

### 3 基本的動作原理

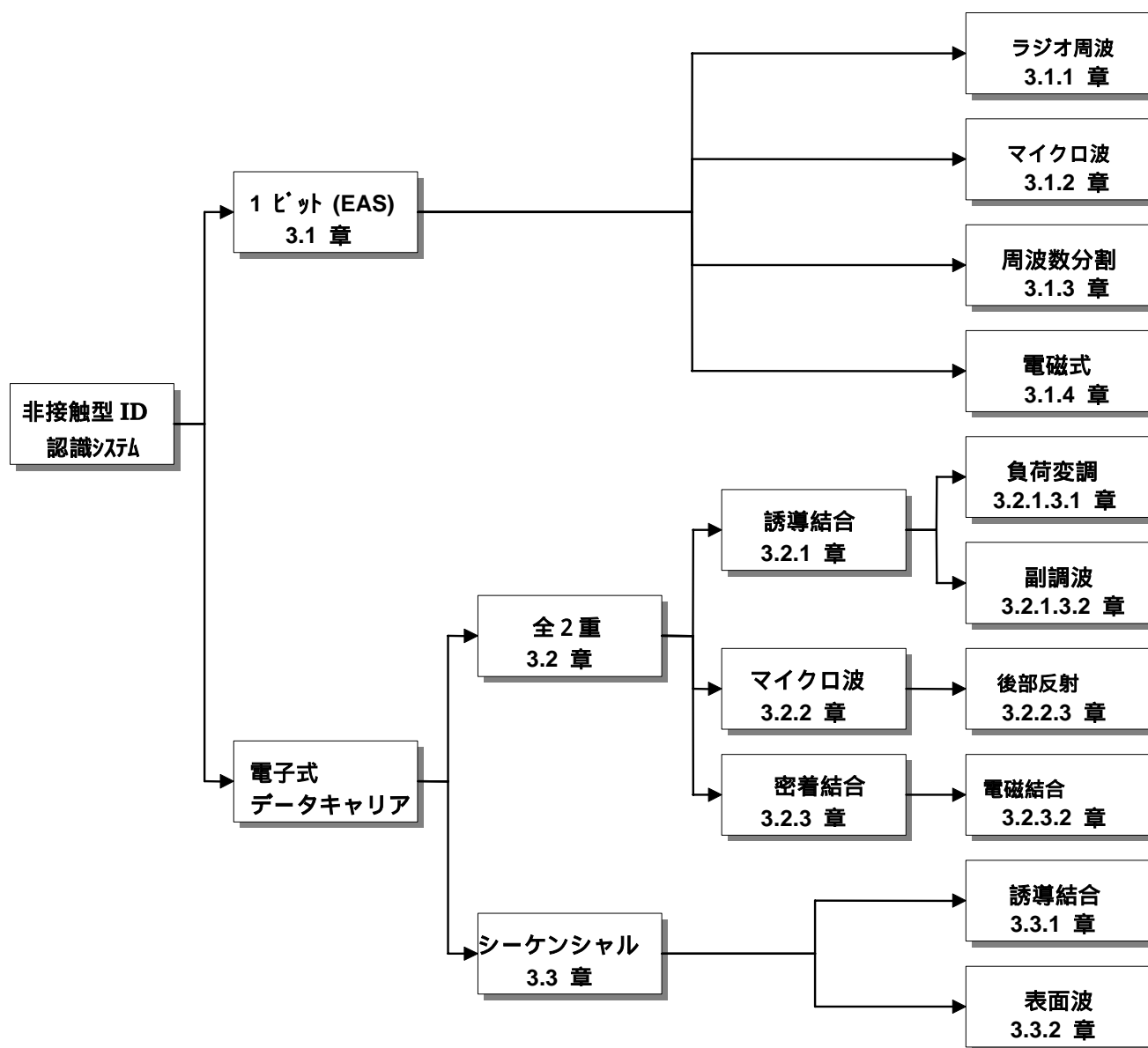


図3.1：この章で説明する非接触型ID識別システムの基本動作原理の全体図

この章では、トランスポンダとリーダ間の基本的な相互作用について述べる。特にトランスポンダへの電力供給、そして、トランスポンダとリーダ間のデータ転送について説明する。誘導結合または後方拡散システムの物理的な相互作用と数学モデルについては、4章の「非接触型ID識別システムの物理学的基礎」を参照されたい。

#### 3.1 1ビット・トランスポンダ

ビットは情報の最小単位で、“1”か“0”かの2つの状態だけが表現される。これは、1ビット・トランスポンダを使用するシステムでは、2つの状態：“交信領域中のトランスポンダ”と“交信領域外のトランスポンダ”、だけが存在することを意味している。この制限にもかかわらず、1ビットトランスポンダは非常に広範囲で使用されている。例えば、これらの主な適用分野としては、商品に対する電子式盗難防止装置（EAS -

electronic article surveillance) があげられる。

EAS システムは次のコンポーネントから構成される。まずリーダ（インテロゲータ）とアンテナ、そして盗難防止用タグ、そして、支払い後にタグを無効にするためのデバイスである。また、いくつかのシステムでは無効にしたタグを、再び有効にするための装置を備えるものもある。これらのシステムの性能は、主に認識率または検波率によってあらわされ、それがゲートの間隔（トランスポンダとアンテナの通信可能な最大距離）を決めることになる。

商品監視システムの導入における検査とテストの方法については「顧客のための商品盗難防止システムと検出ゲートの調査ガイドライン」というガイドライン（VDI 4470）に詳細が述べられている。また、このガイドラインの内容には検波率と誤り検出率の定義と検査方法が含まれており、それらは販売時の契約上の基準として、または、導入済みシステムの性能を監視するための基準として使用される。システム構築の観点からは、この顧客のための検査ガイドラインは、開発時における有効なベンチマークとして使用することができる。そしてまた、セキュリティ問題に対する統合ソリューションの最適化を図るためにも利用することができる。

### 3.1.1 ラジオ周波数

ラジオ周波数（RF）方式は、固有の共振周波数  $f_R$  を持つ LC 共振回路をベースにしている。初期のものは、エナメル皮膜銅線を巻いた誘導抵抗器で作られており、それは、コンデンサ上にはんだ付けされ、プラスチックケース（ハードタグ）の中に収められていた。最近のシステムではタグはラベル状のシールになっており、中間の層はエッチングされたコイルになっている。中間層に  $25\ \mu\text{m}$  のポリエチレンフィルムを使用する場合には、ダンピング抵抗が高くならないように、そして、共振回路の品質が許容できるレベル以下に悪くならないように、アルミニウムで作られる電導層の厚さは、少なくとも  $50\ \mu\text{m}$  はなければいけない。

通常は容量プレートとして  $10\ \mu\text{m}$  の厚さの中間層が使用される。共振回路が交流磁界の近傍に移動すると、共振回路のコイルを経由して、交流磁界からのエネルギーが共振回路に誘起される。（ファラデーの法則）交流磁界の周波数  $f_G$  が共振回路の周波数  $f_R$  に一致すると、共振回路は共鳴振動を発生する。このトランスポンダの共振回路の共鳴振動によって、磁場が必要なエネルギーを供給する。振動の過程において、発振コイルで電圧または電流のわずかな変化が検出される。このわずかなコイル中の電流の増加（または、コイル中の電圧の減少）は「dip」とよばれている。

この「dip」の大きさは2つのコイル間の距離や、（トランスポンダ中の）誘導される共振回路の性能に依存する。そして、特に、発振コイルが生成する磁界へ移動する共振回路のスピードに影響を受け、距離が離れるほど弱くなっていく。盗難防止システム（EAS）では、2つのコイル間の最大距離は、設置時の計測により事前に決める必要がある。また、共振回路の性能は使用される材質に依存する。

しかし、発振器の交信領域への進入スピードをコントロールすることは不可能で、極度に遅いスピードで接近する共振回路には、わずかな「dip」しか発生しない。

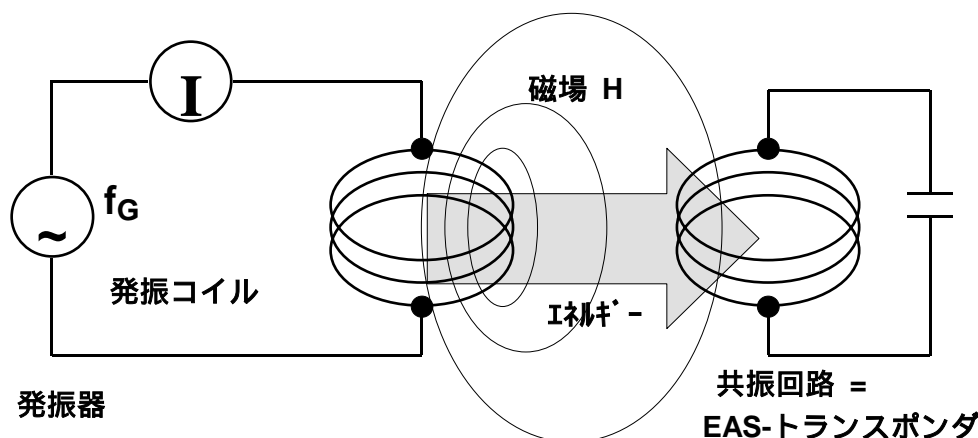


図3.2 : EAS - ラジオ周波数を使用したEASの稼動原理

掃引発振器の周波数が、トランスポンダの共振回路の共振周波数に完全に一致すると、トランスポンダが振動し始め、発振コイルからの供給電流により明確な「dip」を生じる。掃引システムでは「dip」の大きさは、トランスポンダの移動スピードより、むしろ掃引周波数（周波数の変化の速度）に依存する。そして、これは最適な認識率を得るために、調節することが可能である。ここで、トランスポンダの許容周波数（製造誤差、または周囲の金属物の存在に依存する）は、認識における信頼性には影響を及ぼさない。

タグが取り除かれない場合は、常に警告の対象となるので、盗難防止システムとして成り立たない。そこで、保護された商品は、会計時に非活性化装置に入れられる。非活性化装置は強い磁場を発生し、その誘起電圧によってトランスポンダのフォイル・キャパシタを無効にする。

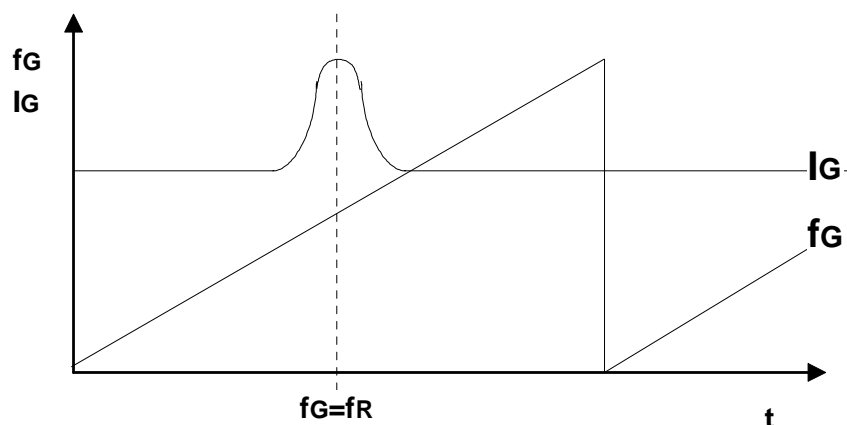


図3.3：共振回路での「dip」の発生。発振周波数  $f_G$  は2つの周波数の間を掃引する。電磁場中の非接触タグは、その共振周波数  $f_R$  で明確な「dip」を発生する。

キャパシタには「ディンプル」と呼ばれる許容短絡点が存在する。これを超えるとキャパシタは壊れてしまい、元には戻らなくなり、共振回路は2度と掃引周波数には反応しなくなる。

これらのシステムでは、必要な大きさの交流磁界を発生するために、大きな面積を持つ角型アンテナが使用される。そして、この角型アンテナは入り口や廊下に設置される。これまでも、図3.4のような形のアンテナを、大きなデパートなどで見かけることができた。ラジオ周波を使用した場合の、入り口の幅は、大体 2m までとなる。ただし、ある特定の材質の製品に対して影響を受けるため、検知率は70%と比較的低い数値となってしまう。例えば、食品の缶詰といった金属性の製品は、認識用タグの共振周波数と、検波コイルとの結合に影響を及ぼし、検波率を悪化させる。各メーカーによってシステム設計時に様々な試みがなされており、タグはそれぞれ独自の共振周波数を持っている。しかし、それらの共振周波数が、 $8.2\text{MHz} \pm 10\%$ の掃引周波数の範囲内に存在すれば、システムは警告アラームを発生する。

	システム 1		システム 2		システム 3		システム 4	
周波数/MHz:	1.86	2.18	7.44	8.73	7.30	8.70	7.40	8.60
掃引周波数/Hz:	141		141		85		85	

表3.1：典型的なシステム・パラメータ

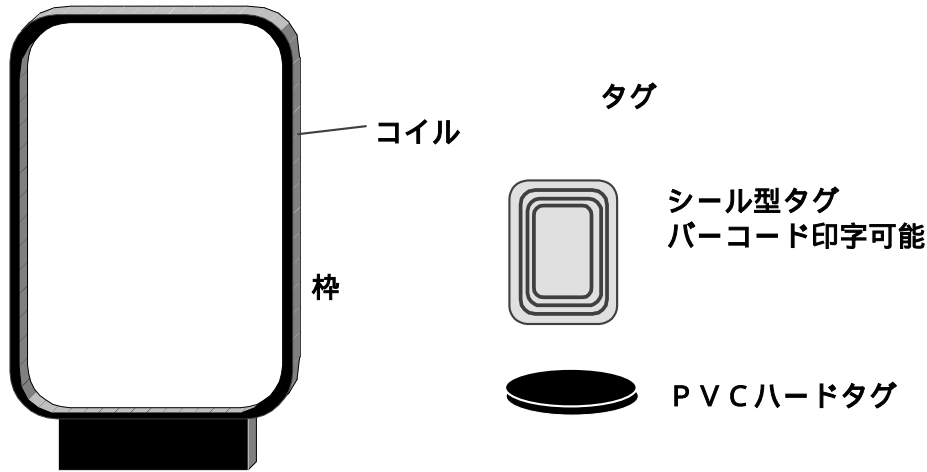


図3.4：一般的なラジオ周波システムの角型アンテナ（高さ1.2 - 1.6m）とタグの種類。

### 3.1.2 マイクロ波

マイクロ波を使用するEASシステムは、ダイオードのような非線形特性を持つ部品を使用した、調波の発生を利用する。固有周波数 $f_A$ を持つ正弦波電圧 A の調波は、周波数 $f_A$ の整数倍の周波数 $f_B$ を持つ正弦波電圧 B となる。同様に、周波数 $f_A$ の副調波は、 $2f_A$ ,  $3f_A$ ,  $4f_A$  のように続く。出力される周波数に対する N 番目の倍数波は、無線工学では第 N 調波とよばれ、元の周波数自体は搬送波、または、基本振動と呼ばれる。原理的には、非線形特性を持つ2つのターミナルが存在する通信では、すべて基本振動に対して調波が発生される。しかしながら、非線形抵抗の場合は、エネルギーが消費され基本振動のわずかな部分だけが調波振動に変換される。理想的な環境下では、 $f$  の  $n$  増倍は、 $\eta = 1/n^2$  の効率で行われる。ここで、増倍に非線形電源が使用されるなら、理論的には損失は発生しない。

容量ダイオード (Capacitance diode) は周波数の増倍のための非線形電源として、非常に適している。そして、発生する調波の数と強さは、容量ダイオードの半導体特性と電圧線形特性に依存する。電圧線形特性は、指数  $n$  ( ) で表される。( = キャパシタ電圧特性) 単純な拡散ダイオードでは、この値は0.33で、合金ダイオード、P-N 接合と使ったツェナーダイオードでは、この値は約 0.75となる。

合金容量ダイオードのキャパシタ電圧特性は二次的で、したがって、周波数を2倍にするためには最適である。それに対して、単純な拡散ダイオードはより高い調波を発生する。

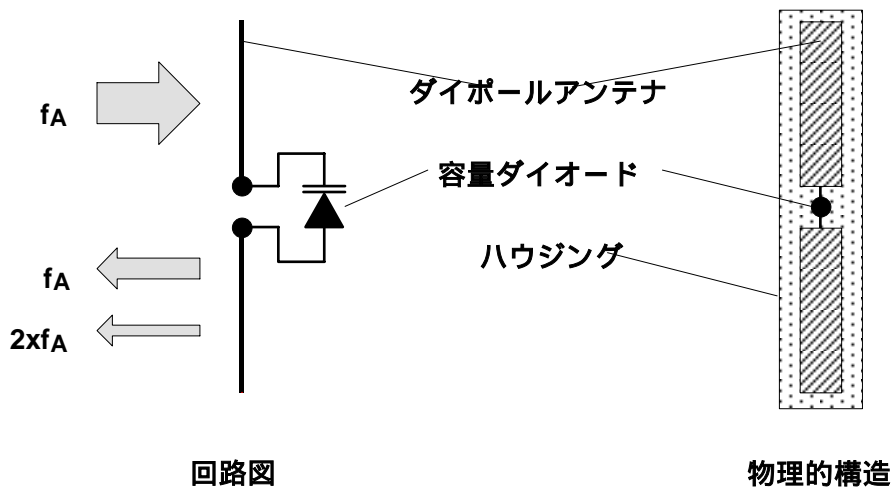


図3.5：マイクロ波タグの基本回路と一般的な物理的構造

調波を発生する1ビット・トランスポンダの構造は、きわめて単純である。容量ダイオードが、固有の搬送波用に調整されたダイポール・アンテナと接続されているだけである。搬送波が 2.45GHz の場合のダイポール・アンテナの長さは 6 cm となる。搬送波周波数には、915MHz (ヨーロッパ以外)、2.45GHz、5.6GHzが使用される。トランスポンダが送信機の交信領域に入ると、ダイオードの電流の流れが、搬送波の調波を発生させる。使用するダイオードの種類に依存するが、一般的に搬送波の2倍、3倍の調波が返される。

このタイプのトランスポンダはプラスチックケースに収められ、主に衣類の盗難防止に利用される。商品が購入されると会計時にタグが取り除かれ、タグ自体はその後再利用される。

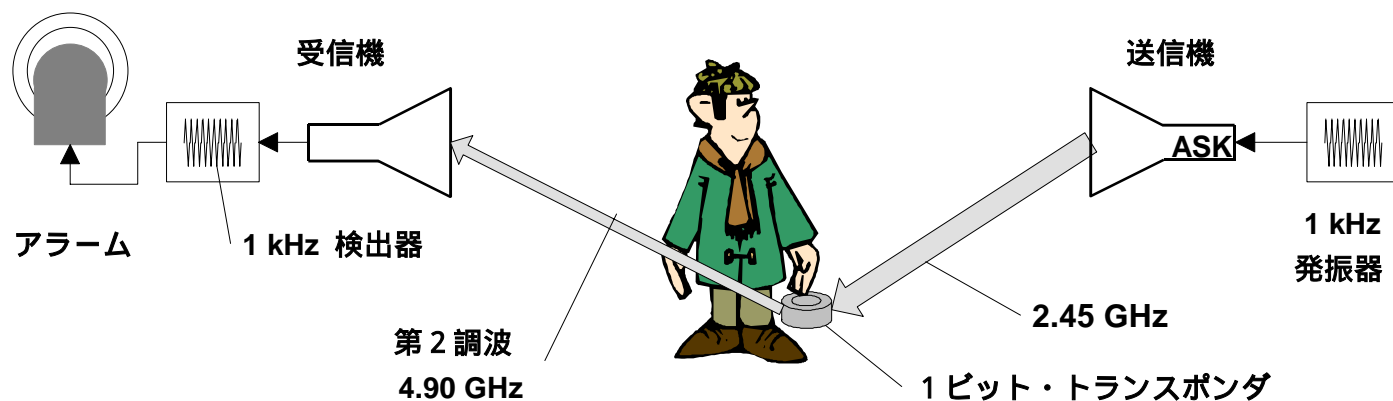


図3.6：検出器の交信領域内のマイクロ波タグ

図3.6 は 2.45GHz で稼動するマイクロ波送信機の、交信領域内に存在するトランスポンダを示している。トランスポンダのダイオードの特性で、4.90GHz の第 2 調波が送信され、それが受信機によって検波される。そして、この受信によって、警報装置が作動する。

搬送波の周波数が変調 (ASK, FSK) されると、そのすべての調波も同様に変調される。これは、「干渉信号」と「有効な信号」を区別するために使用され、外部信号によって引き起こされる誤警報を妨ぐ。

上記の例では搬送波の変調は、1 kHz (100%ASK) の信号で変調されている。この場合、トランスポンダで発生する第 2 調波も、1 kHz で ASK 変調される。そして、受信機で受信される受信波は復調され、1 kHz の検波器へ送られる。このとき、たまたま、4.90GHz の周波数の干渉波を受信したとしても、それらは、通常変調されておらず、また、変調されていたとしても、異なった変調方式になっているため、警報機を誤作動させることはない。

### 3.1.3 周波数分割

この方式は長波範囲100 ~ 135.5 kHz で稼動する。このタイプのタグは、半導体回路 (マイクロチップ) と共振回路 (エナメル皮膜導線で作られた巻型コイル) から構成される。共振回路はEASシステムの稼動周波数に共振可能なように、可変コンデンサが使われている。これらのトランスポンダは、プラスチック製のケースに入れられており、商品の購入時にはずされる。

トランスポンダのマイクロチップは、受信機の磁界から電力供給を受ける。(3.2.1.1章の「パッシブ・トランスポンダへの電力供給」を参照)そして、誘導コイルの周波数は、マイクロチップによって、1/2に分割され、受信機に送信される。

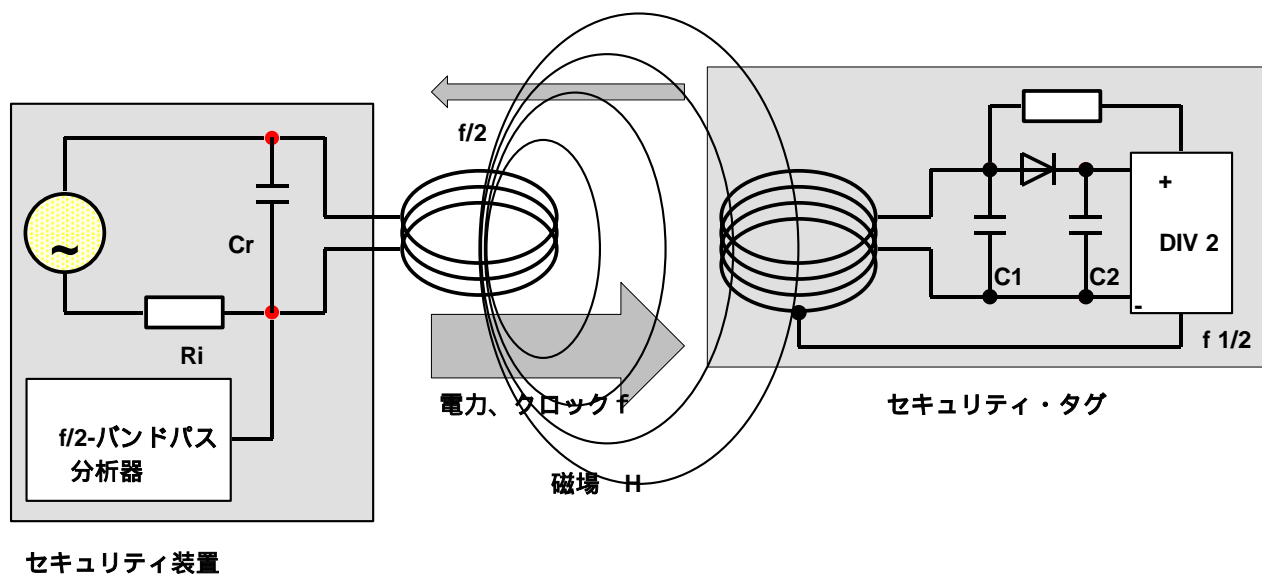


図3.7：EAS周波数分割の基本回路図；セキュリティ・タグ（トランスポンダ）とセキュリティ装置（検出器）

セキュリティ装置の磁界は検波率の向上のために、ASK変調された低い周波数で稼動する。調波の発生方式と同様に、搬送波の変調（ASK，またはFSK）は半分の周波数（低調波）で行われる。これは、干渉波と有効な信号を区別するために使用される。したがって、このシステムでは誤警報はほとんど発生しない。

検波用アンテナとして使用される、フレーム・アンテナについてはラジオ周波システムの章で、詳しく述べる。

周波数：	130 kHz
変調方式	100% ASK
変調周波数 / 変調信号	12.5 Hz または 25 Hz, 角度 50%

表3.2：一般的なシステム・パラメータ

### 3.1.4 電磁式

電磁式はNF範囲（10Hz～約20 kHz）の強い磁界を使用して稼動する。そして、セキュリティ用タグとして、急傾斜のヒステリシス曲線を持つ、帯状の柔らかいパーマロイ磁性体を使用する。（4章「物理学的基礎」を参照）磁性体の極性は周期的に、強い交流磁界によって反転される。その磁性体中の電束密度  $B$ （非線型特性。3.1.2章「マイクロ波」を参照）は、与えられた磁界の強さ  $H$  の 0 の近傍で、セキュリティ装置の基本周波数の調波を発生する。そして、これらの調波はセキュリティ装置に受信され、評価される。電磁式では主信号に高い周波数を重ねた、別の信号によって最適化される。この磁性体のヒステリシス曲線の非線形特性は調波ではなく、供給される信号の周波数の和、または差を発生する。主信号  $f_H = 20$  に対して、追加信号  $f_1 = 3.5$  として  $f_2 = 5.3$  kHz を与えた場合、以下の信号が発生する。（最初のオーダー）

$$\begin{aligned}
 f_1 + f_2 &= f_1 + 2 = 8.80 \text{ kHz} \\
 f_1 - f_2 &= f_1 - 2 = 1.80 \text{ kHz} \\
 f_H + f_1 &= f_H + 1 = 3.52 \text{ kHz} \quad \text{など} \dots
 \end{aligned}$$

この場合、セキュリティ装置は基本周波数の調波には反応せずに、周波数の和と差に反応する。

タグは粘着式の数cm～20cmの長さの帯状の形をしている。きわめて低い周波数で稼動するため、電磁式では金属を含む製品に適している。しかしながら、これらのシステムには欠点がある。というのは、タグに指向

性があるからである。タグの確実な検出にはセキュリティ装置の磁力線に対して、タグが垂直に移動しなければならない。

タグを無効にするには、強い永久磁石によって弱く磁化された金属で覆う。この事前の磁化によって、パーマロイ磁性体の極は、セキュリティ装置の弱い交流磁界では反転されなくなり、タグは検知されなくなる。

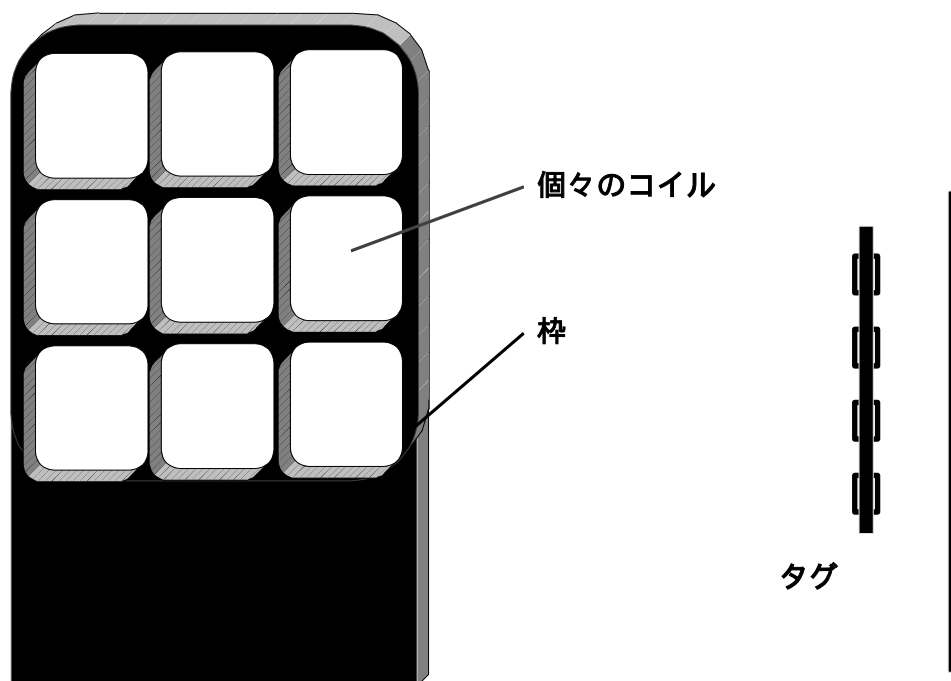


図3.8：一般的な盗難防止システムのアンテナ（高さ約1.4m）（左）とタグ（右）

タグは磁気を除くことによって、再び有効にすることができる。この有効・無効の処理は何回でも行うことができ、このため電磁式の商品盗難防止システムは、当初図書館の本の貸出しに利用されていた。タグは小さく（最低32mmの短い帯状）、安価で、最近では食品業界での使用が急増している。



図3.9：ラベルとして使用される電磁式タグ(Schreiner Codedruck 提供)



図3.10：盗難防止システムとして使用される。プラスチック枠のアンテナ(METO EAS-System 提供)

パーマロイ磁性体の磁化を検知するために必要な磁界を形成するために、2つのコイル・システムが細い通路の両側に置かれる。ひとつのコイル・システムは数個のコイル（通常 9～12個）から構成され、これらが中心に弱い磁場を、そして、外側に強い磁場を形成する。この方式を用いた場合、ゲートの幅が1.5mまでなら、検波率は約70%となる。

	システム 1	システム 2
周波数	215 Hz	21 Hz + 3.3 kHz + 5 kHz
コイルの数	9	12
最大磁束密度B (個々のコイル)	1037 $\mu$ T	118 $\mu$ T

表3.3：典型的なシステム値

## 3.2 全二重方式と半二重方式

通常、単純な物理的効果（共鳴振動、ダイオードや金属の非線形ヒステリシスによる調波振動）を用いる前述の1ビット・トランスポンダに対して、この章と次の章で述べるトランスポンダでは、データキャリアとしてマイクロチップが使用される。この場合、数 K バイトのデータを保存することが可能となる。データキャリアへの読み込み、書き込みには、トランスポンダとリーダ間のデータ転送が必要である。この転送には2つの方式、この章で説明される全二重および半二重方式と、次の章で説明されるシーケンシャル方式のどちらかが用いられる。

半二重方式（HDX）では、トランスポンダからリーダへのデータ転送は、リーダからトランスポンダへのデータ転送と交互に行われる。これは30 MHz 以下の周波数で、負荷変調方式として頻繁に使用され、また副搬送波を含む場合も、そうでない場合も非常に単純な回路として実現される。これと密接に関連するものとして変調反射クロスセクション方式が存在し、これはリーダの技術として知られていて、100 MHz 以上の周波数で使用される。負荷変調方式と変調反射クロスセクション（断面）方式は、直接リーダが生成する磁界と電磁界に影響を及ぼす。それゆえ、調波方式と呼ばれることもある。



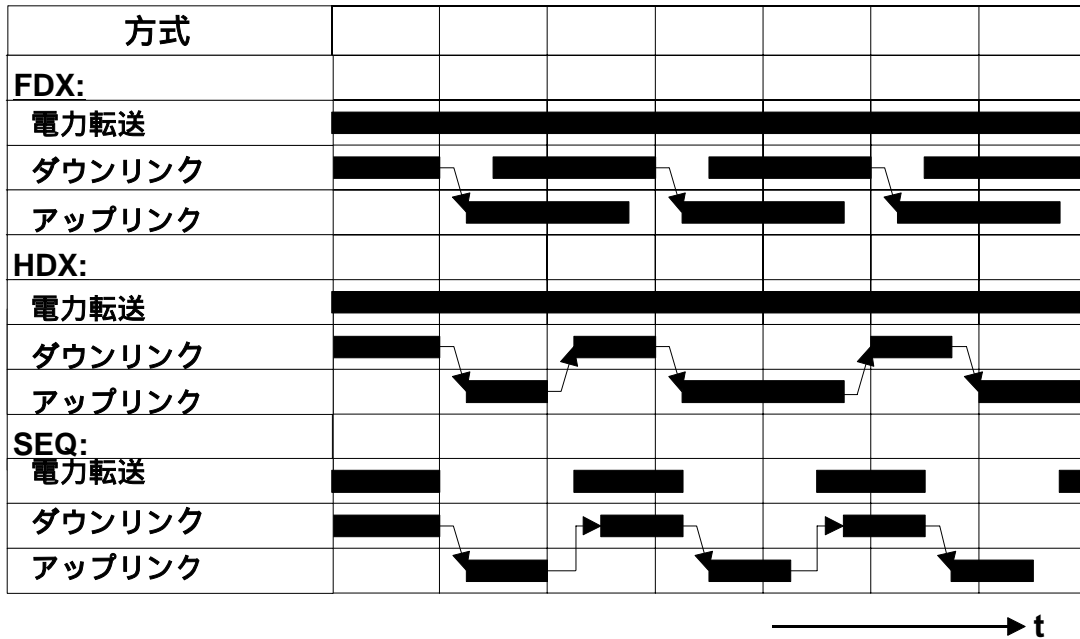


図3.11：全二重、半二重とシーケンシャル方式の時間による相違。リーダからトランスポンダへのデータ転送はダウンリンクと呼ばれ、トランスポンダからリーダへのデータ転送はアップリンクと呼ばれる。

全二重方式（FDX）ではトランスポンダからリーダへのデータ転送は、リーダからトランスポンダへのデータ転送と同時に行われる。この方式にはトランスポンダから送信されるデータが、リーダのからの周波数の一部分である低調波や、完全に独立している非調波周波数を含む。

しかしながら、両方の方式には共通の点がある。それはリーダからトランスポンダへのエネルギーの転送は連続的であり、データフローの方向とは独立していることである。他方、シーケンシャル・システム（SEQ）では、トランスポンダからリーダへのエネルギー転送は限られた間隔にしか起きない。（パルス・システム）トランスポンダからリーダへのデータ転送は、トランスポンダへの電力供給の間の停止時間に行われる。

不幸にも非接触型ID識別システム関連の文献では、各方式に対して、まだ統一的な命名がされていない。特に、全二重と半二重方式のシステムについて分類が混乱していて一貫性がない。パルス・システムはしばしば半二重システムに分類される - これはデータ転送の観点からは正しいのだが - そして、すべての非パルス・システムは全二重システムに分類される。しかし、本書では他のほとんどの非接触型ID識別システム関連の文献と異なり、このパルス・システムを他の方式と区別し、シーケンシャル・システム（SEQ）として分類する。

### 3.2.1 誘導結合

#### 3.2.1.1 受動型トランスポンダへの電力供給

誘導結合トランスポンダは電子データキャリア・デバイスとして一つのマイクロチップと、アンテナとして大面積のコイルを持つ。誘導結合トランスポンダはほとんどの場合、受動（パッシブ）型として稼動する。この意味はマイクロチップを稼動させるために必要な、すべてのエネルギーがリーダから供給されるということである。この目的により、リーダのアンテナコイルは強い高周波の電磁界を発生し、それはコイルとコイルの周りの領域を貫く。使用される周波数範囲の波長は、リーダアンテナとトランスポンダ間の距離より数倍長くなるので、（< 135 kHz: 2400m, 13.56 MHz: 22.1m）電磁場はトランスポンダとアンテナの距離によっては、単に交流磁界として扱われる。（より詳細については、4.2.1.1章の「近傍から遠方界の磁界変化」を参照）リーダのコイルから放出された磁界のあるわずかな部分が、離れているトランスポンダのアンテナを突き抜ける。電圧  $U_i$  がインダクタンスによってトランスポンダのアンテナコイルに発生する。この電圧は整流され、データキャリア・デバイス（マイクロチップ）の電力として供給される。キャパシタ  $C_r$  はリーダアンテナのコイルと並列に接続され、このキャパシタンスはアンテナコイルのインダクタンスとして働き、リーダの送信周波数と一致する共振周波

数を持つ並列共振回路を形成する。そして並列共振回路によって非常に高い電流がリーダのアンテナコイルに発生する。それは、遠隔にあるトランスポンダの稼動に必要な強さの磁界を、発生するために使われる。

トランスポンダのアンテナコイルとキャパシタの共振回路は、リーダの送信周波数に共振するように調節される。トランスポンダコイルの電圧 $U$ は並列共振回路によって、最大値となって到達する。

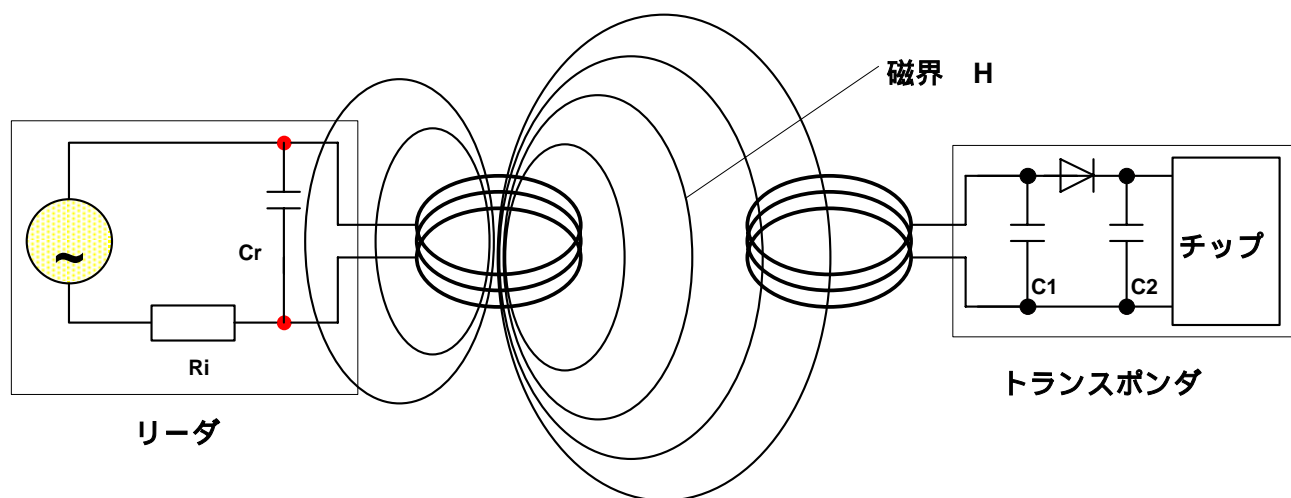


図3.12 リーダの発生する交番磁界のエネルギーによる誘導結合トランスポンダへの電力供給

2つのコイルの位置によって、電磁結合は変圧器として考えることができる。この場合、非常に弱い結合だけが2つの巻線コイルに存在する。リーダのアンテナコイルとトランスポンダ間の電力送信の効率は稼動周波数  $f$ 、巻線の数  $n$ 、トランスポンダコイルの面積  $A$ 、そして2つのコイルの相対角度、2つのコイルの距離に比例する。



図3.13 様々なタイプの誘導結合トランスポンダ。この写真のものは、半完成のトランスポンダで、プラスチックのハウジングに収められる前の状態である。(AmaTech GmbH & Co. KG 提供)



図3.14 稼働周波数 135 kHz のアンテナと統合された誘導結合トランスポンダ(easy-key System, micron 提供)

周波数  $f$  が増加するとトランスポンダに必要とされるコイルインダクタンスと巻線数  $n$  は減少する。(135 kHz の場合、一般的に100 ~ 1000 回巻, 13.56 MHz の場合、一般的に3 ~ 10 回巻)トランスポンダに誘起される電圧は周波数  $f$  に比例する。(4章「非接触型ID識別システムの物理学的基礎」を参照)巻線数の減少は、高い周波数での電力送信の効率には影響を及ぼさない。

誘導結合システムはあまり効率的ではないため、低電流回路の稼働に適している。例えば、極端に低い電流しか消費しないリードオンリ・トランスポンダの場合には、1m以上の通信距離で使用することができる。書き込み機能と複雑なセキュリティ・アルゴリズムを持つトランスポンダに関してはその大きな電力消費のため、平均的な通信距離は15cmで、いくつかのものは80cm位まで交信可能となる。

表3.4: 様々なタイプの非接触ASICブロックの電力消費。マイクロチップの稼働に必要な最低電圧は、1.8Vで、最大電圧は10Vである。

	メモリ/バイト	通信距離	電力消費	周波数	アプリケーション
ASIC#1	6	15 cm	10 $\mu$ A	120 kHz	動物の個体識別
ASIC#2	32	13 cm	600 $\mu$ A	120 kHz	物流、アクセス管理
ASIC#3	256	2 cm	6 mA	128 kHz	公共輸送
ASIC#4	256	0.5 cm	< 1 mA	4 MHz*)	物流、公共輸送
ASIC#5	256	< 2 cm	~ 1 mA	4/13.56 MHz	物流
ASIC#6	256	100 cm	500 $\mu$ A	125 kHz	アクセス管理
ASIC#7	2048	0,3 cm	< 10 mA	4.91 MHz*)	非接触型 I C カード
ASIC#8	1024	10 cm	~ 1 mA	13.56 MHz	公共輸送
ASIC#9	8	100 cm	< 1 mA	125 kHz	物流
ASIC#10	128	100 cm	< 1 mA	125 kHz	アクセス管理

\*) 密着結合システム

### 3.2.1.2. トランスポンダからリーダへのデータ転送

#### 負荷変調

上述のように、誘導結合システムはリーダ側の第一のコイルとトランスポンダ側の第二のコイルの間の電磁結合をベースとしている。

コイル間の距離が 0.16  $\lambda$  を超えない場合は、送信アンテナとコイルは近接しているといえる。(近接と近傍の詳細な定義については、4章の「非接触型 ID 識別システムの物理学的基礎」を参照)

もし共振トランスポンダがリーダアンテナの交流磁界の中に存在すると、(ただし、トランスポンダの自己共振周波数が、リーダの送信周波数に一致する場合)トランスポンダはこの磁界よりエネルギーを得る。そして、この電力消費がリーダの内部抵抗  $R_i$  の電圧の減少として計測される。

### 副搬送波の変調のための回路の例

リーダアンテナとトランスポンダアンテナ間の結合が弱い場合、有効な信号として認識されるリーダアンテナの電圧変化の大きさは、リーダの出力電圧よりかなり小さくなる。実際には、13.56MHz のシステムでは、およそ 100V の電圧がアンテナに与えられた場合(電圧は共振によって増大する)は、有効な信号はおよそ 10mV 程度になると想定される。このわずかな電圧の変化を検出するためには、必要な非常に複雑な回路が必要となり、アンテナ電圧の振幅変調によって作り出されるサイドバンド変調が使用される。

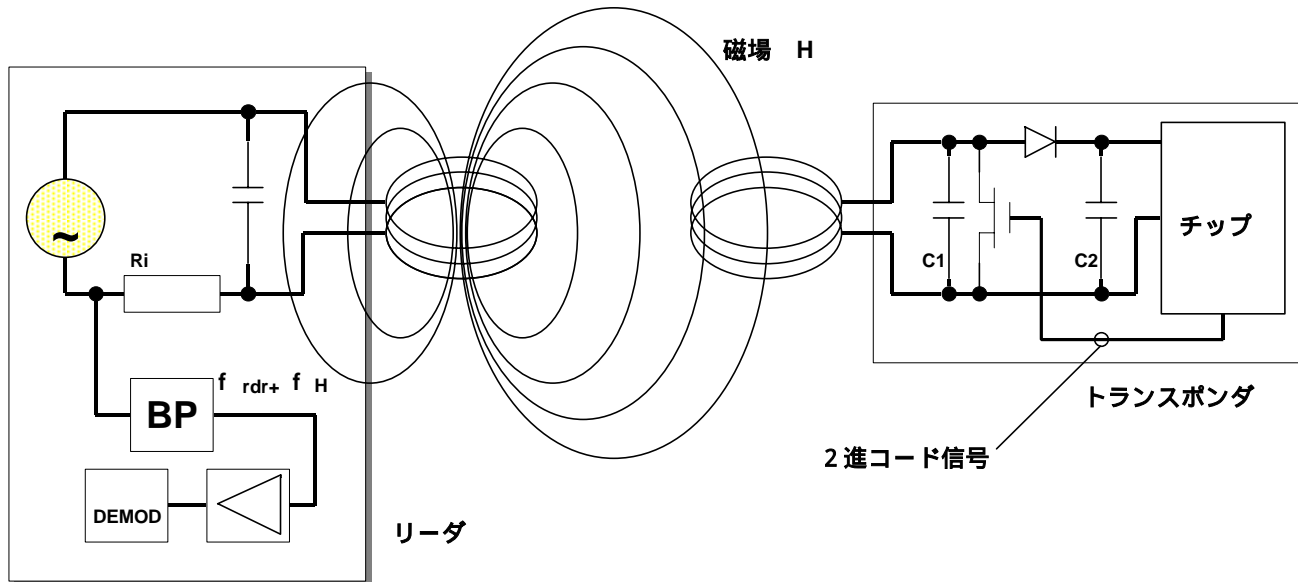


図3.15 チップのFETのスイッチングによるトランスポンダでの負荷変調の発生。図のリーダは副搬送波の検出用である。

トランスポンダの負荷抵抗が非常に高い基本周波数  $f_s$  でオンとオフに切り替えられると、リーダの送信周波数  $f_{\text{READER}}$  の  $\pm f_s$  の範囲で2つの値が作られ、簡単に判別可能となる。(しかしながら  $f_s$  は  $f_{\text{READER}}$  より小さくなければならない。) 無線工学の技術用語では、この新しい素周波数のことを副搬送波と呼んでいる。データ転送はデータフローを含む副搬送波のASK、FSK もしくは、PSK 変調によって行われる。これは副搬送波が振幅変調 (AM) されることをあらわしている。

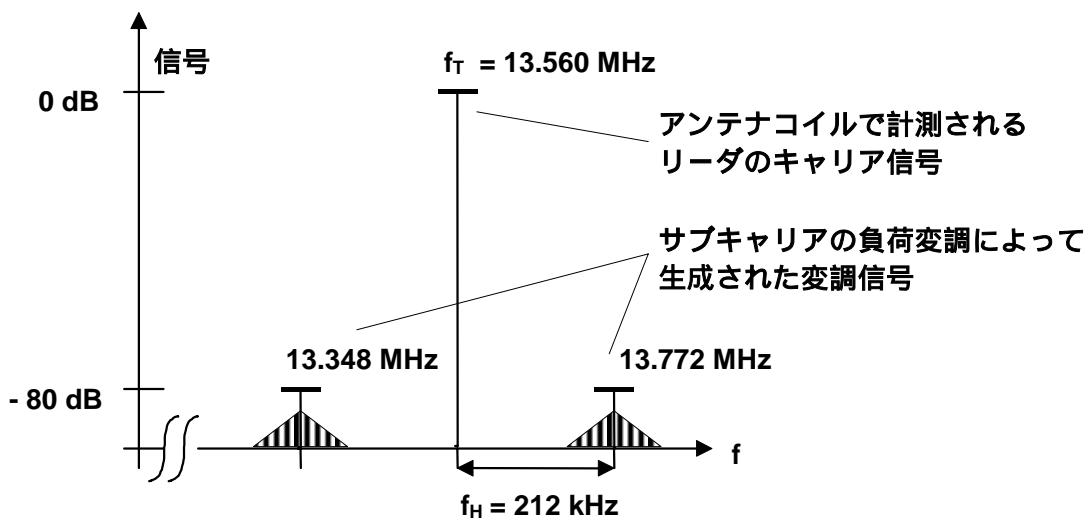


図3.16: 負荷変調はリーダの送信周波数  $f_s$  (副搬送波周波数) で、2つのサイドバンドを作る。実際の情報はこの2つのサブキャリアを変調することによって運ばれる。

副搬送波の変調ではリーダアンテナに稼働周波数  $f_{\text{READER}}$  の上下に副搬送波の周波数で、2つの変調のサイドバンド（側波帯）が作り出される。これらの変調の側波帯は帯域フィルタにより、リーダの非常に強い信号とは異なった、 $f_{\text{READER}} \pm f_s$  の周波数となる。副搬送波の信号は一度増幅されると非常に復調しやすい。

副搬送波の送信には大きなバンド幅が必要となるので、この方式は、6.78 MHz、13.56 MHz、そして27.125MHz が許可されているISM周波数範囲のみで使用される。（5章の「周波数帯域と電波法規」を参照のこと）

### 副搬送波の変調のための回路の例

図 3.17 は、副搬送波の変調を用いたトランスポンダのための回路の例を表している。回路は稼働周波数 13.56MHz 用に設計されており、212kHz の副搬送波を発生する。

リーダの交流磁界によってアンテナコイル L1 に誘起される電圧は、ブリッジ整流器 (D1 - D4) を使用して整流される。そして、その後平滑され回路への供給電力として使用される。平行調整器 (ZD 5V6) はトランスポンダがリーダアンテナに接近するとき、供給電圧が制御不能になるほどに増加することを防ぐ。

高周波数のアンテナの電圧 (13.56MHz) は保護抵抗器 (R1) を経由して、周波数分割のタイミングインプットまで到達する。そして、トランスポンダに内部クロック信号の発生源を与える。2の6乗 (= 64) で分割された後、212kHzの副搬送波のクロック信号はQ7で使用される。データ入力 (DATA) で、シリアルデータフローによって制御される副搬送波のクロック信号が、スイッチ (T1) を通過する。データ入力 (DATA) に論理的に「HIGH」の信号が存在する場合は、副搬送波のクロック信号はスイッチ (T1) を通過する。負荷抵抗 (R2) は副搬送波によってオンオフに切り替えられる。

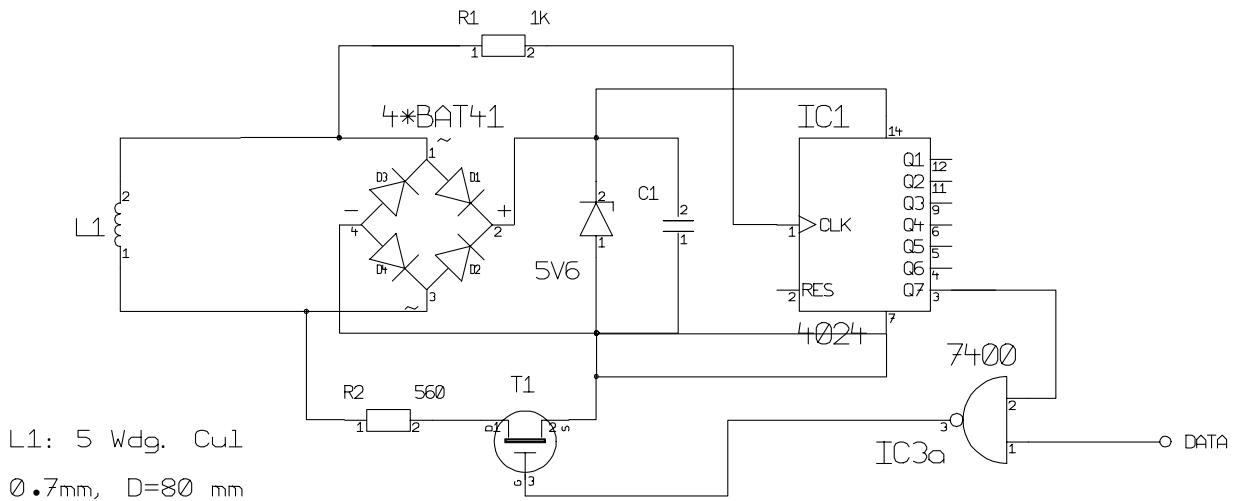


図3.17：誘導結合トランスポンダで、副搬送波の負荷変調を発生する回路の例

図の回路では、トランスポンダの共振回路が13.56MHzで共振するように、コンデンサがコイルL1に並列に接続されている。

### 低調波方式 (Subharmonic)

周波数  $f_A$  で定義される正弦波電圧 A の低調波を正弦波電圧 B とすると、その周波数  $f_B$  は周波数  $f_A$  の整数分の1となる。したがって、周波数  $f_A$  の低調波は  $f_A / 2$ 、 $f_A / 3$ 、 $f_A / 4$  ... となる。

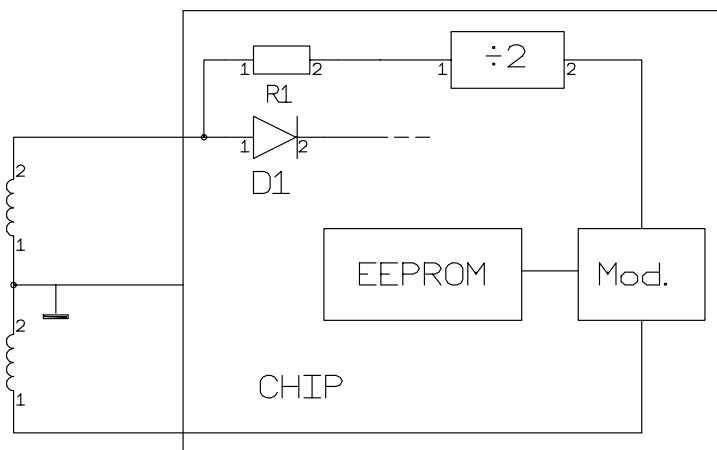


図3.18：低調波周波数のトランスポンダの基本回路。受信したクロック信号は2つに分割され、データは変調され、タップ経由でトランスポンダコイルに供給される。

低調波方式では第二の低調波  $f_B$  は通常元の値の  $1/2$  となるが、デジタル分割によってリーダの送信周波数  $f_A$  を2つ分けることで作られる。バイナリ分割の出力信号  $f_B$  は、トランスポンダからのデータストリームで変調される。変調された信号は出力ドライバを経てトランスポンダのアンテナに供給される。

低調波システムの一般的な稼働周波数のひとつは  $128\text{kHz}$  である。この場合のトランスポンダの応答周波数は  $64\text{kHz}$  となる。このトランスポンダのアンテナはコイルとタップから構成され、一方の端から電力供給が行われる。トランスポンダの返答信号はコイルの2番目の接点に送り込まれる。

## 3.2.2 電磁後方拡散結合

### 3.2.2.1 トランスポンダへの電力供給

リーダとトランスポンダの間隔が  $1\text{m}$  より長い非接触型ID識別システムは遠距離型のシステムと呼ばれる。ヨーロッパではこれらのシステムは  $433\text{MHz}$  と  $5.6\text{GHz}$  の間の周波数で稼働する。ヨーロッパ以外（オーストラリアや北アメリカ）では、 $47\text{MHz}$  または  $158\text{MHz}$  のどちらかで稼働するシステムとなる。

これらの周波数範囲のうちの短い波長では、 $135\text{MHz}$  以上、および  $13.56\text{MHz}$  の周波数を使用した場合より、設置するアンテナの大きさが小さく、効率的なものとなる。

リーダからトランスポンダへの電力転送の効率、遠距離電磁界の減衰を計算することによって見積もられる。例えば、送信機と受信アンテナの間に  $10\text{m}$  の距離があった場合、 $2.45\text{GHz}$  の稼働周波数ではおよそ  $60\text{dB}$  の減衰が発生する。もし、トランスポンダにおける単純な読み取り操作を行うためのマイクロチップの消費電力が  $10\mu\text{W}$  と仮定すると、（同機能の誘導結合トランスポンダの消費電力と比較して） $10\text{W} (= 10\mu\text{W} + 60\text{dB})$  の電力がリーダからマイクロ・プロセッサに放出されなければいけない[sickert]。

しかしながら、不幸にもヨーロッパの法定基準では、有効放射電力が最大  $25\text{mW}$  までの送信のみしか許可されていない。これでは、マイクロチップの稼働に必要なエネルギーを十分に供給することができない。それゆえに、マイクロ波システムではデータキャリアに電力供給をするための専用バッテリーを装備している。このバッテリーが不必要に浪費されることを防ぐために、一般的にマイクロチップは電力消費を押さえるための「パワーダウン」または「スタンバイ」モードを持っている。「パワーダウン」モードでのチップの電力消費は数  $\mu\text{A}$  以下である。

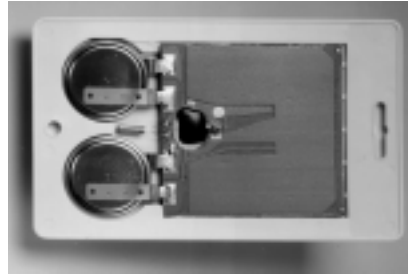


図3.19：周波数 2.45 GHzで稼動する能動トランスポンダ。データ転送のためのエネルギー源として、2つのリチウム電池を持つ。トランスポンダは、U型のマイクロ波アンテナを持つ。(Pepperl & Fuchs 提供)

トランスポンダがリーダの交信範囲外に移動すると、自動的にチップは省電力モードである「パワーダウン」に切り替わる。チップはリーダからの十分に強い信号を受信して、通常モードに切り替わるまでは再活動化しない。

### 3.2.2.2 リーダへのデータ転送

#### 変調反射クロスセクション (断面)

レーダー工学の分野では電磁波は物体によって、その半分の波長で反射されることが知られている。電磁波が物体によって反射される際の効率、その反射断面積によって決定される。物体が送信された電波によって共振状態にあり、適切な周波数のアンテナを持つ場合、かなり大きな反射断面積を持つことになる。

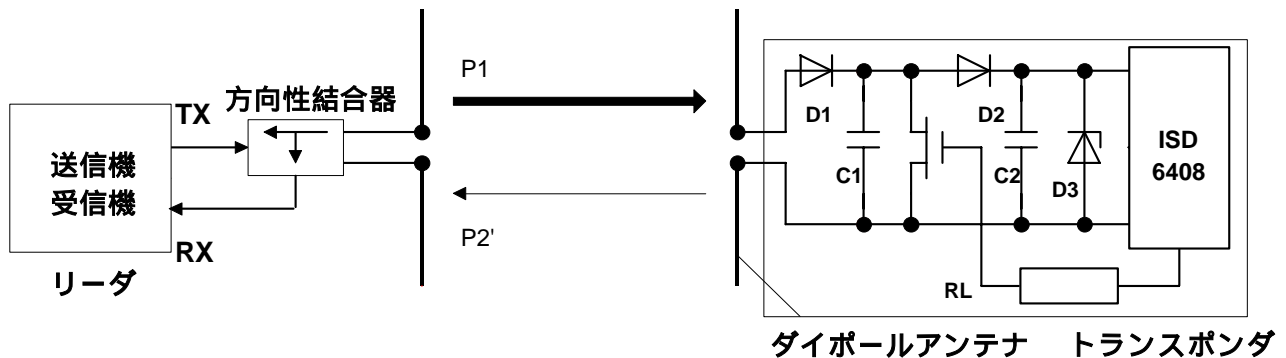


図3.20：後方拡散トランスポンダの稼動原理。チップとインピーダンスはチップのFETをスイッチングすることによって、変調される。[isd]

電力 $P_1$ がリーダアンテナから放出され、その一部分のみがトランスポンダに到達する。(自由空間減衰)電力 $P_1$ は短波電圧としてアンテナに供給され、その後ダイオード $D_1$ と $D_2$ によって整流され、省電力用の「パワーダウン」モードを有効、無効にするための電圧として使用される。ここでは、ダイオードにはしきい電圧が特に低い、低障壁ショットキーダイオードが使用される。得られた電圧は短時間の電力源として供給することも可能である。

取得された電力 $P_1'$ の一部はアンテナによって反射され、電力 $P_2$ として返される。アンテナの反射の特性(反射断面積)はアンテナに接続されている電荷の変化に影響を受ける。トランスポンダからリーダへのデータ転送のために、アンテナと並行に接続されている負荷抵抗 $R_L$ が、送信されるデータストリームに応じて、オンオフに切り替えられる。これにより、トランスポンダから反射された電力 $P_2$ の振幅が変調される。(変調後方拡散)

トランスポンダから反射された電力 $P_2$ は自由空間に放射される。このうちのわずかな部分(自由空間減衰)がリーダアンテナによって受信される。受信された信号はリーダのアンテナを逆方向に通る。そして、方向性結合器を使って減結合され、リーダの受信入力に送られる。このとき、送信機からの順方向の送信信号は、受信信号より10倍ほど強く、方向性結合器により抑制されることはない。

リーダによって送信される電力とトランスポンダから戻ってくる電力との比 ( $P_1/P_2$ ) はレーダー方程式によって推定することができる。(例については、第4章「非接触型ID識別システムの物理学的基礎」を参照)

### 3.2.3 密着型

#### 3.2.3.1 トランスポンダへの電力供給

密着型システムは0.1cmから最大1cmの範囲の通信が可能ないように設計されている。したがって、稼動時にはトランスポンダはリーダに挿入されるか、所定の場所に置かれることになる。(タッチ&ゴー方式と呼ばれる。)

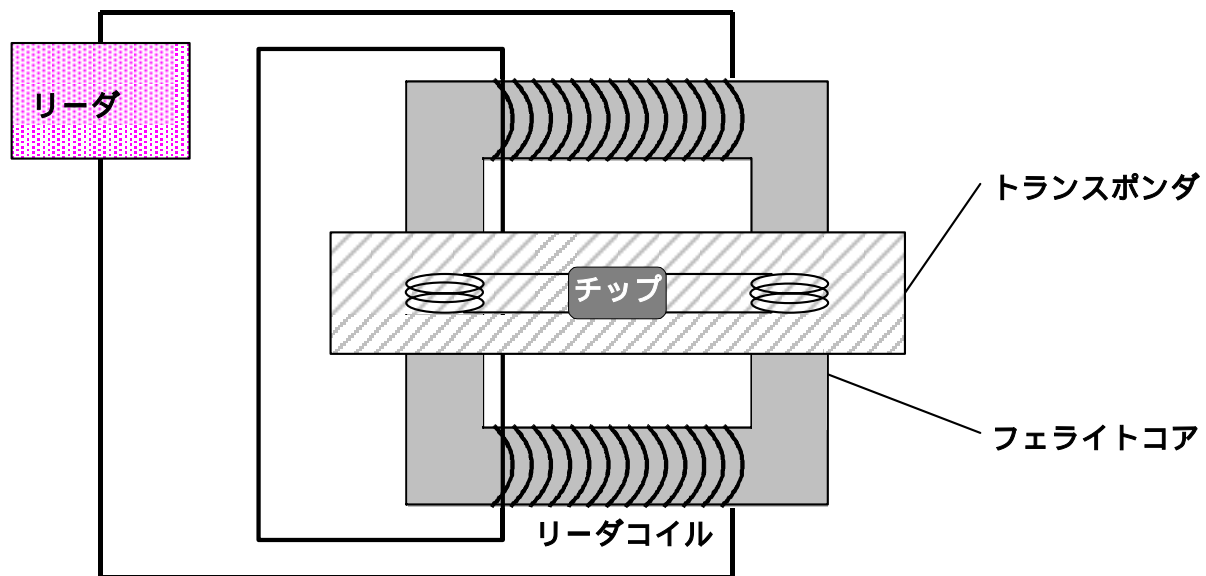


図3.21：リーダの磁気結合コイルへの密着型トランスポンダの挿入

トランスポンダをリーダに挿入する、もしくは、トランスポンダをリーダに置くと、トランスポンダのコイルをリング型、またはU型コアのエアギャップに正確に位置させることができる。トランスポンダのコイルとリーダのコイルの物理的配置は変圧器と同じである。リーダは変圧器の第1の巻線コイル、トランスポンダは変圧器の第2の巻線コイルの役割を果たす。第1の巻線コイルの高周波交流が、装置のコアとエアギャップに高周波磁界を発生し、トランスポンダコイルに電力が発生する。そして、この電力は整流され、チップへの供給電力として使用される。

トランスポンダコイルに誘起される電圧  $U$  は発生電流の周波数  $f$  に比例するので、電力転送のために選択される周波数は可能な限り高くあるべきである。実際、1-10MHzの電流が使用される。変圧器のコアでの損失を低く抑えるために、この周波数に適したフェライト材がコアとして使われなければならない。

誘導結合やマイクロ波システムと比較して、リーダからトランスポンダへの電力転送の効率が非常によいため、密着型システムは電力消費が高いチップの稼動に非常に適している。これには稼動に約10mWの電力を必要とするマイクロプロセッサも含まれる。この理由により、市場における密着型のチップカードは、ほとんどマイクロプロセッサを含んだものとなっている[sickert]。

非接触密着型チップカードの機械的および電氣的な特性は、その標準規格である ISO 10536 で定義されている。その他の稼動特性については、任意に決定される。



### 3.2.3.2 トランスポンダからリーダーへのデータ転送

#### 電磁結合

密着型システムではトランスポンダからリーダーへの磁気結合のデータ転送に、副搬送波の負荷変調が使用される。密着型 IC カードの副搬送波の周波数と変調については、ISO 10536 に定義されている。

#### 静電結合

密着型システムではリーダーとトランスポンダ間の距離が短いために、データ転送には静電結合が用いられる場合もある。結合面がもう一方と分離されている平板コンデンサのように、トランスポンダがリーダーに挿入された場合には、トランスポンダとリーダーの結合面もお互いが正確に並行になる。

この方式は密着型 IC カードにも使用されている。これらのカードの機械的および電気的特性について ISO 10536 で定義されている。

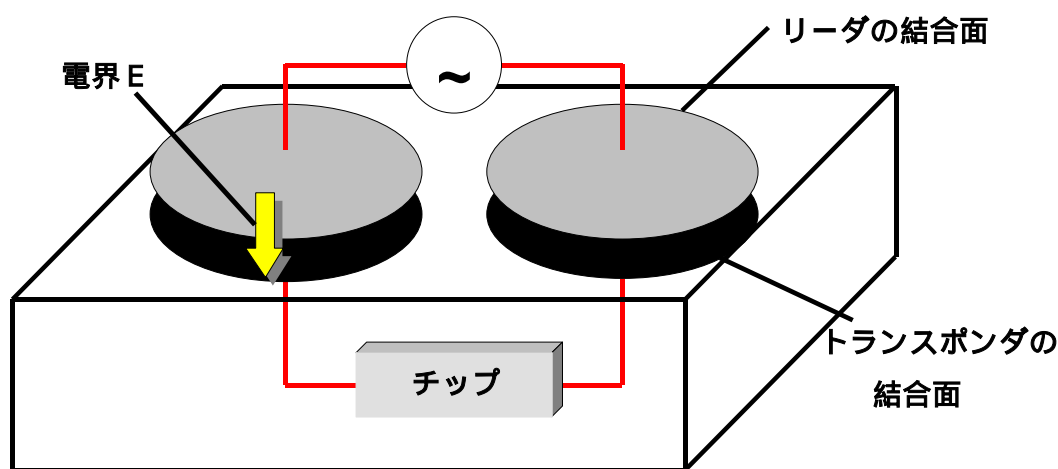


図3.22：密着型システムにおける静電結合は、並行した金属面のわずかな距離の間に発生する。

### 3.2.4 リーダからトランスポンダへのデータ転送

全二重、および半二重システムにおいて、リーダーからトランスポンダへのデータ転送については、稼働周波数や結合方式には関係なく、デジタル変調方式が用いられる。

基本的には以下の3つの方式がある。

- ASK：振幅シフトキーイング
- FSK：周波数シフトキーイング
- PSK：位相シフトキーイング

復調の簡易さから、ほとんどのシステムでASK変調が使用される。

## 3.3 シーケンシャル方式

リーダーからデータキャリアへのデータと電力の送信が、トランスポンダからリーダーへのデータ送信と交互に行われる場合、シーケンシャル方式 (SEQ) と呼ばれる。

SEQと他のシステムとの特性の相違については、既に「全二重と半二重方式」の章で述べられている。

### 3.3.1 誘導結合

#### 3.3.3.1 トランスポンダへの電力供給

誘導結合が用いられるシーケンシャル方式のシステムでは、ほとんどの場合、135kHz 以下の周波数が使用される。変圧器型の結合方式はリーダコイルとトランスポンダコイルの間で形成される。リーダの交流磁界の影響によってトランスポンダコイルに発生した誘起電圧は、整流され、供給電力として使用される。

データ転送の効率化を実現するために、トランスポンダの周波数はリーダの周波数と完全に一致していなければならない。そして、トランスポンダコイルの品質は、正確に調節できる必要がある。そのため、トランスポンダはオンボードのトリムコンデンサを持ち、共振周波数の製造誤差を補正する。

しかしながら、全二重や半二重方式と異なり、シーケンシャル方式ではリーダの送信機は常には稼働しているわけではない。そこで、送信過程において

送信機から送信されたエネルギーは、電力保持のために用意された充電用コンデンサに充電される。

充電中はトランスポンダチップはスタンバイモードか省電力モードに切り替わる。そして、受け取ったほとんどのエネルギーが充電用コンデンサの充電に使われる。その後、ある一定の充電時間の後で、リーダの送信機はオフに切り替わる。

トランスポンダに蓄えられたエネルギーはリーダへの応答に使用される。充電用コンデンサのキャパシタンスは稼働に必要な電圧とチップの電力消費量から算出される。

$$C = \frac{Q}{U} = \frac{I \cdot t}{[V_{\max} - V_{\min}]}$$

[3.1]

$V_{\max}, V_{\min}$	稼働電圧の上限と下限の極限值
$I$	稼働中のチップの電力消費
$t$	トランスポンダからリーダへのデータ転送に必要とされる時間

例えば、パラメータが $I = 5 \mu A$ 、 $t = 20ms$ 、 $V_{\max} = 4.5V$ 、そして $V_{\min} = 3.5V$  の場合、充電用電圧のキャパシタは $C = 100nF$ となる[schurman-93]。

#### 3.3.1.2 全二重 / 半二重システムと SEQ システムとの比較

図 3.23 は全二重 / 半二重 (FDX/HDX) システムと SEQ システムの違いを表している。全二重システムにおいては、リーダからトランスポンダへの電力供給は相方向のデータ転送と同時に行われるので、チップは常に稼働状態となる。送信されたエネルギーを最大限に使用するために、電力源であるトランスポンダアンテナと電力消費先であるチップの間の電力整合 (= Power Matching) が不可欠となる。しかしながら、完全な電力整合が用いられた場合でも、元の電圧 (コイルの開放電圧) の半分のみしか使用できない。利用可能な稼働電圧を増加させるための唯一の手段は、チップのインピーダンス (= 負荷抵抗) を増加させることであるが、それは同時に電力消費を減少させることと同じである。

それゆえに、全二重システムの設計は常に電力整合 ( $U_{\text{chip}} = 1/U_0$  における最大電力消費  $P_{\text{chip}}$ ) と電圧整合 (最大電圧  $U_{\text{chip}} = 1/U_0$  における最低消費電力  $P_{\text{chip}}$ ) の間での折衷となる。

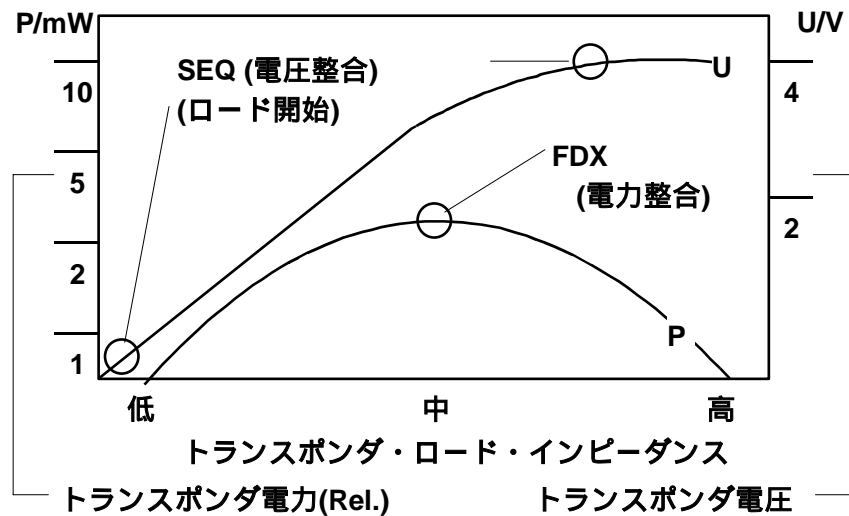


図3.23：FDX/HDXシステムとSEQシステムにおけるトランスポンダの誘起電圧の比較

シーケンシャル・システムでは、スタンバイまたは省電力モードにおけるチップの充電過程は、全二重システムと全く異なる。というのは、チップがほとんど電力を消費しないからである。

充電用コンデンサは充電過程の開始時に完全に放電される。それゆえに、電圧源に対して、非常に低いオーム負荷が与えられる。(図 3.23：荷電開始)この状態では、充電用コンデンサに流れる電流の最大量は、電圧に反して 0 に近づいてゆく。(電流整合)コンデンサが充電されるにつれて、充電電流は指数関数的に減少を開始する。そして、コンデンサが完全に充電されるとゼロになる。充電されたコンデンサの状態は、トランスポンダコイルでの電圧整合と一致する。

これにより、全二重 / 半二重システムと比較して、チップへの電力供給に次の利点を実現している。

- ・ チップの稼動には、トランスポンダコイルのすべての電圧を利用することができる。したがって、利用可能な稼動電圧は、全二重 / 半二重システムと比較すると 2 倍程になる。
- ・ チップで利用可能なエネルギーは充電用コンデンサの容量、および充電時間だけに依存する。理論上、両方の値に必要な大きさを与えることが可能である。全二重 / 半二重システムでは、チップの電力の最大消費量は電力整合点 (すなわちコイルの形状と磁場の強さ  $H$  によって) によって決定される。

### 3.3.1.3 トランスポンダからリーダーへのデータ送信

シーケンシャル・システムにおいて、読み込みサイクルは充電段階と読み込み段階の2段階で構成される。

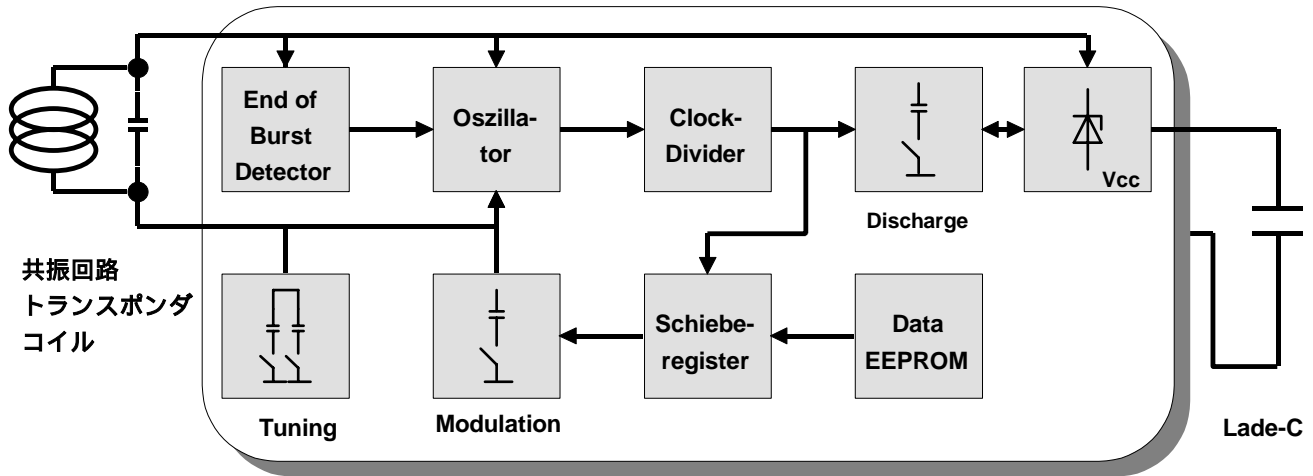


図3.24：テキサス・インスツルメンツ社TIRISシステム、誘導結合を使ったシーケンシャル・トランスポンダのブロック・ダイアグラム

充電段階の完了はトランスポンダ・コイルの電圧の変化を検出する”バーストの終了検出の終了”によって検出され、そして、リーダのスイッチが切られる。充電段階の終わりにはチップ上の発振器(トランスポンダ・コイルが形成する共振回路によって、固有の周波数を持つ)が活動化される。トランスポンダ・コイルによって弱い交流磁場が発生し、そしてこれがリーダによって受信される。これにより、シーケンシャルシステムを使用する場合、全二重/半二重システムと比較して、一般的に 24dB の信号干渉が改善され、そして交信可能範囲に好影響が与えられる。

トランスポンダの送信周波数は、トランスポンダ・コイルの共振周波数に一致する。そしてそれは、リーダが発生する送信周波数と一致するように調節される。

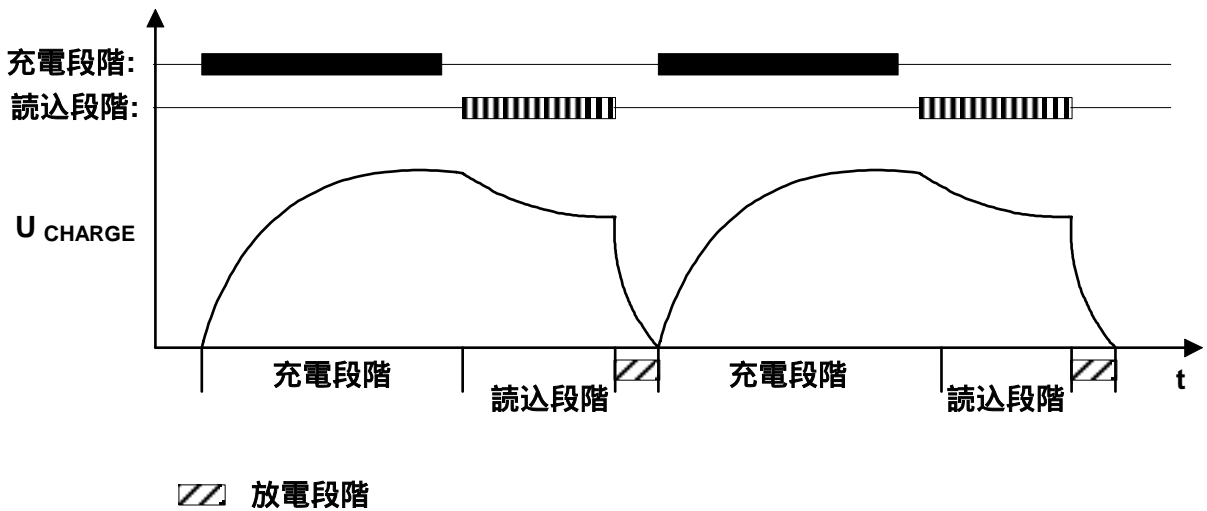


図3.24：稼動中の誘導結合SEQトランスポンダの充電用キャパシタの電圧変化

電力供給がない場合でも発生した短波信号の変調を可能にするために、データが流れる共振回路と並列に変調用コンデンサが接続される。したがって、周波数シフトキーイングは、結果的に 2 つの周波数シフトキーイング変調を発生させることとなる。

すべてのデータが送信された後には放電モードに切り替わり、充電用コンデンサが完全に放電される。これによって、次の充電サイクルの開始時におけるパワーオンリセットが保証される。

### 3.3.2 表面弾性波トランスポンダ

表面弾性波素子 (SAW デバイス) は圧電効果と低い速度の弾性波 (= 音波) の表面分散を基礎としている。(イオン) 結晶がある方向にひずみを生じた場合、表面電荷が結晶に電圧の上昇を発生させる。(例: 圧電ライタ) 反対に結晶の表面電荷を変化させると、結晶格子に歪みを生じさせる。(例: 圧電ブザー) 表面弾性波デバイスは、通常 ISM 帯の 2.45GHz のマイクロ波周波数で稼動する。

電気音響音波変換器 (くし型変換器) および反射電極は、圧電基盤上に平面に電極構造を使用して作成される。この方式で通常、使用される基盤はニオブ酸リチウム、あるいはタンタル酸リチウムである。電極構造は写真印刷方式によって作成され、それは、集積回路の製造のために使用される方式に類似している。

図 3.26 は表面弾性波トランスポンダの基本的構造を図示している。指型の電極構造 - くし型変換器 - は、細長い圧電基盤の終端に配置される。そして、稼動周波数に適合するダイポールアンテナが、そのバス線に取付けられる。くし型変換器は電気信号と表面弾性波を変換するために使用される。

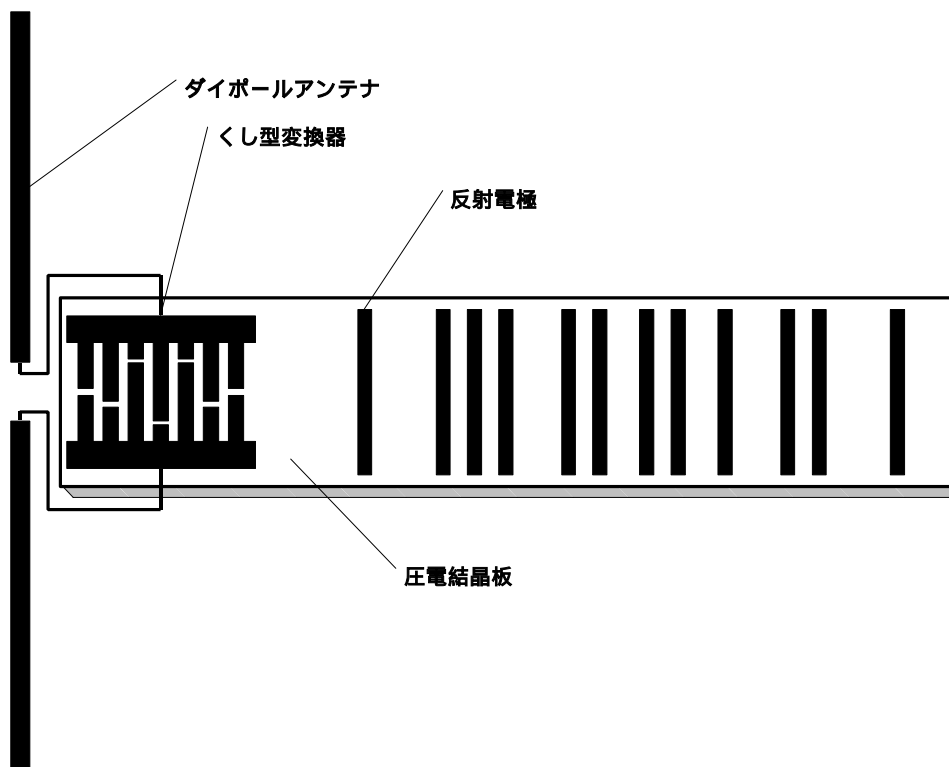


図3.25：表面弾性波トランスポンダの基本構造。くし型変換器と反射電極が圧電結晶板上に配置される。

バス線に加えられた電氣的な振動は、基板の表面に構造的な歪みを発生させ、(くし型) 電極の間に圧電効果を生じさせる。そして、表面波の形で両方向に拡散する。通常の基板では拡散スピードは 3000 から 4000m/s の間となる。同時に変換器に入った表面波は、圧電効果のためにくし型変換器のバス線に電氣的な信号を発生させる。

個々の電極は表面波トランスポンダの長い方向に配置される。電極は反射板の役割をして、入力表面波のわずかな割合を反射する。この電極は通常アルミニウムで作られているが、まれにエッチングで作られることもある[meike]。リーダによって生成される高周波の走査パルスは、ダイポールアンテナを経由してくし型変換器に入力され、基板の横方向に伝播する。表面波の周波数は、走査パルスの搬送周波数 (例えば、2.45GHz) と一致する。

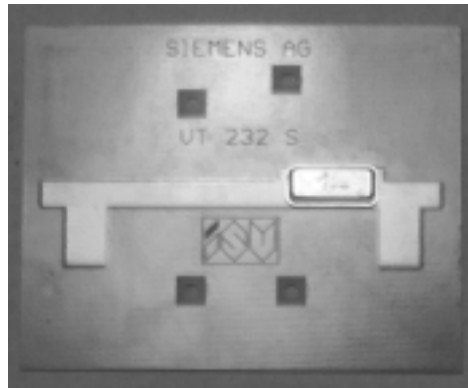


図3.27 : 2.45GHzで稼動する表面弾性波トランスポンダ。アンテナとマイクロチップを持つ。(Siemens提供)

表面波は、基板上に配置されているそれぞれの反射電極で反射され、残りの表面波が基板の終端まで伝播して吸収される。

反射された表面波の一部は逆行して、くし型変換器に戻る。そしてそこで高周波のパルス・シーケンスに変換されてダイポールアンテナによって放射される。このパルス・シーケンスがリーダによって受信される。受信されるパルスの数は基板上の反射電極の数と一致する。同様に個々のパルスの間隔は基板上の反射電極間の距離に比例する。そこで、この反射電極の配置をずらすことによって、二進数を表すことができる。

基板上では表面波の伝播スピードが遅いため、走査パルスの送信後、受信されるまでには最低でも約1.5ミリ秒ほどかかる。そして、このパルスの応答までの時間がそのシステムの性能を決めることになる。

周囲の金属による走査パルスの反射は、リーダのアンテナへ高速に戻ってくる。リーダとの距離が 100m ある場合でも、反射による応答時間は 0.6m 秒程である。(リーダへの送信と受信を合わせた時間。そして、信号は 160dB 以上のとき)したがって、トランスポンダの信号が 1.5m 秒で戻ってきた場合は、リーダの周囲からのすべての反射は終わっていて、パルス・シーケンスにエラーは発生しない[dziggel]。

表面波トランスポンダのデータ保持容量とデータ転送速度は、基板の大きさと基板上の反射電極間の理論的な最小距離に依存する。実際、16~32bit が 500kbit/s のデータ転送速度で転送される[sofis]。

表面波システムの周波数は、主に走査パルスの送信出力に依存する。そして4章のレーダー式を使って見積もられる。ちなみに、2.45GHzのISM周波帯における許可された送信出力では、1~2mの交信距離が期待される。