2)$ は次式と表せる。

$$h(\sigma^2) = \sum_{k=1}^{n_{PS}} q_k \cdot g_k(\sigma^2) \quad (11)$$

干渉電力が σ^2 以下となる確率は、式 (11) の CDF として次式のとおりと与えられる。

$$I(\sigma^2) = \int_{-\infty}^{\sigma^2} h(\sigma^2) d\sigma^2 \quad (12)$$

これより、PS から SS への干渉電力の CDF を求めることができる。

4.1.4 データ通信利用率

データ通信時間をスロット時間で正規化することで、データ通信利用率 β は次式のとおりと与えられる。

$$\beta = \frac{N - N_d}{N} \quad (13)$$

ここで、 N はスロット長の等価サンプル数である。

4.1.5 センス時間と SS のアクセス機会

PS の単独のアクセスや複数の PS による同時アクセスに起因する合成干渉を考慮し、SS がキャリヤセンス中に、検出しきい値を超えるエネルギーが得られる確率を導出する。そして、検出エネルギーがしきい値を超えない確率を、SS がチャネルを利用できるアクセス機会として導出する。

まず、キャリヤセンスを行う SS 送信機から検出対象である PS との距離を r_d 、 S を十分長い距離 R の円面積 $S = \pi R^2$ 、PS から SS 送信機への干渉電力（検出電力） σ_s^2 とする。 $r = r_d$ 、 $S = \pi R^2$ 、及び $\sigma^2 = \sigma_s^2$

と代入し、4.1.3 の式 (7) から式 (11) までの導出を同様に進め、最終的に検出電力 σ_s^2 以下となる確率が式 (12) で与えられる。このとき、検出限界距離 $r_{\max d}$ にいる一つの PS から SS 送信機への干渉電力（検出感度） $\sigma_{\max d}^2$ は、式 (4) より、次式のように表せる。

$$\sigma_{\max d}^2(r_{\max d}) = P_{PS} \cdot \alpha \cdot \left(\frac{1}{r_{\max d}} \right)^n \quad (14)$$

ここで、検出電力 σ_s^2 が検出感度 $\sigma_{\max d}^2(r_{\max d})$ を下回るとき、PS がアクセスしていないと判断する。よって、SS がセンス範囲内に PS のアクセスを検出ししない確率は、式 (12) より次式となる。

$$\Phi_{IPS-SSTX}(r_{\max d}) = \int_{-\infty}^{\sigma_{\max d}^2(r_{\max d})} h(\sigma_s^2) d\sigma_s^2 \quad (15)$$

よって、 $\Phi_{IPS-SSTX}(r_{\max d})$ が SS のアクセス機会と等しくなる。

4.1.6 通信確立時の物理層スループット

SS が通信を確立した際のスループットを算出する。センス範囲外の SS から PS への干渉を保護するため、センス範囲の境界上において干渉レベルが規定値となるように送信電力を決定する。本論文では、PS 及び SS の雑音電力レベルが等しいと仮定し、この規定値を雑音電力と設定した。式 (6) により与えられる検出限界距離、 $r_{\max d}$ 、に基づき、センス範囲の境界における、SS から PS への干渉電力が雑音電力に等しいとする関係式が次式のとおりと与えられる。

$$\sigma_n^2 = P_{SS \max} \alpha \left(\frac{1}{r_{\max d}} \right)^n \quad (16)$$

この式より、SS の許容される最大の送信電力 $P_{SS \max}$ は次式で与えられる。

$$P_{SS \max} = \frac{\sigma_n^2}{\alpha \left(\frac{1}{r_{\max d}} \right)^n} \quad (17)$$

その結果、センス範囲の拡大、(センス時間) の増加に伴い、最大の許容送信電力 $P_{SS \max}$ が増加することが分かる。

次に、SS の送受信機間の通信に着目する。SS の受信機における受信電力 σ_{SSr}^2 は式 (1) より以下の式で表される。

$$\sigma_{SSr}^2 = P_{ss \max} \alpha \left(\frac{1}{r_{dTR}} \right)^n \quad (18)$$

ここで, r_{dTR} は, SS の送受信機間距離である. シャノンの情報容量定理 [18] から, 1 Hz 当りの物理層スループットは次式で与えられる.

$$\frac{C_{phy}}{W} = \log_2 \left(1 + \frac{\sigma_{SSr}^2}{\sigma_n^2} \right) \quad (19)$$

ここで, C_{phy} は物理層のスループット, W は占有する周波数帯域幅である. この式より, 送信電力の増加に伴いスループットが増加することが分かる. また, 式 (17) より, センス範囲の拡大に伴い, P_{SSmax} が増加する. 更に, 式 (6) より, センス範囲はセンス時間に対して増加関数である. それゆえ, センス時間の増加に伴い, センス範囲の拡大と送信電力の増加を実現でき, 物理層スループットが増加することが分かる. そのため, 物理層スループットも, センス時間の関数として取り扱うことができる.

4.2 干渉マージンの設計

4.1 より導出した MAC 層スループットに対して, 干渉マージンを考慮する.

4.2.1 干渉を考慮した物理層スループット

PS から SS 受信機への干渉を雑音でモデル化する. そして, 物理層スループットを規定する際に考慮する PS から SS 受信機への干渉電力 (干渉マージン) を σ_{PS}^2 と定義したとき, 物理層スループット C_{inphy} は, 次式のように表せる.

$$\frac{C_{inphy}}{W} = \log_2 \left(1 + \frac{\sigma_{SSr}^2}{\sigma_n^2 + \sigma_{PS}^2} \right) \quad (20)$$

この式より, 雑音電力 σ_n^2 に同一周波数干渉 σ_{PS}^2 を加算した, 信号電力対干渉雑音電力費 (SINR) によって, 物理層スループットが決まることが分かる.

4.2.2 PS からの SS 受信機への干渉電力評価

PS から SS 受信機に与える干渉電力 σ_{PS}^2 は, 通信中のセンス範囲外の PS の数や位置に依存する. 更に, 偶発的な同時アクセスに伴う合成干渉により, 高い干渉電力が発生する. PS から SS 送信機に与える干渉が式 (15) の CDF で定義されるように, PS から SS 受信機への干渉電力 σ_{PS}^2 も同様に確率的に導出することができる. そこで, PS が一様に空間に分布した場合に, 想定される干渉電力の発生確率を導出する.

まず, SS 受信機が PS から受ける干渉電力を定式化する. 先の導出と同様に, SS 受信機から距離 R を超える位置の PS は, 十分遠方に存在すると仮定し, SS に対して干渉を与える対象には含めないとする. SS のセンス範囲内にある PS はキャリアセンスによる時間

周波数共有をしているため, SS 通信中に干渉は与えない. ここで, センス範囲外の複数の PS が同時にアクセスすることで, Virtual Node 効果により, センス範囲外の PS のアクセスを検出できる場合がある. そのとき, SS はキャリアセンスにより通信を控えるため, センス範囲外の PS との同一周波数干渉は回避できる. よって, Virtual Node 効果を考慮した場合, PS から SS 受信機への干渉電力は低く見積もることが可能である. しかし, 現時点で Virtual Node 効果の影響を除外した干渉電力を, 解析的に導出することは極めて困難である. そこで, 本論文では, Virtual Node による同一周波数干渉が発生した場合も, PS から SS 受信機への干渉電力に含めて導出し, Virtual Node 効果により干渉電力が減少する効果は無視している.

SS 受信機からある地点までの距離を r_c とし, S を十分遠い距離 R の円からセンス範囲を除いた面積 $\pi(R^2 - r_{maxd}^2)$ とする. このとき二次元平面上での各変数及び, センス範囲を除いた範囲 S を図 4 に示す. SS 受信機から距離 r_c に PS が存在する確率関数 $f(r_c)$ は, SS 送信機の PS の存在確率である式 (7) と類似して, 次式のように導出できる.

$$f(r_c) = \int_0^R \int_{\theta'(r_c)}^{2\pi} \frac{r_c}{\pi(R^2 - r_{maxd}^2)} d\theta dr \quad (21)$$

ここで, $\theta'(r_c)$ は SS 受信機から距離 r_c においてセンス範囲に存在する PS を除外した角度関数である. このとき $\theta'(r_c)$ は余弦定理より次式となる.

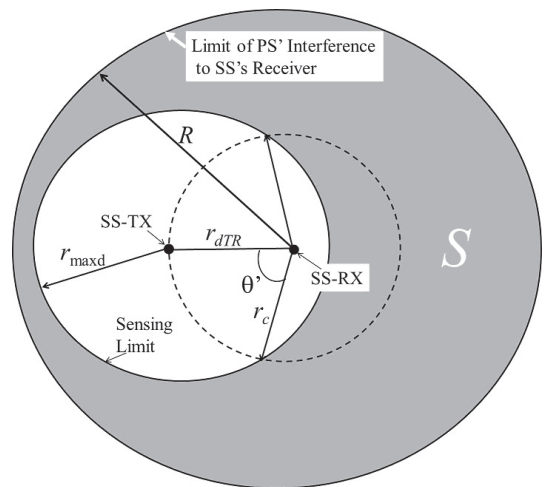


図 4 SS 受信機に関する各距離のパラメータ及び範囲
Fig. 4 Distance parameter and area for SS's receiver.

$$\theta'(r_c) = 2 \cdot \cos^{-1} \left(\frac{r_{dTR}^2 + r_c^2 - r_{\max d}^2}{2 \cdot r_{dTR} \cdot r_c} \right) \quad (22)$$

4.1.3 と同様に $r = r_c, \sigma^2 = \sigma_c^2$ として、式 (8)～式 (12) を展開すると、PS から SS 受信機への干渉電力 σ_c^2 が任意の干渉電力 σ_{PS}^2 を下回る確率は次式で与えられる。

$$\Phi_{IPS-SSRX}(\sigma_{PS}^2) = \int_{-\infty}^{\sigma_{PS}^2} h(\sigma_c^2) d\sigma_c^2 \quad (23)$$

例として、図 5 にセンス範囲が 50m, PS の密度が $\rho = 2/100^2\pi$ の場合における、式 (23) で与えられる、PS から SS 受信機への干渉電力の CDF, $\Phi_{IPS-SSRX}(\sigma_{PS}^2)$, 特性を示す。図 5 より、-90 dBm 以下の干渉が起こる確率は 80% となる。よって、干渉電力 σ_{PS}^2 を -90 dBm としたとき、所要 SINR 以上の SINR を達成する確率は 80% と与えられる。このように、PS から SS 受信機への干渉電力 σ_{PS}^2 を考慮した物理層スループットを維持できる確率は、 $\Phi_{IPS-SSRX}(\sigma_{PS}^2)$ と等しくなる。そのため、干渉マージン σ_{PS}^2 が決定すると、それ以上の干渉電力が発生しない確率は $\Phi_{IPS-SSRX}(\sigma_{PS}^2)$ であり、これが通信成功確率として求められる。

4.3 高 MAC 層スループットを達成するキャリヤセンス及びマージン最適設計

前節までの議論から、MAC 層でのスループットは、

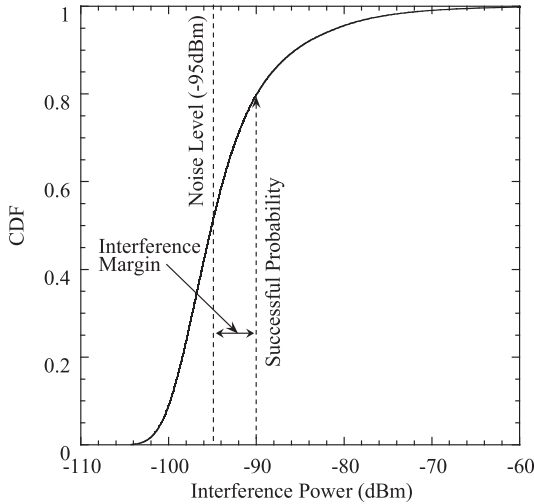


図 5 SS の受信機に与える PS から SS への干渉電力に対する累積分布確率特性

Fig. 5 Performance between received interference power from PS to SS's receiver and CDF.

PS から SS 受信機への干渉電力が干渉マージン σ_{PS}^2 以下となり通信が成功する確率 $\Phi_{IPS-SSRX}(\sigma_{PS}^2)$, センス時間により与えられるデータ通信利用率 β , 誤警報に伴うチャネル利用機会見逃し確率 Φ_{FA} に基づき誤警報が起こらない確率 $1 - \Phi_{FA}$, PS と時間周波数共有する際のアクセス利用機会 $\Phi_{IPS-SSTX}(r_{\max d})$, PS への干渉を回避するために調整された送信電力量に基づき導出される物理層スループット C_{inphy}/W の積で、次式のとおりと与えられる。

$$\begin{aligned} & C_{MAC}(N_d, \sigma_{PS}^2) \\ &= \beta(N_d) \cdot \Phi_{IPS-SSTX}(r_{\max d}(N_d)) \cdot \\ & \quad \frac{C_{inphy}(N_d, \sigma_{PS}^2)}{W} \cdot \Phi_{IPS-SSRX}(\sigma_{PS}^2) \cdot (1 - \Phi_{FA}) \end{aligned} \quad (24)$$

ここで、検出限界距離 $r_{\max d}$ は式 (6) より、検出サンプル数 N_d の関数であるので $r_{\max d}(N_d)$ とする。また、各変数に N_d, σ_{PS}^2 の引数は、制御パラメータであり、各項が、それぞれのパラメータによって変動することを明示した。それゆえ、ユーザエンドに近いとされる MAC 層スループットを最大化させるためには、センス時間 N_d 及び干渉マージン σ_{PS}^2 の設計が必要不可欠である。

5. 数値結果

数値解析諸元を表 1 に示す。ここで、PS の存在を考慮する範囲 S は、半径 $R = 1462$ m の円に設定した。これは、これより遠方の PS からの SS 送信機及び受信機への干渉は、SS に対する MAC 層スループットに影響を及ぼさないことを確認している。

5.1 要素別評価

基礎評価として、解析で導出した各要素（データ通信利用率 $\beta(N_d)$, アクセス機会 $\Phi_{IPS-SSTX}$

表 1 数値解析諸元
Table 1 Parameter for numerical results.

搬送波周波数	2.4 (GHz)
PS の変調方式	BPSK
空間伝搬損失	3 乗則
アンテナ利得等を含めた係数 α [16]	$9.89 \cdot 10^{-5}$
PS の存在範囲 S の最大半径 R	1462 m
PS 送信電力	10 (mW)
受信機雑音電力	-95 (dBm)
PS オフアードトラフィック G	0.1
所要検出確率 Φ_D	0.99
所要誤警報確率 Φ_{FA}	0.1
PS 面積密度 ρ	1, 2, $4/(100^2\pi)$ ($1/m^2$)

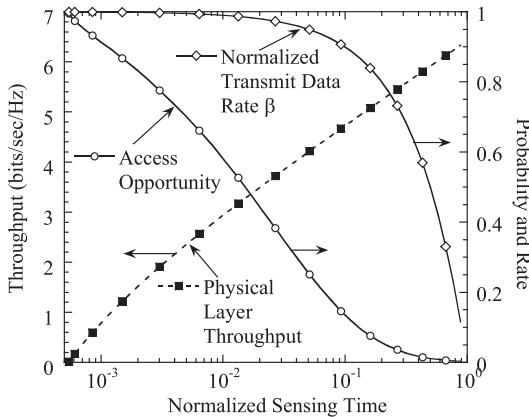


図 6 正規化センシング時間 N_d/N に対するアクセス機会、データ通信利用率、物理層スループット評価

Fig. 6 Performance between normalized sensing time N_d/N and access opportunity, transmit data duration, and physical layer throughput.

($r_{\max d}(N_d)$), 物理層スループット $C_{inphy}(N_d, \sigma_{PS}^2)/W$, 通信成功確率 $\Phi_{IPS-SSRX}(\sigma_{PS}^2)$ について、各制御パラメータを変更した際の傾向を評価する. 図 6 に、半径 100m の円内に存在する PS が一つ存在する面積密度 $\rho = 1/100^2\pi$ における、正規化センシング時間に対するキャリアセンスにおける物理層スループット C_{phy}/W , 及びデータ通信利用率 β , アクセス利用機会 $\Phi_{IPS-SSTX}(r_{\max d}(N_d))$ の特性を示す. このとき、物理層スループットは干渉マージンによる容量低下は除外し、式 (19) から導出した. 図より、センシング時間が増加すると、データ通信に利用できる時間が減少するため、データ通信利用率は低下する. また、センシング時間の増加によって、センシング範囲は拡大する. センシング範囲の拡大により、時間周波数共有の PS が増加するため、SS のアクセス機会が減少する. またセンシング範囲の拡大により、送信電力が増加し、物理層スループットが増加する. 以上の 3 点より、センシング時間の増加により、物理層スループットは増加するが、データ通信利用率とアクセス機会は減少するトレードオフの関係がある.

図 7 は設定する干渉マージンに対する干渉マージンを考慮した物理層スループット及び、通信成功確率の特性を示す. 比較のため、干渉マージンを考慮していない物理層スループット特性を示す. 図より、干渉マージンの増加に伴い、干渉マージンを考慮している物理層スループットは減少している. しかし、通信成功確率は高く改善されている. これは、干渉マージン

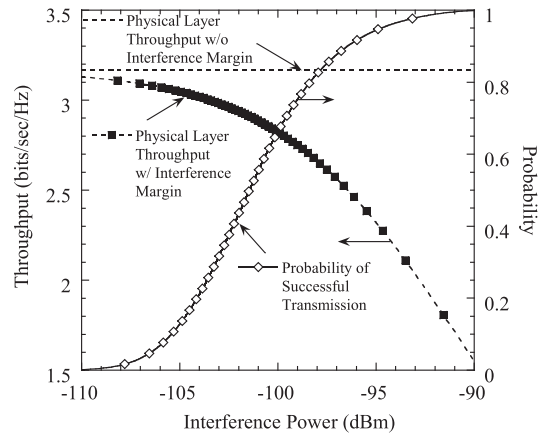


図 7 干渉マージン σ_{PS}^2 に対する通信成功確率、物理層スループット

Fig. 7 Performance between interference margin σ_{PS}^2 and communication successful probability and physical layer throughput.

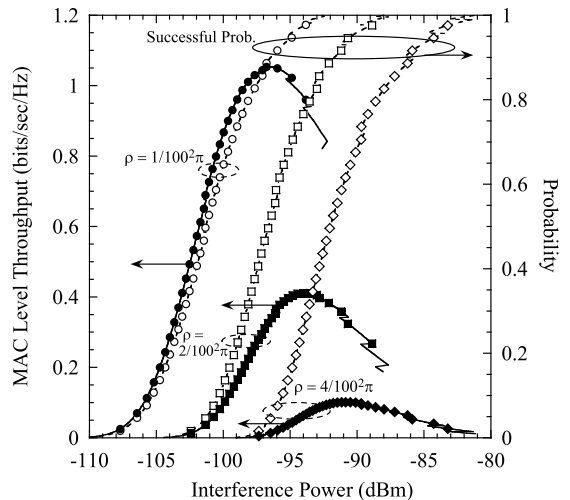


図 8 干渉マージンに対する MAC 層スループット・通信成功確率特性

Fig. 8 Performance between interference margin and MAC level throughput, communication successful probability.

を超える干渉が発生する確率が低くなるためである. よって、物理層スループットと通信成功確率の間にトレードオフの関係がある. MAC 層スループットは、図 6 及び図 7 の各要素を乗算した結果で与えられるため、MAC 層スループットが最大となる、最適なセンシング時間及び干渉マージンが存在する.

5.2 MAC 層スループット評価

図 8 に干渉マージンに対する MAC 層スループット

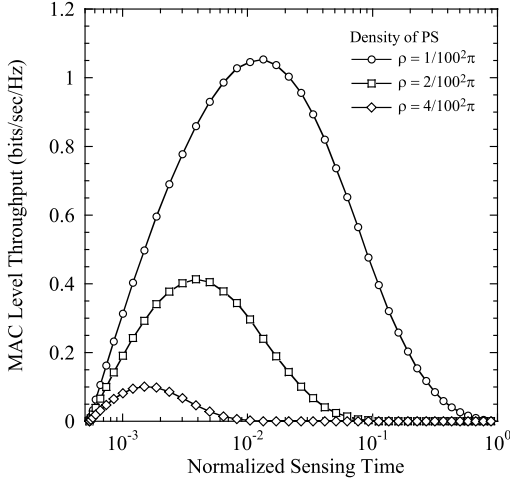


図 9 正規化センシング時間に対する MAC 層スループット特性

Fig. 9 Performance between normalized sensing time and MAC level throughput.

及び通信成功確率を示す．ここで，PS は半径 100 m の円内に PS が 1, 2, 4 存在する面積密度を仮定し，各干渉マージン別に MAC 層スループットが最大となるセンシング時間に設定されている．図 8 より，最大 MAC 層スループットを達成する干渉マージンが存在することが分かる．密度 $\rho = 1/100^2\pi$ のとき，MAC 層スループットが最大となる通信成功確率は 89.4%，最適干渉マージンは -96.6 dBm であった．これは，干渉マージンにおける，物理層スループットと通信成功確率のトレードオフの関係より，最大 MAC 層スループットを与えたと考えられる．また，PS の面積密度が高くなるにつれて，最大の MAC 層スループットを与える干渉マージンが大きくなる．具体的には，密度 $\rho = 1, 2, 4/100^2\pi$ において，最大の MAC 層スループットを与える干渉マージンは， -96.6 dBm, -93.9 dBm, -90.8 dBm であった．これは，PS の面積密度が高くなるにつれて，PS から SS 受信機に高い干渉電力が発生する確率が高くなり，通信成功確率を高く維持するため，より大きな干渉マージンが必要になったからである．ここで，センシング時間を MAC 層スループットが最大となるように設計する際に，連動してセンシング範囲が変化するため，PS から SS 受信機への干渉電力が変化する．そこで，次にセンシング時間の傾向について解析する．

図 9 は正規化センシング時間に対する，各センシング時間において最大の MAC 層スループットを与え

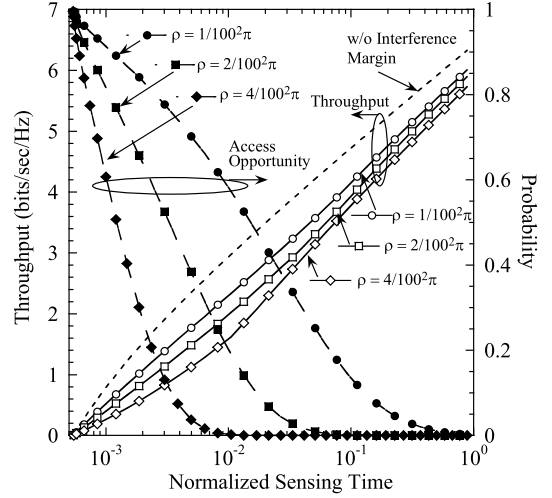


図 10 正規化センシング時間に対する物理層スループット及びアクセス機会

Fig. 10 Performance between normalized sensing time and access opportunity and physical layer throughput.

る干渉マージンで設計した MAC 層スループット特性を示す．ここで，PS の面積密度は同様に $\rho = 1/100^2\pi, 2/100^2\pi, 4/100^2\pi$ とした．図 9 より，MAC 層スループットを最大化する最適なセンシング時間が存在し，PS の面積密度が高くなるとともに，最適センシング時間が短くなることが分かる．具体的には，密度 $\rho = 1/100^2\pi, 2/100^2\pi, 4/100^2\pi$ においてそれぞれ，最適な正規化センシング時間は 0.0133, 0.00387, 0.00149 である．この理由を明確にするため，図 10 に，正規化センシング時間に対する物理層スループットとアクセス機会の特性を示す．また，物理層スループットにおいて，干渉マージンを考慮しなかった場合の結果も示す．図 10 より，PS の面積密度の増加に伴い，物理層スループットの低下よりも，アクセス機会の低下が著しく大きい．具体的には，正規化センシング時間 0.01 に着目すると，PS の面積密度 $\rho = 1/100^2\pi, 2/100^2\pi, 4/100^2\pi$ において，物理層スループットはそれぞれ 2.3 bits/sec/Hz, 2.0 bits/sec/Hz, 1.2 bits/sec/Hz であり， $\rho = 1/100^2\pi$ を基準としたとき， $\rho = 2/100^2\pi, 4/100^2\pi$ において，それぞれ 13%, 48% のスループット低下が認められる．一方，アクセス機会は，それぞれ 0.57, 0.19, 0.00 であり， $\rho = 1/100^2\pi$ と比較して $\rho = 2/100^2\pi$ においては 67% のアクセス機会の低下が認められ， $\rho = 4/100^2\pi$ においては，アクセス機会が得られないほどの劣化が

認められる。つまり、アクセス機会の低下が MAC 層スループット劣化の支配的要因となっている。それゆえ、よりセンシング時間を短くすることで、アクセス機会を高く維持し、高い MAC 層スループットが達成できたといえる。しかし、センシング時間を短くすることで、物理層スループットは減少するため、達成できる最大の MAC 層スループットは減少したといえる。一方、図 8 より、PS の面積密度が高くなると、PS から SS 受信機に高い電力の干渉が発生する確率が高まる。これは、センシング範囲外の PS と SS が同時アクセスとなる機会が増えること、それに加えて、図 10 の結果より、センシング時間はより短い傾向にあるため、センシング範囲外の PS が SS 受信機により近接するからである。そのため、より大きな干渉マージンが必要になる。その結果、図 10 において、干渉マージンなしの物理層スループットを基準としたスループットの減少量は、PS の面積密度が大きくなるにつれて、大きくなったといえる。

以上の結果から、PS の面積密度が高い場合には、干渉マージンを高め、センシング時間を短く抑えた設計が、高い MAC 層スループットを達成できるといえる。

6. む す び

本論文では、プライマリシステム (PS) とセカンダリシステム (SS) による、周波数資源の時間・空間周波数共有を実現し、高いスループットを達成する、SS におけるセンシング時間と干渉マージンを設計した。数値結果から、MAC 層スループットの観点で最大となる、最適なセンシング時間と干渉マージンが存在することを指摘した。

現在、センシング範囲外の PS から SS 受信機への干渉電力の確率式の導出において、複数の PS による合成干渉により、SS 送信機がキャリアセンス可能になった場合についても、PS から SS 受信機に干渉を与えると仮定して、確率式に含めている。現実には、事前に SS 送信機がセンシングにより合成干渉を検出した場合には、同時アクセスは回避できるため、同時アクセスに起因する SS 受信機への干渉電力は、更に低く抑えられる。より正確な干渉電力の導出が今後の重要な検討課題の一つである。

また、本論文の解析では、SS 送受信機対が一つの解析に限定しているが、複数の SS が存在した場合でも、同時に送信可能な SS を一つに限定することができれば、本論文の解析は直接適用可能である。複数の

SS が存在するときの SS 数の限定は、センシング機能や SS 管理用データベースとの連携によるエリア管理 [19] などの手法が活用可能である。一方、SS が複数同時に送信する場合には、データベースを更に高度化し、各 SS のキャリアセンス及び干渉マージンを設計することで、PS への干渉の抑制と SS 間の共存を図る手法が考えられる。このとき、各 SS の MAC 層スループットは、本論文の解析を発展させることで導出可能である。よって、複数の SS が共存する拡張に向けて、SS のスケジューリング [20] や、データベースによるエリア制御 [19] などが、今後取り組むべき重要な検討課題である。

謝辞 本研究は、総務省戦略的情報通信研究開発推進制度 (SCOPE) 「コグニティブ無線のためのインテリジェント MAC レイヤ技術に関する研究開発」の委託研究、及び科研費 (24760293) により実施した。

文 献

- [1] S. Haykin, "Cognitive radio: Brain-empowered wireless communications," *IEEE J. Sel. Area Commun.*, vol.23, no.2, pp.201-220, Feb. 2005.
- [2] 木曾 希, "ホワイトスペースの利活用に向けた総務省の取り組みについて," 電子情報通信学会東京支部シンポジウムテキスト, pp.1-11, July 2012.
- [3] 守倉正博, 久保田周治 (監修), 802.11 高速無線 LAN 教科書, 第 3 版, インプレス, 2008.
- [4] Z. Jing, G. Xingang, L.L. Yang, and W.S. Conner, "Leveraging spatial reuse in 802.11 mesh networks with enhanced physical carrier sensing," *Proc. IEEE International Conference on Communications (ICC2004)*, vol.7, pp.4004-4011, June 2004.
- [5] J.P. Monks, V. Bhargavan, and W.-M.W. Hwu, "A power controlled multiple access protocol for wireless packet networks," *Proc. IEEE INFOCOM 2001*, vol.1, pp.219-228, 2001.
- [6] T. Fujii, "Effect of sensing ability for spectrum shared cognitive radio — Power control or CSMA," *Proc. IEEE Ubiquitous and Future Networks (ICUFN)*, 2011, pp.363-368, June 2011.
- [7] K. Tae-Suk, L. Hyuk, and J.C. Hou, "Understanding and improving the spatial reuse in multihop wireless networks," *IEEE Trans. Mobile Comput.*, vol.7, no.10, pp.1200-1212, Oct. 2008.
- [8] H. Zhai and Y. Fang, "Physical carrier sensing and spatial reuse in multirate and multihop wireless ad hoc networks," *Proc. IEEE INFOCOM 2006*, April 2006.
- [9] E. Gurses and R. Boutaba, "Capacity of wireless multi-hop networks using physical carrier sense and transmit power control," *Proc. IEEE GLOBECOM 2009*, Nov.-Dec. 2009.
- [10] Y. Yong, J.C. Hou, and K. Lu-Chuan, "Modeling

- the effect of transmit power and physical carrier sense in multi-hop wireless networks,” Proc. IEEE INFOCOM 2007, pp.2331–2335, May 2007.
- [11] X. Zhuonong, W. Jianxin, and S. Yanrong, “A dynamic spatial backoff algorithm based on channel rate and transmit power in wireless networks,” Proc. IEEE ICYCS 2008, pp.516–521, Nov. 2008.
- [12] N. Lynn, O. Takyu, R. Esmailzadeh, and M. Nakagawa, “Evaluation of asymmetric TDD systems employing AMC and HARQ by considering MCS selection errors,” IEICE Trans. Fundamentals, vol.E89-A, no.11, pp.3138–3147, Nov. 2006.
- [13] H. Uchiyama, K. Umebayashi, T. Fujii, F. Ono, K. Sakaguchi, Y. Kamiya, and Y. Suzuki, “Study on soft decision based cooperative sensing for cognitive radio networks,” IEICE Trans. Commun., vol.E91-B, no.1, pp.95–101, Jan. 2008.
- [14] S.M. Kay, Fundamentals of statistical signal processing, Detection Theory, Prentice Hall, 1993.
- [15] IEEE 802.22-2011, Standard for wireless regional area networks in TV whitespaces, July 2011.
- [16] 藤井威生, “セカンダリ間周波数共用型コグニティブ無線における周波数共有手法に関する検討,” 信学技報, SR2009-109, March 2010.
- [17] J.G. Proakis, Digital Communications, McGraw-Hill, 2001.
- [18] S. Haykin, Communication Systems, 4th ed., Wiley 2001.
- [19] 石津健太郎, 村上 誉, 藍 洲, チャン ハグエン, 原田博司, “データベースと連携して TV ホワイトスペースで運用可能な無線ネットワークシステム,” 信学技報, SR2012-4, May 2012.
- [20] O. Jo, H. Ji, and D.H. Cho, “QoS provisioning spectrum management based on intelligent matching and reservation for cognitive radio system,” Proc. Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications, (CrownCom 2007), pp.530–534, Aug. 2007. (平成 24 年 10 月 30 日受付, 25 年 2 月 19 日再受付)



堀江 駿太 (学生員)

平 23 東京理科大・理工・電気電子情報卒, 現在同大学院理工学研究科電気工学専攻在籍中. コグニティブ無線におけるリソース制御に関する検討に従事.



田久 修 (正員)

平 14 東京理科大・理工・電気卒. 平 15 慶大大学院修士課程了. 平 15 同大特別研究助手 (兼任). 平 16 オーストラリアシドニー大学 Visiting Scholar. 平 18 慶大大学院博士課程了. 平 18 同大特別研究助手 (専任). 平 19 東京理科大・理工・電気電子情報・助教. 平 23 信大・工・電気電子・助教. 平 25 信大・工・電気電子・准教授. 無線通信システム, コグニティブ無線の研究に従事. IEEE 会員. 平 22 本会学術奨励賞受賞. 平 18 博士 (工学) (慶應義塾大学理工学部).



藤井 威生 (正員)

平 9 慶大・理工・電気卒. 平 11 同大大学院修士課程了. 平 12 同大特別研究助手. 平 14 同大学院博士課程了. 平 14 東京農工大・工・電気電子・助手. 平 18 電気通信大・先端ワイヤレスコミュニケーション研究センター助教授. 現在, 同大・同センター准教授. 無線パケット通信, アダプティブアンテナ, アドホック無線ネットワーク, コグニティブ無線の研究に従事. 平 11 IEEE VTC 1999-Fall 優秀論文賞, 平 13 本会無線通信システム研究会研究活動奨励賞, 2001 エリクソン・ヤング・サイエンティスト・アワード, 平 16 本会学術奨励賞各受賞. IEEE 会員.



榎田洋太郎 (正員)

昭 57 東大・理・物理卒, 昭 59 同大大学院修士課程了, 同年日本電信電話公社 (現日本電信電話 (株)) 入社以来, 無線通信用変復調回路, マイクロ波帯送受信装置, モノリシック・マイクロ波/ミリ波集積回路, 大容量光通信用及び光加入者用集積回路の研究に従事. 平 18 年 4 月東理大・理工・電気電子工・教授. 以来, マイクロ波/ミリ波集積回路, 無線通信用高効率送信機, コグニティブ無線, RFID システム, 及びワイヤレス給電システムの研究に従事. 1997 IEEE GaAs Symposium Outstanding Paper Award 受賞. 平 13 博士 (工学) (東大・工). IEEE 会員.