

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公表特許公報(A)

(11) 特許出願公表番号

特表2004-534558  
(P2004-534558A)

(43) 公表日 平成16年11月18日(2004.11.18)

(51) Int. Cl.<sup>7</sup> F I テーマコード (参考)  
**A 6 1 N 1/36** A 6 1 N 1/36 4 C O 5 3  
**A 6 1 B 5/00** A 6 1 B 5/00 1 O 2 C

審査請求 未請求 予備審査請求 有 (全 62 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2002-549127 (P2002-549127)</p> <p>(86) (22) 出願日 平成13年11月8日 (2001.11.8)</p> <p>(85) 翻訳文提出日 平成15年6月9日 (2003.6.9)</p> <p>(86) 国際出願番号 PCT/US2001/046493</p> <p>(87) 国際公開番号 W02002/047545</p> <p>(87) 国際公開日 平成14年6月20日 (2002.6.20)</p> <p>(31) 優先権主張番号 09/736, 625</p> <p>(32) 優先日 平成12年12月14日 (2000.12.14)</p> <p>(33) 優先権主張国 米国 (US)</p> <p>(81) 指定国 EP (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, TR), CA, JP</p>	<p>(71) 出願人 591007804                  メドトロニック・インコーポレーテッド                  アメリカ合衆国ミネソタ州55432, ミネアポリス, メドトロニック・パークウェイ 710</p> <p>(74) 代理人 100089705                  弁理士 社本 一夫</p> <p>(74) 代理人 100076691                  弁理士 増井 忠式</p> <p>(74) 代理人 100075270                  弁理士 小林 泰</p> <p>(74) 代理人 100080137                  弁理士 千葉 昭男</p> <p>(74) 代理人 100096013                  弁理士 富田 博行</p>
--	--

最終頁に続く

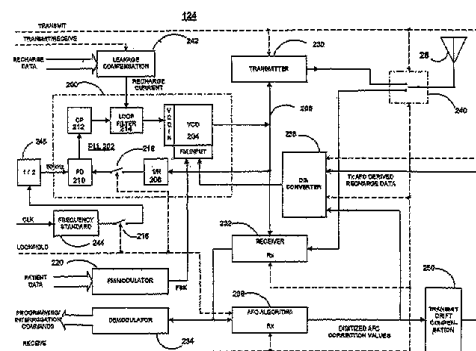
(54) 【発明の名称】 埋め込み可能な医療デバイス

(57) 【要約】

【課題】 遠隔測定セッション中にIMD電池エネルギーを節約し、患者から離れた外部プログラマとの間で必要とされるデータ送信レートの提供に必要な高いRF搬送波周波数を発生し、精度、安定性および患者の安全性のために規制当局が規定する標準を満たす埋め込み可能な医療デバイスを提供する。

【解決手段】 IMDの周波数シンセサイザはPLL LOCKモードで機能する。VCO周波数は、PLLおよびエネルギー節約HOLDモードで支配される。PLLはVCOの制御電圧を結合して、遠隔測定送信の初期LOCK期間中、周波数制御電圧を生成する。搬送波周波数は患者データのアップリンク送信中に変調される。AFCアルゴリズムは、受信された一定の搬送波周波数とVCOが発生したドリフトする搬送波周波数の周波数の差から周波数補正値を導出し、この補正値はVCO FM入力に印加される。再充電電流は容量性ループフィルタに印加される。

【選択図】 図3



## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

患者の体の中に埋め込まれて、治療送出および監視機能の少なくともいずれかを提供している、電池駆動式の埋め込み可能医療デバイス（IMD）であり、所定のアップリンク遠隔測定送信期間中に埋め込み可能医療デバイスから該デバイスが生成した患者データをアップリンク遠隔測定送信し、所定のダウンリンク遠隔測定送信期間中にダウンリンク遠隔測定データをダウンリンク遠隔測定受信するための遠隔測定送受信機回路を備える埋め込み可能医療デバイス（IMD）であって、

電圧制御発振器（VCO）であって、印加される制御電圧に依存して、VCO出力でFM遠隔測定搬送波周波数を生成するためのVCO電圧入力、および患者データのアップリンク送信中に、前記電圧制御発振器が発生した搬送波周波数を変調するデータビット変調電圧を受信するVCO周波数変調（FM）入力を有する、電圧制御発振器（VCO）と、前記VCO出力の搬送波周波数を選択的に受信しているPLL入力を有し、前記VCO電圧制御入力に結合されている容量性ループフィルタ回路に制御電圧を供給するための位相同期ループ（PLL）回路と、

遠隔測定（テレメトリ）制御手段であって、アップリンクまたはダウンリンク遠隔測定送信の開始で動作して、前記アップリンク遠隔測定送信期間の初期LOCK期間中に、大きな電池エネルギー消費状態で、前記位相同期ループ回路および前記ループフィルタを有する前記電圧制御発振器を周波数シンセサイザとして動作させ、前記ループフィルタ回路が格納し、前記VCO電圧入力に印加される周波数同期制御電圧を生じさせ、それによって、前記電圧制御発振器が、周波数同期された搬送波信号を前記VCO出力で発生するようにする、遠隔測定制御手段と、

アップリンク遠隔測定送信期間の後続のHOLD期間中に、前記位相同期ループ回路を前記電圧制御発振器から選択的にデカップリングし、患者データを前記FM入力で与える手段と、

前記アップリンク遠隔測定送信期間の前記HOLD期間中に動作して、前記電圧制御発振器が発生した搬送波周波数を変調する周波数補正電圧を前記電圧制御発振器VCOのFM入力で生じて、前記電圧制御発振器が発生した搬送波周波数のドリフトを補償して、前記電圧制御発振器が発生した搬送波周波数を、患者データの信頼性のあるアップリンク遠隔測定送信を可能にする許容可能な周波数偏差の許容誤差内に維持するようにする、電圧保持手段と、

をさらに備える埋め込み可能医療デバイス。

## 【請求項 2】

前記容量性ループフィルタ回路電圧は、ループフィルタ・コンデンサが前記アップリンク遠隔測定送信期間の前記HOLD期間中に放電する時に、所定のレートで徐々に消失する傾向を持っており、前記ループフィルタ・コンデンサを再充電して、前記ループフィルタ・コンデンサの放電を相殺するようにする再充電手段をさらに備える請求項 1 に記載の埋め込み可能医療デバイス。

## 【請求項 3】

埋め込み可能医療デバイスを作製している間の前記容量性ループフィルタを試験している間に観察される漏れレートから導出される再充電電流値をIMDメモリに格納する手段をさらに備え、

前記再充電手段は、前記再充電電流値を前記IMDメモリから探索し、前記再充電電流値を使用して、ある再充電電流値を生成して、前記ループフィルタ・コンデンサに印加して、前記ループフィルタ・コンデンサを再充電するようにする請求項 2 に記載の埋め込み可能医療デバイス。

## 【請求項 4】

前記ダウンリンク遠隔測定送信期間のHOLD期間中、前記遠隔医療デバイスから受信された受信搬送波周波数信号と前記電圧制御発振器が発生した前記搬送波周波数の間の差に応答して、前記遠隔医療デバイスから受信した前記受信搬送波周波数信号と前記電圧制御

10

20

30

40

50

発振器が発生した前記搬送波周波数の間の差の関数として変化するAFC補正値を生じるようにする、自動周波数制御(AFC)手段と、

前記ダウンリンク遠隔測定送信期間の前記HOLD期間中、前記AFC補正値を周波数補正電圧に変換し、前記電圧制御発振器の前記FM入力に前記周波数補正電圧を印加して、前記電圧制御発振器が発生した搬送波周波数を、信頼性のあるダウンリンク遠隔測定データのダウンリンク遠隔測定受信を可能にする許容可能な周波数偏差の許容誤差内に維持するようにする、変換手段とをさらに備える請求項1に記載の埋め込み可能医療デバイス。

【請求項5】

前記容量性ループフィルタ回路電圧は、ループフィルタ・コンデンサが前記ダウンリンク遠隔測定送信期間の前記HOLD期間中に放電する時に、所定のレートで徐々に消失する傾向を持っており、前記ループフィルタ・コンデンサを再充電して、前記ループフィルタ・コンデンサの放電を相殺するようにする再充電手段をさらに備える請求項4に記載の埋め込み可能医療デバイス。

10

【請求項6】

埋め込み可能医療デバイスを作製している間の前記容量性ループフィルタを試験している間に観察される漏れレートから導出される再充電電流値をIMDメモリに格納する手段をさらに備え、

前記再充電手段は、前記再充電電流値を前記IMDメモリから探索し、前記再充電電流値を使用して、所定の再充電電流値を生成して、前記ループフィルタ・コンデンサに印加して、前記ループフィルタ・コンデンサを再充電するようにする請求項5に記載の埋め込み可能医療デバイス。

20

【請求項7】

前記電圧保持手段は、前記ダウンリンク遠隔測定送信期間の前記HOLD期間中に前記自動周波数制御手段が生じた前記AFC補正値に応答し、前記アップリンク遠隔測定送信期間の前記HOLD期間中に動作する手段であって、前記電圧制御発振器が発生した搬送波周波数のドリフトを補償するように、前記電圧制御発振器が発生した搬送波周波数を変調する周波数補正電圧を前記電圧制御発振器のFM入力で生じて、それによって、前記電圧制御発振器が発生した搬送波周波数を、患者データの信頼性のあるアップリンク遠隔測定送信を可能にする許容可能な周波数偏差の許容誤差内に維持する手段をさらに備える請求項6に記載の埋め込み可能医療デバイス。

30

【請求項8】

前記電圧保持手段は、前記ダウンリンク遠隔測定送信期間の前記HOLD期間中に前記自動周波数制御手段が生じた前記AFC補正値に応答し、前記アップリンク遠隔測定送信期間の前記HOLD期間中に動作する手段であって、前記電圧制御発振器が発生した搬送波周波数のドリフトを補償するように、前記電圧制御発振器が発生した搬送波周波数を変調する周波数補正電圧を前記電圧制御発振器のFM入力で生じて、それによって、前記電圧制御発振器が発生した搬送波周波数を、患者データの信頼性のあるアップリンク遠隔測定送信を可能にする許容可能な周波数偏差の許容誤差内に維持する手段をさらに備える請求項4に記載の埋め込み可能医療デバイス。

40

【請求項9】

患者の体の中に埋め込まれて、治療送出および監視機能の少なくともいずれかを提供するようにになっている、電池駆動式の埋め込み可能医療デバイス(IMD)において、所定のアップリンク遠隔測定送信期間中に前記埋め込み可能医療デバイスから該デバイスが生成した患者データをアップリンク遠隔測定送信すること、および所定のダウンリンク遠隔測定送信期間中にダウンリンク遠隔測定データをダウンリンク遠隔測定受信することを実現する方法であって、

前記埋め込み可能医療デバイス内に、送信機、受信機を備える送受信機と、電圧入力および周波数変調(FM)入力を有して前記電圧入力に印加された制御電圧および前記FM入力に印加されたFM入力信号に依存して、VCO出力でFM遠隔測定搬送波周波数を生成するようにする電圧制御発振器(VCO)と、前記VCO出力の搬送波周波数を選択的に

50

受信するようになっているPLL入力を有し、前記電圧制御発振器のVCO電圧入力に結合されている容量性ループフィルタ回路に制御電圧を供給するための位相同期ループ(PLL)回路とを設けるステップと、

アップリンク遠隔測定送信の開始により、前記アップリンク遠隔測定送信期間の初期LOCK期間中に、大きな電池エネルギー消費状態で、前記位相同期ループ回路および前記ループフィルタを有する前記電圧制御発振器を周波数シンセサイザとして動作させるステップであって、それによって、前記ループフィルタ回路が格納し、前記VCO電圧入力に印加される周波数同期制御電圧を生じさせ、前記電圧制御発振器が、前記送信機に印加される周波数同期された搬送波信号を前記VCO出力で発生するようにする、周波数シンセサイザとして動作させるステップと、

10

前記アップリンク遠隔測定送信期間のHOLD期間中に、前記位相同期ループ回路を前記電圧制御発振器からデカップリングさせ、患者データを前記FM入力に与えるステップと

、  
前記VCO出力で前記電圧制御発振器が発生した搬送波周波数を、患者データの信頼性のあるアップリンク遠隔測定送信を可能にする許容可能な周波数偏差の許容誤差内に維持するのに十分な周波数補正電圧を、前記アップリンク遠隔測定送信期間の前記HOLD期間中、前記FM入力に供給するステップと、  
をさらに含む方法。

【請求項10】

前記容量性ループフィルタ回路電圧は、ループフィルタ・コンデンサが前記アップリンク遠隔測定送信期間中に放電する時に、所定のレートで徐々に消失する傾向を持っており、前記供給するステップは、前記コンデンサを再充電することであって、それによって、前記コンデンサの放電を相殺する、再充電することをさらに含む請求項9に記載の方法。

20

【請求項11】

前記供給するステップは、前記埋め込み可能医療デバイスを作製している間の前記容量性ループフィルタを試験している間に観察される漏れレートから導出される再充電電流値をIMDメモリに格納するステップと、

前記再充電電流値を前記IMDメモリから探索し、ある再充電電流を前記ループフィルタ・コンデンサに印加するステップをさらに含む請求項10に記載の方法。

【請求項12】

ダウンリンク遠隔測定データで変調された搬送波周波数信号のダウンリンク遠隔測定送信を前記受信機が受信することによって行われる複数のステップ、すなわち、

前記ダウンリンク遠隔測定送信期間の初期LOCK期間中に、大きな電池エネルギー消費状態で、前記位相同期ループ回路および前記ループフィルタと結合された前記電圧制御発振器を周波数シンセサイザとして動作させるステップであって、それによって、前記ループフィルタ回路が格納し、前記VCO電圧入力に印加される周波数同期制御電圧を生じさせ、前記電圧制御発振器が、周波数同期された搬送波信号を前記VCO出力で発生するようにする、動作させるステップと、

30

前記ダウンリンク遠隔測定送信期間の後続のHOLD期間中に、前記位相同期ループ回路を前記電圧制御発振器からデカップリングさせるステップと、

40

前記ダウンリンク遠隔測定データで変調された搬送波周波数信号の受信によって受信搬送波信号を供給するステップと、

前記ダウンリンク遠隔測定送信期間の前記HOLD期間中に、前記受信搬送波周波数信号と前記電圧制御発振器が発生した前記搬送波周波数の間の周波数の差から周波数補正電圧を発生させるステップと、

前記ダウンリンク遠隔測定送信の前記HOLD期間中に、前記周波数補正電圧を前記電圧制御発振器の前記FM入力に印加するステップであって、それによって、前記電圧制御発振器が発生した前記搬送波周波数の自動周波数制御を提供する、印加するステップとをさらに含む請求項11に記載の方法。

【請求項13】

50

前記発生させるステップは、前記ダウンリンク遠隔測定送信期間の前記HOLD期間中に、前記遠隔医療デバイスから受信した前記受信搬送波周波数信号と前記電圧制御発振器が発生した前記搬送波周波数の間の周波数差に対して自動周波数制御(AFC)アルゴリズムを適用するステップであって、それによって、前記遠隔医療デバイスから受信した前記受信搬送波周波数信号と前記電圧制御発振器が発生した前記搬送波周波数の間の差の関数として変化するAFC補正値を生じる、適用するステップと、前記AFC補正値を周波数補正電圧値に変換するステップとをさらに含む請求項12に記載の方法。

【請求項14】

前記ダウンリンク遠隔測定送信期間の前記HOLD期間中に導出された前記AFC補正値から周波数補正電圧を生じさせるステップと、アップリンク遠隔測定送信期間の前記HOLD期間中に、前記電圧制御発振器の前記FM入力に前記周波数補正電圧を印加するステップであって、それによって、前記電圧制御発振器が発生した搬送波周波数のドリフトを補償するように前記電圧制御発振器が発生した搬送波周波数を変調して、前記電圧制御発振器が発生した搬送波周波数を、患者データの信頼性のあるアップリンク遠隔測定送信を可能にする許容可能な周波数偏差の許容誤差内に維持する、印加するステップとをさらに含む請求項13に記載の方法。

【請求項15】

ダウンリンク遠隔測定データで変調された搬送波周波数信号のダウンリンク遠隔測定送信を前記受信機が受信することによって行われる複数のステップ、すなわち、前記ダウンリンク遠隔測定送信期間の初期LOCK期間中に、大きな電池エネルギー消費状態で、前記位相同期ループ回路および前記ループフィルタと結合された前記電圧制御発振器を周波数シンセサイザとして動作させるステップであって、それによって、前記ループフィルタ回路が格納し、前記VCO電圧入力に印加される周波数同期制御電圧を生じさせ、前記電圧制御発振器が、周波数同期された搬送波信号を前記VCO出力で発生するようにする、動作させるステップと、前記ダウンリンク遠隔測定送信期間の後続のHOLD期間中に、前記PLL回路を前記電圧制御発振器から減結合させるステップと、前記ダウンリンク遠隔測定データで変調された搬送波周波数信号の受信によって受信搬送波信号を供給するステップと、前記ダウンリンク遠隔測定送信期間の前記HOLD期間中に、前記受信搬送波周波数信号と前記電圧制御発振器が発生した前記搬送波周波数の間の周波数の差から周波数補正電圧を発生させるステップと、前記ダウンリンク遠隔測定送信の前記HOLD期間中に、前記周波数補正電圧を前記電圧制御発振器の前記FM入力に印加するステップであって、それによって、前記電圧制御発振器が発生した前記搬送波周波数の自動周波数制御を提供する、印加するステップとをさらに含む請求項9に記載の方法。

【請求項16】

前記発生させるステップは、前記ダウンリンク遠隔測定送信期間の前記HOLD期間中に、前記遠隔医療デバイスから受信した前記受信搬送波周波数信号と前記電圧制御発振器が発生した前記搬送波周波数の間の周波数差に対して自動周波数制御(AFC)アルゴリズムを適用するステップであって、それによって、前記遠隔医療デバイスから受信した前記受信搬送波周波数信号と前記電圧制御発振器が発生した前記搬送波周波数の間の差の関数として変化するAFC補正値を生じる、適用するステップと、前記AFC補正値を周波数補正電圧値に変換するステップとをさらに含む請求項15に記載の方法。

【請求項17】

前記ダウンリンク遠隔測定送信期間の前記HOLD期間中に導出された前記AFC補正値から周波数補正電圧を生じさせるステップと、アップリンク遠隔測定送信期間の前記HOLD期間中に、前記電圧制御発振器の前記FM

入力に前記周波数補正電圧を印加するステップであって、それによって、前記電圧制御発振器が発生した搬送波周波数のドリフトを補償するように前記電圧制御発振器が発生した搬送波周波数を変調して、前記電圧制御発振器が発生した搬送波周波数を、患者データの信頼性のあるアップリンク遠隔測定送信を可能にする許容可能な周波数偏差の許容誤差内に維持する、印加するステップとをさらに含む請求項 16 に記載の方法。

【請求項 18】

所定の搬送波周波数の周波数変調を使用した、遠隔デバイスと埋め込み可能医療デバイス (IMD) の間でのデータのアップリンクおよびダウンリンク遠隔測定送信中にエネルギーを保持する方法であって、

前記埋め込み可能医療デバイスにおいて、電圧制御発振器 (VCO) の制御電圧入力に結合された容量性ループフィルタを有する位相同期ループ (PLL) 回路を設けるステップであって、前記電圧制御発振器の出力は、アップリンクおよびダウンリンク遠隔測定送信中に前記容量性ループフィルタの制御電圧の関数として搬送波信号を供給する、位相同期ループ (PLL) 回路を設けるステップと、

アップリンクまたはダウンリンク遠隔測定送信の初期 LOCK 期間中に、前記所定の搬送波周波数から、選択された許容可能な周波数偏差の許容誤差内の、所定の搬送波周波数を前記電圧制御発振器が発生するのに十分な制御電圧に、前記容量性ループフィルタのコンデンサを充電するのに十分長い位相同期プロセスにおいて、前記位相同期ループ回路、前記電圧制御発振器および前記ループフィルタを電圧シンセサイザとして動作させるステップと、

アップリンクまたはダウンリンク遠隔測定送信の後続の HOLD 期間中に、前記制御電圧を前記電圧制御発振器に印加するステップと、

ダウンリンク遠隔測定送信の前記 HOLD 期間中に、

前記受信搬送波周波数信号と前記電圧制御発振器が発生した前記搬送波周波数の間の周波数の差から周波数補正電圧を発生させるステップと、

前記周波数補正電圧を前記電圧制御発振器の FM 入力に印加するステップであって、それによって、前記電圧制御発振器が発生した前記搬送波周波数の自動周波数制御を提供する、印加するステップとを含む方法。

【請求項 19】

前記電圧制御発振器が前記 VCO 出力で発生した搬送波周波数を、患者データの信頼性のあるアップリンク遠隔測定送信を可能にする許容可能な周波数偏差の許容誤差内に維持するのに十分な周波数補正電圧を、前記アップリンク遠隔測定送信期間の前記 HOLD 期間中に前記 FM 入力に供給するステップをさらに含む請求項 18 に記載の方法。

【請求項 20】

前記容量性ループフィルタ回路電圧は、ループフィルタ・コンデンサがアップリンクおよびダウンリンク遠隔測定送信期間中に放電する時に、所定のレートで徐々に消失する傾向を持っており、前記供給するステップは、前記コンデンサを再充電することであって、それによって、前記アップリンクおよびダウンリンク遠隔測定送信期間中に前記コンデンサの放電を相殺する、再充電することをさらに含む請求項 19 に記載の方法。

【請求項 21】

前記供給するステップは、前記埋め込み可能医療デバイスを作製している間の前記容量性ループフィルタを試験している間に観察される漏れレートから導出される再充電電流値を IMD メモリに格納するステップと、

前記再充電電流値を IMD メモリから探索し、ある再充電電流を前記ループフィルタ・コンデンサに印加するステップをさらに含む請求項 20 に記載の方法。

【請求項 22】

患者の体の中に埋め込まれて、治療送出および監視機能の少なくともいずれかを提供している、電池駆動式の埋め込み可能医療デバイス (IMD) において、所定のアップリンク遠隔測定送信期間中に前記埋め込み可能医療デバイスから該デバイスが生成した患者データをアップリンク遠隔測定送信し、所定のダウンリンク遠隔測定送信期間中

10

20

30

40

50

にプログラミングおよび問合せコマンドをダウンリンク遠隔測定受信するための遠隔測定送受信機回路を備える埋め込み可能医療デバイスであって、

電圧制御発振器（VCO）であって、電圧入力および周波数変調（FM）入力を有して、前記電圧入力に印加される制御電圧および前記FM入力に印加されるFM入力信号に依存して、VCO出力でFM遠隔測定搬送波周波数を生成するようにする、電圧制御発振器と

、前記VCO出力の搬送波周波数を選択的に受信するようになっているPLL入力を有し、前記電圧制御発振器の電圧制御入力に結合されている容量性ループフィルタ回路に制御電圧を供給するための位相同期ループ（PLL）回路と、

アップリンク遠隔測定制御手段であって、アップリンク遠隔測定送信またはダウンリンク遠隔測定送信の受信の開始によって動作して、前記アップリンク遠隔測定送信期間のLOCK期間中に、大きな電池エネルギー消費状態で、前記位相同期ループ回路および前記ループフィルタを有する前記電圧制御発振器を周波数シンセサイザとして動作させ、前記ループフィルタ回路が格納し、前記VCO電圧入力に印加される周波数同期制御電圧を生じさせ、前記電圧制御発振器が、周波数同期された搬送波信号を前記VCO出力で発生するようにする、アップリンク遠隔制御手段と、

アップリンクまたはダウンリンク遠隔測定送信のHOLD期間中に、前記制御信号を前記電圧制御発振器に印加するように動作する手段と、

アップリンク遠隔測定送信の前記HOLD期間中に、前記VCO出力で前記電圧制御発振器が発生した周波数保持搬送波周波数を、患者データの信頼性のあるアップリンク遠隔測定送信を可能にする許容可能な周波数偏差の許容誤差内に維持するのに十分な周波数保持制御電圧を、前記ループフィルタ回路に対して供給するように動作する手段と、

ダウンリンク遠隔測定送信の前記HOLD期間中に動作する手段であって、前記受信搬送波周波数信号と前記電圧制御発振器が発生した前記搬送波周波数の間の周波数の差から周波数補正電圧を発生させ、前記周波数補正電圧を前記電圧制御発振器の前記FM入力に印加して、前記電圧制御発振器が発生した前記搬送波周波数の自動周波数制御を提供するよう動作する手段と、

をさらに備える埋め込み可能医療デバイス。

#### 【請求項23】

前記ループフィルタ回路と結合され、前記アップリンク遠隔測定送信期間の前記HOLD期間中に動作して、前記電圧制御発振器が発生した搬送波周波数のドリフトを補償するように、前記電圧制御発振器が発生した搬送波周波数を変調する周波数補正電圧を前記電圧制御発振器のFM入力に生じて、それによって、前記電圧制御発振器が発生した搬送波周波数を、患者データの信頼性のあるアップリンク遠隔測定送信を可能にする許容可能な周波数偏差の許容誤差内に維持する、電圧保持手段をさらに備える請求項22に記載の埋め込み可能医療デバイス。

#### 【請求項24】

前記容量性ループフィルタ回路電圧は、ループフィルタ・コンデンサが前記アップリンク遠隔測定送信期間の前記HOLD期間中に放電する時に、所定のレートで徐々に消失する傾向を持っており、前記ループフィルタ・コンデンサを再充電して、前記ループフィルタ・コンデンサの放電を相殺するようにする再充電手段をさらに備える請求項22に記載の埋め込み可能医療デバイス。

#### 【請求項25】

埋め込み可能医療デバイスを作製している間の前記容量性ループフィルタを試験している間に観察される漏れレートから導出される再充電電流値をIMDメモリに格納する手段をさらに備え、

前記再充電手段は、前記再充電電流値をIMDメモリから探索し、前記再充電電流値を使用して、ある再充電電流値を生成し、前記ループフィルタ・コンデンサに印加して、それによって、前記ループフィルタ・コンデンサを再充電する請求項24に記載の埋め込み可能医療デバイス。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

## 〔発明の属する技術分野〕

本発明は、概して埋め込み可能医療デバイスの分野、より詳細には、埋め込み可能医療デバイス（IMD）遠隔測定（テレメトリ）送受信機用の低エネルギーアップリンクおよびダウンリンク遠隔測定制御に関する。

## 【0002】

## 〔従来技術〕

現在、種々の動作モードでプログラム可能で、RF遠隔測定送信を用いて問合せ可能な各種のIMDが臨床埋め込み用に市販され、または提案されている。こうした医療デバイスは、埋め込み可能心臓ペースメーカ、カーディオバータ/ディフィブリレータ、心筋刺激器、ペースメーカ/カーディオバータ/ディフィブリレータ、薬剤デリバリシステム、心臓および他の生理モニタ、神経および筋肉刺激器、深部脳刺激器および人工内耳を含む電気刺激器、および心臓補助デバイスまたはポンプなどを含む。

10

## 【0003】

通常、IMDの治療送出および監視用のいくつかの動作モードおよびパラメータは、プログラミングおよび問合せコマンドの外部プログラマからのダウンリンク遠隔測定送信（本明細書において、「ダウンリンク遠隔測定データ」と呼ぶ）を用いて、非侵襲的な（すなわち、非外科的な）方法で一時的にまたは絶えず変更される。さらに、各種のリアルタイムでかつ格納された生理的/非生理的データ（本明細書でひとまとめにして「患者データ」と呼ぶ）は、ダウンリンク遠隔測定された問合せコマンドに回答してプログラマに対してIMDによりアップリンク遠隔測定される。

20

## 【0004】

発展して一般に使われるようになった遠隔測定送信システムは、現在、送信モードにおけるRF遠隔測定アンテナのLC回路での電流発振による低振幅磁界の発生、および受信モードにおける密な間隔で配置されたRF遠隔測定アンテナによって誘導される電流検知によっている。種々の遠隔測定送信および符号化フォーマットを用いた短い持続期間の搬送波周波数バーストは、皮膚の上にあるプログラミングヘッド内のアンテナおよび送受信機回路と皮膚の下のIMDとの間で患者の皮膚を通して送信される。現行のMedtronic（登録商標）製品ラインにおいて、RF搬送波周波数は175kHzに設定され、IMDのRF遠隔測定アンテナは、通常、密封エンクロージャ内にあるフェライトコアのまわりを螺旋状ワイヤで巻かれている。密封エンクロージャはまた、通常、電池電源、ならびにIMDの動作および外部プログラミングヘッド内において外部印加磁界に回答するリードスイッチすなわちMAGNETを制御する回路を収容して、IMDによるダウンリンク遠隔測定送信の復号化およびIMDからのアップリンク遠隔測定の送信を可能にする。

30

## 【0005】

IMDからのアップリンク遠隔測定送信において、単にIMDの寿命を長くするために、できる限りIMD電池からの電流ドレインを制限するのが望ましい。技術が進歩するにつれて、IMDは、考えられるプログラム可能な動作モード、利用できる動作パラメータのメニューおよび増加する種々の生理的状態および電気信号を監視する機能が一層複雑になる。これらの複雑さは、プログラミングおよび問合せシステム、およびそれらを使う医療介護プロバイダにますます大きな要求を課す。したがって、デバイスの動作および監視機能が増すと、ますます増えるデータ量を、高い信頼性および高いスプリアス雑音イミュニティを持って、リアルタイムでまたは出来るかぎり短い送信時間で、送出できることが望ましい。さらに、プログラミングヘッドとIMDとの間の磁界結合の必要をなくし、セキュアなプログラミングおよび問合せが、IMDとプログラマアンテナの間のより遠い距離で起こることを可能にするのが望ましい。

40

## 【0006】

これらの事を考慮した結果として、セキュリティおよびデータ送信レートならびにIMDとプログラマアンテナの間の安全な動作距離を増やす多くのRF遠隔測定送信データ符号

50



化方式がこれまで提案され、または現在使用されている。データ送信の容量を増やす一方法は、同一譲受人に譲渡された米国特許第5,861,019号、およびVillesca他によって1999年4月30日に提出された「Telemetry System for Implantable Medical Devices」についての同時係属中の米国特許出願第09/302,932号に記載されているように、RF搬送波周波数および有効送信チャンネルに割り当てられている帯域幅をMHz範囲を増やすことである。

【0007】

先に言及した175kHzのRF搬送波周波数は、比較的簡単な低電流消費L-Cタンク回路および切換え回路を使用して発生される。しかし、高周波RF発生器は、MHz範囲の高周波RF搬送波信号を発生する必要があり、IMD電池からの電流消費を不当に増加させることなく周波数ドリフトを防止するように発生器を注意深く制御する必要がある。

10

【0008】

同様の問題は、たとえば、米国特許第4,521,918号、第4,955,075号、第5,335,365号、第5,748,103号、第5,767,791号および第5,944,659号に記載されているように、FM送信および受信モードにおいて、特定のRF搬送波周波数で、または特定の割り当て周波数帯域内で動作する他の非IMD通信システムに存在する。通常、電池駆動式遠隔デバイス、たとえば、外部患者モニタまたはモバイル携帯電話は電池で駆動され、モニタの場合には周期的に、または、携帯電話の場合にはユーザが着呼に答えるかまたは発呼を開始する時に、遠隔のライン駆動された機器と通信する。電池駆動式モニタまたは携帯電話は、周波数シンセサイザを使用して、データまたは音声送信中にRF搬送波信号を発生し、周波数シンセサイザは、通常、電圧制御発振器(VCO)と、生成されたRF信号の周波数を調節する位相同期ループ(PLL)回路とを備える。PLL回路は、基準周波数を使用するフィードバックパスで動作して、容量性ループフィルタ上で維持されるPLL制御電圧を生成する。そのPLL制御電圧はVCOの制御入力に印加され、VCOは制御電圧が生じたRF搬送波周波数で発振することで応答する。送信モードにおいて、RF搬送波周波数は、制御電圧上にデータまたは音声電圧を重ね合わせるによって周波数変調され、それによって、VCOが発生した搬送波周波数を増減する。

20

【0009】

PLL回路は電池エネルギーを消費する。そのため、PLL回路はしばしばVCOを安定化するために動作するだけであり、したがって、先に言及した米国特許第5,335,365号で提案されているように、データまたは音声送信中、またはスタンバイモード中はオフされる。さらに、先に言及した米国特許第4,955,075号では、VCO周波数を安定化するために、RF搬送波周波数の受信における、受信信号の自動周波数制御(AFC)を使用することが提案されている。受信モードにおいて、VCO周波数は最初、PLL回路によって安定化され、次に、AFCがPLLに代えられ、PLLはVCOから切り離され、かつ/または電源をオフされる。

30

【0010】

VCO電圧が許容可能な周波数許容誤差内に安定した後、送信モード中に、電源をPLL回路からはずすか、または電源をVCOから切り離し、容量性ループフィルタに制御電圧を供給することもまた提案されている。しかし、ループフィルタが格納する制御電圧は、電流が漏れるために徐々に減衰する傾向を有しており、そのため、先に言及した米国特許第4,521,918号に記載されているように、PLL回路を周期的に電力供給する、かつ/またはループフィルタおよびVCOに再結合して、制御電圧を回復する必要がある。または、先に言及した米国特許第5,335,365号に記載されているように、送信または受信モードで生成された制御電圧は、スタンバイモード中に格納され、マイクロコンピュータの制御下でフィードバックループを介して制御電圧を維持するために使用される。フィードバックループは、A/DおよびD/A変換器を使用し、送信または受信モード中は使用されない。その理由は、A/DおよびD/A変換器の使用によって、本質的に送信信号または受信信号に雑音を導入されると思われるからである。こうしたフィードバ

40

50

ックループの回路もまた、IMDハウジング内の限られた空間にピッタリ収まらねばならないRFモジュールについての空間を消費する。

〔発明が解決しようとする課題〕

したがって、本発明の目的は、遠隔測定セッション中にIMD電池エネルギーを節約し、一方、IMDと患者から離れた場所の外部プログラマとの間で必要とされるデータ送信レートを提供するのに必要とする高いRF搬送波周波数を発生することであり、また精度、安定性および患者の安全性のために規制当局が規定する標準を満たすことである。

〔課題を解決するための手段〕

本発明によれば、IMD動作システムのRF送受信機に使用される周波数シンセサイザは、VCO周波数がPLLによって支配されるPLL LOCKモード、およびPLLが動作しないエネルギー節約HOLD（ホールド）モードで機能し、制御電圧の消失はアップリンクおよびダウンリンク遠隔測定送信中に補償される。

【0011】

RF送受信機は、通常、遠隔測定セッションの開始を示す事象が起こるまで休止しており、パワーダウン状態であり、遠隔測定セッションは、連続したアップリンクおよびダウンリンク遠隔測定送信においてIMDおよび外部プログラマを動作させることを含む。PLL回路は電力供給され、VCOの制御電圧入力および出力と結合されて、アップリンク（送信）およびダウンリンク（受信）遠隔測定送信期間の両方の初期LOCK（ロック）期間中、容量性ループフィルタが格納する周波数制御電圧を生成する。VCOはまた、周波数変調（FM）入力を有し、その入力は、患者データのアップリンク送信の間に搬送波周波数を変調するデータビット変調電圧を受信する。PLL回路は、制御電圧および得られたVCO搬送波周波数が十分に安定化された時に、アップリンクおよびダウンリンク遠隔測定送信期間の両方の後続のHOLD期間中、VCOおよびループフィルタから切り離され、低エネルギー状態に置かれる。

【0012】

ダウンリンク遠隔測定送信のHOLD期間中に、VCOが発生した搬送波信号および受信信号はミキシングされ、プログラマが変調し送信したRF信号の遠隔測定された情報が復調される。AFCアルゴリズムが、ダウンリンク遠隔測定送信のHOLD期間中、インエーブル状態にされ、受信搬送波周波数の平均周波数とVCOが発生した搬送波周波数の周波数の差から周波数補正値を導出する。周波数補正値はVCOに印加され、VCO周波数許容誤差および制御電圧のループフィルタ・コンデンサ放電を補償して、それによって、VCOが発生した搬送波周波数を受信搬送波信号の平均搬送波周波数に近づくようにする。

【0013】

AFCアルゴリズムから導出された周波数補正値は、VCOのFM入力に印加される周波数補正電圧値に変換される。補正電圧値は、VCOによって、減っていくループフィルタ・コンデンサ電圧と効果的に合算され、VCOは、合算電圧にตอบสนองしてVCO搬送波周波数を発生させ、その結果、VCOが発生した搬送波信号は、ダウンリンク遠隔測定送信を受信している間、HOLD期間にわたって比較的一定のままとなる。連続して確定される各補正電圧値は、ループフィルタ・コンデンサに格納された制御電圧が放電するにつれて、時間とともに増加する。

【0014】

好ましくは、アップリンク遠隔測定送信期間のHOLD期間の間での、VCOが発生した搬送波周波数のドリフトは、ダウンリンク遠隔測定送信の先行するHOLD期間中に生成された周波数補正値の使用によって補償される。ダウンリンク遠隔測定送信のHOLD期間中に、AFCアルゴリズムが周期的に生成した周波数補正値は、送信ドリフト補償回路によって処理される。格納された周波数補正値のデータセットは、それぞれ連続して探索され、補正電圧値に変換され、補正電圧値は、VCOのFM入力に印加されるデータ信号の変調電圧と合算される。この場合、補正電圧値と患者データ信号の変調電圧との合算（それが存在する時）は、VCOによって、減っていくループフィルタ・コンデンサ電圧と効果的に合算される。再び、VCOは、2つの入力に印加された合算電圧にตอบสนองして、V

10

20

30

40

50

C O搬送波周波数を発生させ、その結果、V C Oが発生した搬送波信号は、アップリンク遠隔測定送信のH O L D期間にわたって比較的一定のままとなる。

【0015】

さらなる好ましい実施形態において、一定の再充電電流が再充電電流源によってループフィルタ・コンデンサに印加されて、各アップリンクおよびダウンリンク遠隔測定送信期間のL O C K期間およびH O L D期間の両方で、電圧放電が補償される。導出され、I M Dメモリに格納される一定の再充電電流値は、必要とされる制御電圧に向けてループフィルタ・コンデンサを再充電する傾向があり、それによって、電流の漏れを補償する。本実施形態の一変形形態において、ダウンリンク遠隔測定送信期間のH O L D期間中にA F Cアルゴリズムが導出する補正電圧値の変化レートは、計算され、I M Dメモリに一定再充電電流値として格納される。本実施形態の別の変形形態において、所定時間にわたるループフィルタ・コンデンサのコンデンサ放電レートは、I M Dのアセンブリ後に測定され、再充電電流値がコンデンサ放電レートの関数として導出され、メモリに格納される。

10

【0016】

再充電電流源の比較的粗い再充電関数とA F Cアルゴリズムがイネーブルし、ダウンリンクおよびアップリンク遠隔測定送信期間中に、それぞれリアルタイムで印加されるか、または、メモリから探索される精密な再充電関数とは一緒に使用されることが好ましい。

【0017】

本発明のこの概要、および本発明の目的、利点および特徴は、本明細書では単に、本発明が従来技術分野で提示された困難さを克服する方法のうちのいくつかを指摘するため、また本発明を従来技術と区別するために提示されたのであって、初めは特許出願書類中で提示されており、最終的に付与される請求項の解釈に制限を課すように働くことを意図していない。

20

【0018】

本発明のこれらのおよび他の利点および特徴は、添付図面と結びつけて考える時、本発明の好ましい実施形態の以下の詳細な説明を参照することによって、よりよく理解されるようになることが理解されるであろう。その図面において、同様の番号がついた参照数字は、本発明の図面全てにわたって同様の部品を指す。

[実施例]

本発明は、アップリンクおよびダウンリンク遠隔測定能力を有する任意のI M Dで実施することができる。現在、各種のI M Dが臨床埋め込み用に市販され、または提案されている。こうした医療デバイスは、埋め込み可能心臓ペースメーカー、ならびにI C D、ペースメーカー/カーディオパータ/ディフィブリレータ、薬剤デリバリポンプ、心筋刺激器、心臓および他の生理的モニタ、神経および筋肉刺激器、深部脳刺激器、人工内耳を含む電気刺激器、人工心臓などを含む。技術が進歩するにつれて、I M Dは、考えられるプログラム可能な動作モード、利用できる動作パラメータのメニュー、および増加する種々の生理的状态および電気信号を監視する能力が一層複雑になり、その複雑さが、遠隔測定送信システムにますます大きな要求を課す。本発明は、同じ患者に埋め込まれた2個以上のI M Dで実施して、I M D間の通信を可能にすることができることも意図される。

30

【0019】

図1は、本発明の一実施形態による、外部プログラマ26とI M D100、たとえば、I C D、血行動態モニタまたは心臓ペースメーカーI P G(埋め込み可能パルス発生器)12および心内膜リード線14の間の双方向遠隔測定通信を示す。I P G12は、患者の皮膚または筋肉の下で患者10に埋め込まれ、通常皮膚表面に向く。I P G12は、当技術分野で知られているように、ペーシング/検知またはカーディオバージョン/ディフィブリレーションの電極、およびI P Gコネクタに結合された少なくとも1つの心内膜リード線14のリード線導体(複数可)を通して、患者10の心臓18に電氣的に結合される。I P G12は、電池および電池駆動される動作システムを収容し、動作システムは、プログラムされた動作モードに従ってデバイス機能のタイミングをとり、デバイス機能を制御するためにマイクロコンピュータまたはデジタルステートマシーンを使用してもよい。I P

40

50

G 1 2 内に収納された例示的な動作システムは、図 3 に示され、以下でさらに述べられる。I P G 1 2 が心臓ペースング機能を提供する時、R A M 内の動作システム・メモリレジスタは、動作システムが使用する種々のプログラムされ組み込まれた動作モードおよびパラメータ値を格納するのに使用される。メモリレジスタはまた、ダウンリンク送信された検索または問合せコマンドの受信によって遠隔測定出力するために、検知された心臓アクティビティから編集されたかつ/または、デバイス動作履歴に関する患者データまたは検知された生理的パラメータを格納するのに使用される。動作システムはまた、心臓信号を検出する検知増幅器、ペースングパルスを生臓 1 8 の少なくとも 1 つの心臓室 ( h e a r t c h a m b e r ) に送出するパルス生成出力回路を含み、任意選択で、患者アクティビティセンサ、または心拍出量に対する必要を検知し、従来技術でよく知られている方法でそれに応じてペースングパラメータを調節するための他の生理的センサを含む。I P G 1 2 が I C D である時、I P G は、1 つまたは複数のハイパワーカーディオバージョン/ディフィブリレーション出力コンデンサ、病理学的不整脈および/または非病理学的不整脈を検出し、互いを見分け、他の機能を提供するための、検知増幅器に結合された電子回路、出力コンデンサ ( 複数可 ) を電池電圧からより高い電圧に充電する高電圧電子充電回路、および出力コンデンサ ( 複数可 ) 上に蓄積した電荷を、カーディオバージョン/ディフィブリレーションを通して放出する ( d u m p i n g ) 電子切換え回路を含む。こうしたペースングまたは I C D の I P G 1 2 は、同一譲受人に譲渡された米国特許第 5 , 6 2 6 , 6 2 0 号または第 5 , 9 3 1 , 8 5 7 号にそれぞれ詳細に記載されている。

10

20

30

40

50

**【 0 0 2 0 】**

I P G 動作システムはまた、遠隔測定回路および遠隔測定アンテナ 2 8 を含み、遠隔測定アンテナは、先に言及した米国特許第 5 , 8 6 1 , 0 1 9 号に記載される表面実装アンテナまたは I P G コネクタ内に收容されるか、またはコネクタに取り付けられるアンテナの形態をとることができる。I P G のサイズを小さくし、一方で、機能面の能力を向上させ、電池生命を長くして、寿命を増やすことが望ましい。本発明によれば、いくつかの送受信機回路の電流消費が減る。このことを本文脈で述べるための背景として、I P G 遠隔測定システムおよび機能を以下でまず述べる。説明の便宜上、R F ダウンリンク遠隔測定 ( D T ) 送信 2 2 およびアップリンク遠隔測定 ( U T ) 送信 2 0 を用いて、好ましい実施形態が以下で述べられる。「遠隔測定器」、「遠隔測定送信」という用語およびこれと同様なものは、I P G と任意の外部モニタリングデバイスまたはプログラム 2 6 の間で、U T 方向および D T 方向にそれぞれ通信し、患者データおよびダウンリンク遠隔測定データを伝達する任意のアクションおよび方法を包含することを意図する。

**【 0 0 2 1 】**

ダウンリンク遠隔測定データパケットおよび患者データパケットは、I P G 1 2 の中またはその上またはその表面から延びる I P G R F 遠隔測定アンテナ 2 8 と外部プログラム 2 6 と連結された外部 R F 遠隔測定アンテナ 2 4 の間で送信される。4 0 2 ~ 4 0 5 M H z の範囲の高周波搬送波信号が使用されること、および外部 R F 遠隔測定アンテナ 2 4 が I P G 1 2 を着けた患者の皮膚に近接していることが必要とされないことが好ましい。その代わりに、外部 R F 遠隔測定アンテナ 2 4 は、患者 1 0 からある距離、たとえば、約 2 ~ 5 メートル離れた外部プログラムのケース上にあることができる。たとえば、外部プログラム 2 6 および外部 R F 遠隔測定アンテナ 2 4 は、たとえば、先に言及した米国特許第 5 , 8 6 1 , 0 1 9 号および同一譲受人に譲渡された米国特許第 5 , 6 8 3 , 4 3 2 号および第 5 , 8 4 3 , 1 3 9 号に記載するように、患者 1 0 から数メートル程度離れたスタンド上にあってもよい。さらに、患者 1 0 は、リアルタイム E C G または生理的パラメータのアップリンク遠隔測定問合せ中に、活動状態であってもよいし、トレッドミルまたはそれと同様なものの上で運動しているかもしれない。プログラム 2 6 はまた、こうした I P G と共に選択的に使用するために、従来技術のフェライトコア、ワイヤコイル、従来技術の R F 遠隔測定アンテナを使用する、したがって、従来技術のプログラム R F ヘッドおよび関連ソフトウェアを有する現行の I P G を一般にプログラムするように考えられている。

**【 0 0 2 2 】**

アップリンク遠隔測定送信 20 において、外部 RF 遠隔測定アンテナ 24 は遠隔測定受信機アンテナとして動作し、IPG RF 遠隔測定アンテナ 28 は遠隔測定送信機アンテナとして動作する。逆に、ダウンリンク遠隔測定送信 22 において、外部 RF 遠隔測定アンテナ 24 は遠隔測定送信機アンテナとして動作し、IPG RF 遠隔測定アンテナ 28 は遠隔測定受信機アンテナとして動作する。

#### 【0023】

図 2 は、図 1 の外部プログラマ 26 および IPG 12 のある遠隔測定送信の機能ブロック図を示す。プログラマ 26 内の外部 RF 遠隔測定アンテナ 24 は、遠隔測定送信機 32 および遠隔測定受信機 34 を備える遠隔測定送受信機に結合される。プログラマ遠隔測定送信機 32 および遠隔測定受信機 34 は、たとえば、先に言及した米国特許第 5,843,139 号に記載されているように、マイクロコンピュータおよびソフトウェアの制御下で動作する制御回路およびレジスタに結合される。同様に、IPG 12 内で、IPG RF 遠隔測定アンテナ 28 は、図 3 および図 4 を参照して以下でさらに述べられる遠隔測定送信機 42 および遠隔測定受信機 44 を備える遠隔測定送受信機に結合される。

10

#### 【0024】

アップリンク遠隔測定送信 20 において、遠隔測定された患者データは、遠隔測定フォーマットのうちの任意のフォーマットに符号化されてよい。以下に述べる特定の例において、データ符号化またはデータ変調は、たとえば、搬送波周波数の周波数シフトキーイング (FSK) 変調の形態である。アップリンク遠隔測定送信 20 を開始すると、外部プログラマ 26 内の遠隔測定送信機 32 は、ユーザ入力にตอบสนองしてイネーブル状態にされて、ダウンリンク遠隔測定送信 22 に問合せ (INTERROGATE) コマンドを生成する。問合せコマンドは、受信機 44 で受信され、復調され、IMD 中央処理ユニット (CPU)、たとえば、マイクロコンピュータ (図示せず) の入力に印加される。IMD マイクロコンピュータは、符号化されたアップリンク遠隔測定送信 20 を生成させる送信機 42 に要求された患者データを転送することでตอบสนองする。

20

#### 【0025】

アップリンクおよびダウンリンク遠隔測定送信 20 および 22 は遠隔測定プロトコルに従い、遠隔測定プロトコルは、それぞれが FSK 変調されたデータビットのビットストリームを含むダウンリンク遠隔測定データパケットおよび患者データパケットを宛先に従って作成し、送信し、復調する。データパケットは、プリアンプル、データおよびエラー検査用データビットを有する FSK データビットストリームから作成される。402 MHz と 405 MHz との間の 300 kHz 帯に中心を持つ搬送波周波数は、周波数変調される、すなわち、周波数シフトアップされて、データビット「1」を表すか、または、周波数シフトダウンされて、データビット「0」を表す。各アップリンクおよびダウンリンク遠隔測定送信 20 および 22 は、各アップリンク遠隔測定送信期間およびダウンリンク遠隔測定送信期間中に起こる。

30

#### 【0026】

図 3 は、治療の送出および / または生理的入力信号処理を可能にする、患者の体 10 に埋め込まれた例示的な IMD 100 のシステム・アーキテクチャを示す。通常の IMD 100 は、マイクロコンピュータ準拠の IMD 制御およびタイミングシステム 102 について構築されるシステム・アーキテクチャを有しており、そのシステムは、システムに組み込まれるタイプおよび機能上の特徴によって、精巧さおよび複雑さが変わる。マイクロコンピュータ準拠の IMD 制御およびタイミングシステム 102 の機能は、ファームウェア、ならびに RAM ならびに PROM および EEPROM を含む ROM に格納されたプログラムされたソフトウェア・アルゴリズムによって制御され、通常のマイクロプロセッサコア・アーキテクチャの CPU、ALU などを用いて実行される。マイクロコンピュータ準拠の制御およびタイミングシステム 102 はまた、当技術分野でよく知られているように、ウォッチドッグ回路、DMA コントローラ、ブロックムーバ / リーダ、CRC 計算器、ならびにオンチップデータバス、アドレスバス、電源ライン、クロックラインおよびバスまたはツリーの制御信号ラインによって一緒に結合された他の特定ロジック回路を含んでも

40

50

よい。IMD 100の制御およびタイミングを、プログラムされたマイクロコンピュータではなく、専用回路ハードウェアまたはステートマシンロジックで行なうことができることが理解されるであろう。

【0027】

IMD 100は、通常、患者の体10における特定の部位にあるセンサまたは電極から信号を受信するための、かつ/または、治療を患者の体10の部位へ送出するための患者インタフェース回路104を含む。通常、患者インタフェース回路104は、したがって、治療デリバリシステム106および生理的入力信号処理回路108または単にいずれか一方を備える。

【0028】

治療デリバリシステム106は、電気刺激、たとえば、カーディオバージョン/ディフィブリレーション・ショック、および/または、心臓に送出される心臓ペースングパルス、または、脳、他の器官、選択された神経、脊柱、蝸牛、または心臓の周りを包む骨格筋を含む筋肉群に送出される他の電気刺激を体に送出するように構成することができる。または、治療デリバリシステム106は、治療的処置のために器官内に、または、苦痛の軽減のために脊柱に薬剤を送出する薬剤ポンプとして構成することができる。または、治療デリバリシステム106は、心臓埋め込み手術を待つ患者に埋め込まれた埋め込み可能心臓補助デバイスまたはポンプを作動させるように構成することができる。

10

【0029】

これらの治療デリバリIMDのほとんどはまた、生理的入力信号処理回路108を有しており、処理回路は生理的信号を処理し、生理的信号は、治療デリバリをトリガーするかまたは調節するのに使用され、上述したように後で検索するために生理的信号データとして格納されることは理解されよう。生理的入力信号処理回路108は、IMD 100のハウジング上かまたは中の、あるいは、IMDハウジングから離れた部位に位置する、通常、細長いリード線の遠位部の電気信号検知電極および/または生理的センサに結合される。ハウジングの外にあるセンサまたは電極は、ハウジング壁を通して延びるフィードスルー用のフィードスルーピンに導体によって結合される。いくつかの生理的センサまたは検知電極は、コネクタアセンブリに取り付けることができ、その結果、導体は非常に短くなる。しかし、通常、導体は、遠隔に位置する生理的センサおよび検知電極へ延びるリード線の細長い導体を含む。

20

30

【0030】

IMD 100は、治療デリバリシステム106の無い埋め込み可能心臓モニタ、たとえば、同一譲受人に譲渡された米国特許第5,331,966号およびPCT公開WO 98/02209に記載される、心臓から遠く離れた電極からの心臓電位図を記録する埋め込み可能EGMモニタを備えてもよい。または、IMD 100は、心臓電位図および他の生理的センサによって導出された信号、たとえば、血圧、血液ガス、温度、心臓および/または胸部の電気インピーダンス、ならびに、患者アクティビティのうちの1つまたは複数を記録する埋め込み可能血行動態モニタ(IHM)を備えてもよい。間隔を空けたハウジングEGM電極を有するMedtronic(登録商標)REVEAL(登録商標)挿入可能ループ記録器は前者の例であり、同一譲受人に譲渡された米国特許第5,564,434号に記載されているタイプの容量性圧力および温度検知リード線およびEGM検知電極と結合されたMedtronic(登録商標)CHRONICLE(登録商標)IHMは後者の例である。

40

【0031】

これらは、単に、IMD 100、治療デリバリシステム106および治療デリバリおよび/またはモニタリングのための生理的入力信号処理回路108の例示的な構成である。全ての場合に、マイクロコンピュータ準拠の制御およびタイミングシステム102が、適当な、プログラム可能な動作アルゴリズムを使用して、全動作機能を支配する。図1はまた、これらの治療デリバリおよび/またはモニタリング構成の任意の構成における、IMD 100に共通する他の通常の構成要素を示す。

50

## 【0032】

全ての現在のIMDは、電気エネルギー源に依存して、IMD100の回路を含むIMD動作システムに電源供給し、任意の電気機械デバイス、たとえば物質デリバリIMDのバルブ、ポンプなどに電源供給するか、ICDショック発生器、心臓ペーシングパルス発生器、または他の電気刺激発生器の電気刺激エネルギーを供給する。通常のエネルギー源は、パワー・オン・リセット(POR)機能を有する電源供給/POR回路126と結合した高エネルギー密度の低電圧電池136である。電源供給/POR回路126は、1つまたは複数の低電圧電源Vio、POR信号、1つまたは複数のVREF電源、電流源、選択性置換インジケータ(ERI)信号、および、ICDの場合、治療デリバリシステム106への高電圧電源Vhiを提供する。これらの電圧および信号の従来の相互接続の全てが図1に示されているわけではない。

## 【0033】

さらに、いくつかのIMDにおいて、患者警報ドライバ118によって駆動されると、トランスジューサ128が、可聴の患者警報の通告またはメッセージを生成して、デバイスの動作、電池電力レベルまたは監視された患者の状態について知らせるようにする。ICDにおいて、患者は、悪性頻脈性不整脈の検出およびカーディオバージョン/ディフィブリレーション・ショックの差し迫ったデリバリを通告されて、患者がデリバリの前に安静位置を取ることを可能にする。

## 【0034】

実質的に全ての現行の電子IMD回路は、クロック動作するCMOSデジタルロジックICを使用しており、ICは、圧電結晶132および圧電結晶に結合したシステムクロック122が供給するクロック信号CLKを必要とする。図1において、システムクロック122が生成する各CLK信号は、クロックツリー138を介して全ての適用可能なクロック動作するロジックに送られる。システムクロック122は、電池動作電圧範囲にわたって電池電圧とは無関係である1つまたは複数の一定周波数CLK信号を、システムタイミングおよび制御回路に対して、またアップリンク遠隔測定信号送信を遠隔測定信号I/O回路124においてフォーマットする時に供給する。

## 【0035】

IMD100において、アップリンクおよびダウンリンク遠隔測定機能が設けられて、図1および図2に関して先に述べたように、遠隔にある外部医療デバイスか、患者の体の上にあるより近位の医療デバイスか、または患者の体の中の別のIMDのいずれかと通信することが可能になる。

## 【0036】

RAMレジスタは、ダウンリンク遠隔測定送信を介して検索指令または問合せ指令を受信する時にアップリンク遠隔測定送信するために、検知された心臓アクティビティまたは検知された生理的パラメータから編集された生理的患者データおよびデバイス動作履歴に関する非生理的患者データを含む患者データを格納するのに使用することができる。こうした患者データの格納をトリガーする基準もまた、ダウンリンク遠隔測定送信された指令およびパラメータ値を介してプログラムしてもよい。生理的データの格納は、周期的にか、生理的入力信号処理回路108内の検出口ロジックによって所定のプログラムされ組み込まれた事象検出基準を満たすようにか、のいずれかでトリガーされる。ある場合には、IMD100は、磁界に応答して閉じる磁界敏感型スイッチ130を含み、閉じることによって、磁界スイッチ回路が、磁石モードで応答するスイッチ閉成(SC)信号を制御およびタイミングシステム102に出す。たとえば、患者が所定の症候を感じる時に、スイッチ130を閉じて、制御およびタイミングシステムが治療を送出する、かつ/または、生理的エピソードデータを格納するようにするために、皮下に埋め込まれたIMD100上で利用することができる磁石を患者が装着してよい。いずれの場合においても、事象関連データ、たとえば、年月日と時刻は、後で始動される遠隔測定セッションにおけるアップリンク遠隔測定のために、格納されている、周期的に収集されるかまたは患者が始動させる生理的データと共に格納してもよい。

## 【0037】

さらに、リアルタイムで生成された生理的 patient データは、ダウンリンク遠隔測定された問合せコマンドに回答して、IMD 100 から外部プログラムまたは他の遠隔医療デバイス 26 へアップリンク RF 遠隔測定法によって送信することができる。リアルタイム生理的 patient データは、通常、リアルタイムサンプリングされた信号レベル、たとえば、心臓内電位図振幅値およびセンサ出力信号を含む。

## 【0038】

IMD 100 から外部プログラムまたは他の遠隔医療デバイス 26 へアップリンク RF 遠隔測定法によって送信できる非生理的 patient データは、現在のプログラムされたデバイス動作モードおよびパラメータ値、電池状態、デバイス ID、患者 ID、埋め込み日時、デバイスプログラミング履歴、リアルタイム事象マーカ、およびそれと同様なものを含む。埋め込み可能ペースメーカーおよび ICD において、こうした非生理的 patient データは、プログラムされた検知増幅器感度、ペーシングまたはカーディオバージョン・パルス振幅、エネルギー、およびパルス幅、ペーシングまたはカーディオバージョン・リード線インピーダンス、および蓄積されたデバイス性能に関する統計量、たとえば、検出された不整脈エピソードおよび与えられた治療に関するデータを含む。

## 【0039】

本発明によれば、こうした IMD が生成した patient データのアップリンク遠隔測定送信、およびプログラミングおよび問合せコマンドのダウンリンク遠隔測定送信において費やされる電池エネルギーは、図 5 の状態図に従って動作する、図 4 に示す遠隔測定送受信機 124 を用いて保持される。各アップリンクおよびダウンリンク遠隔測定送信期間は、初期 LOCK 期間および後続の HOLD 期間に分けられる。プログラミング/問合せコマンドは、各ダウンリンク遠隔測定送信の後続の HOLD 期間の開始後および HOLD 期間中に受信される。同様に、符号化された patient データ (PATIENT DATA) パケットは、各アップリンク遠隔測定送信の後続の HOLD 期間の開始後および HOLD 期間中に送信機 230 によって送信される。

## 【0040】

遠隔測定送受信機 124 は、プロトコルに従って動作するのが好ましく、そのプロトコルによって、タイミングおよび制御信号は、patient データがアップリンク遠隔測定送信中に送信され、ダウンリンク遠隔測定データがダウンリンク遠隔測定送信中に受信されるように供給される。本発明に関連するタイミングおよび制御信号は、制御およびタイミングシステムによって適当な時刻に生成された、送信 (TRANSMIT) イネーブル信号、LOCK/HOLD 状態信号、および受信 (RECEIVE) イネーブル信号を含み、それらの信号は、送受信機 124 内に常駐しているか、またはタイミングシステムおよび制御 102 から受信することができる。

## 【0041】

送信制御信号は、送信機 230 が、FSK 変調された patient データパケットを送信することを可能にし、送信機 230 の出力をスイッチ 240 を通してアンテナ 28 に結合させる。好ましい一実施形態において、送信制御信号はまた、D/A 変換器 238 が、アップリンク遠隔測定送信期間の HOLD 期間中に、送信ドリフト補償回路 250 から、AFC が導出した格納された再充電データを受信することを可能にする。D/A 変換器は、以下でさらに述べるように、アナログ制御電圧を VCO 204 の FM 入力に供給することで回答して、ライン 206 上の VCO 搬送波周波数出力に対して微調整を行なう。

## 【0042】

受信 (RECEIVE) 制御信号は、スイッチ 240 を通してアンテナ 28 を受信機 232 の入力に結合し、受信機 232 がダウンリンク送信され FSK 変調されたコマンドデータパケットを受信するのを可能にし、ダウンリンク遠隔測定送信期間の後続の HOLD 期間中に AFC アルゴリズムの動作を可能にする。AFC アルゴリズムは、デジタルロジック、ファームウェアまたはソフトウェアで具体化することができ、説明の便宜上、本明細書では、AFC アルゴリズム回路 236 によって実行されているとみなされる。AFC ア

10

20

30

40

50



ルゴリズム回路 236 が生成した  $R \times AFC$  によって導出された再充電データ ( $R \times AFC RECHARGE DATA$ ) は、ダウンリンク遠隔測定送信期間の  $HOLD$  期間中に、 $D/A$  変換器 238 の  $R \times$  入力に送られる。受信制御信号はまた、以下でさらに述べるように、 $D/A$  変換器に印加されて、 $D/A$  変換器が、アナログ制御電圧を  $VCO204$  の  $FM$  入力に供給することを可能にして、ライン 206 上の  $VCO$  搬送波周波数出力に対して微調整を行なう。

**【0043】**

$LOCK/HOLD$  制御信号は、ダウンリンクおよびアップリンク遠隔測定送信期間の両方について、 $LOCK$  期間中、ハイ (論理「1」) で、 $HOLD$  期間中、ロー (論理「0」) であり、印加されて、スイッチ 216 および 218 を閉じるかまたは開き、 $AFC$  アルゴリズム回路 232 および  $D/A$  変換器 238 をイネーブル (付勢) 状態またはディセーブル (消勢) 状態にする。

10

**【0044】**

搬送波周波数を生成し、搬送波周波数を、アップリンク遠隔測定送信期間中に送信機 230 に、ダウンリンク遠隔測定送信期間中に受信機 232 に印加する必要がある。周波数シンセサイザ 200 は  $PLL$  回路 202 を備え、 $VCO204$  は、各アップリンクおよびダウンリンク遠隔測定送信期間の初期  $LOCK$  期間中に  $VCO$  ライン 206 上に搬送波周波数を発生する。 $PLL$  回路 202 は、 $VCO204$  による搬送波周波数出力を安定化する時に大きなエネルギー消費レートで電池電流を引き出す。

**【0045】**

$VCO204$  は、ループフィルタ回路 214 に格納され、 $VCO IN$  に印加される制御電圧によって  $VCO$  出力ライン 206 の公称局所搬送波周波数を制御するための電圧入力  $VCO IN$  を有する。アップリンクおよびダウンリンク遠隔測定送信期間の初期期間または  $LOCK$  期間は、スイッチ 216 および 218 が  $LOCK/HOLD$  制御信号によって閉じられる時に始まる。 $PLL$  回路 202 は、先に言及した米国特許第 5,335,365 号に記載される従来タイプのものであり、たとえば、 $1/N$  周波数分周器 208、位相検出器 210、およびスイッチ 218 と容量性ループフィルタ 214 の間で結合されたチャージポンプ 212 を備える。 $PLL$  回路 202 は、ライン 206 上の  $VCO$  出力搬送波周波数、 $1/N$  周波数分周器 208 に対するプログラムされた値「 $N$ 」および基準周波数を使用して動作する。基準周波数は、 $50 kHz$  であるのが好ましく、周波数標準回路 244 によってシステムクロック 122 の  $CLK$  信号から得られ、周波数分周器 245 で分周される。

20

30

**【0046】**

$LOCK/HOLD$  コマンドは、遠隔測定が利用できる時に制御およびタイミングシステム 102 から供給される。 $LOCK/HOLD$  信号はスイッチ 216 および 218 を閉じて、アップリンクおよびダウンリンク遠隔測定送信期間の初期期間または  $LOCK$  期間中に、 $50 kHz$  基準周波数および  $VCO204$  が発生した搬送波周波数を  $PLL$  回路 202 に印加する。次に、 $LOCK/HOLD$  信号はスイッチ 216 および 218 を開いて、アップリンクおよびダウンリンク遠隔測定送信期間の後続期間または  $HOLD$  期間中に、 $PLL$  回路 202 からこれらの信号を切り離す。別法としてまたは付加的に、 $PLL$  回路 202 の構成要素の 1 つまたは複数が、アップリンクおよびダウンリンク遠隔測定送信期間の  $HOLD$  期間中パワーダウン状態にされてもよい。

40

**【0047】**

したがって、各  $LOCK$  期間中、位相検出器 210 は、 $50 kHz$  基準周波数および  $1/N$  回路 208 において「 $N$ 」で分周された搬送波周波数を受信し、2つの入力信号の間の位相差に応答して、チャージポンプ制御信号をチャージポンプ 212 に供給する。チャージポンプ 212 は、ループフィルタ回路 214 のループフィルタ・コンデンサを  $VCO IN$  電圧に充電または充放電することによって、チャージポンプ制御信号の大きさに応答する。チャージポンプ制御信号は、 $VCO IN$  電圧が、 $VCO204$  が公称局所搬送波周波数で発振させられるのに十分な電圧に達するにつれて減少する。

50

## 【 0 0 4 8 】

LOCK / HOLD 制御信号は、LOCK 期間がタイマによってタイムアウトになった後か、または、VCO が発生した搬送波周波数が、公称搬送波周波数から許容される周波数許容誤差内に安定化された時に状態を変える。アップリンクおよびダウンリンク遠隔測定送信期間の後続期間またはHOLD 期間は、LOCK / HOLD 制御信号の状態の変化で始まる。LOCK / HOLD 制御信号の状態の変化によってスイッチ 2 1 6 および 2 1 8 が開き、電源もまた PLL ブロックのいくつかからはずされてもよい。

## 【 0 0 4 9 】

患者データのアップリンク遠隔測定送信は、LOCK / HOLD 制御信号の状態の変化に続いて始まり、アップリンク遠隔測定送信期間のHOLD 期間中に終了する。患者データのアップリンク遠隔測定送信中、FSK 変調器 2 2 0 は、VCO 2 0 4 の FM 入力に印加される患者データの、各「1」または「0」データビットにそれぞれ対応するFSK 入力信号値を生成する。FSK 入力信号は、VCO が応答する全電圧を増減するために、VCO IN 電圧と効果的に合算される電圧である。VCO 2 0 4 は、公称搬送波周波数に対して搬送波周波数を増減することで、FM 入力のFSK 入力信号電圧の合算値およびVCO IN 電圧に応答する。そうでなければ、増減はVCO IN の制御電圧によって行なわれるだけである。こうして、VCO が発生した搬送波周波数は、周波数シフトして、各「1」または「0」の2値データビットを反映する。変調された搬送波周波数は、送信機 2 3 0 に印加され、送信機 2 3 0 は T / R スイッチ 2 4 0 およびアンテナ 2 8 を通して変調周波数を送信する。

## 【 0 0 5 0 】

ダウンリンク遠隔測定送信は、LOCK / HOLD 制御信号の状態の変化に続いて受信され、ダウンリンク遠隔測定送信期間のHOLD 期間中に終了する。受信機 2 3 2 は、受信制御信号によってイネーブル状態にされて、スイッチ 2 4 0 を通して、ダウンリンク送信されFSK 変調された搬送波周波数およびライン 2 0 6 上のVCO が発生した搬送波周波数出力を受信する。スイッチ 2 4 0 を通したダウンリンク送信されFSK 変調された搬送波周波数とライン 2 0 6 上のVCO が発生した搬送波周波数出力の間のある瞬間の周波数差が、受信機 2 3 2 で測定され、差は、復調器 2 3 4 およびAFC アルゴリズム回路 2 3 6 に印加される。ある瞬間の周波数差は、ダウンリンク送信されFSK 変調された搬送波周波数を持つ搬送波周波数のFSK 変調を反映するようにデータビットレートを変え、データビットは、復調器 2 3 4 によって復調される。それによって、各データパケットにダウンリンク遠隔測定データを含むデータビットストリームが復調器 2 3 4 から出力され、制御およびタイミングシステム 1 0 2 に供給される。

## 【 0 0 5 1 】

ループフィルタ回路 2 1 4 のコンデンサに格納された制御電圧は、アップリンクおよびダウンリンク遠隔測定送信期間のLOCK 期間に確定されるが、アップリンクおよびダウンリンク遠隔測定送信期間の後続のHOLD 期間中に、コンデンサが徐々に放電するにつれて消失する傾向があり、チャージポンプ 2 1 2 によって再充電されない。したがって、VCO 2 0 4 がライン 2 0 6 上に発生した搬送波周波数は、アップリンクおよびダウンリンク遠隔測定送信期間のLOCK 期間中に確定された公称搬送波周波数からドリフトする傾向があり、それによって、送信および受信精度が悪くなる。

## 【 0 0 5 2 】

さらに、製造業者で生じるかまたは徐々に発生する所定電圧がVCO IN に印加された時に、VCO が発振することを意図されている、公称搬送波周波数からの偏差が存在する可能性がある。ループフィルタ・コンデンサがLOCK 期間中に充電される時、VCO 搬送波周波数を、たとえば、送信される搬送波周波数の、 $\pm 1, 000$  Hz の公称許容誤差内に維持することが望ましい。しかし、VCO 搬送波周波数とダウンリンク送信された搬送波周波数との間の実際の周波数偏差は許容誤差を超える可能性がある。

## 【 0 0 5 3 】

本発明の一態様によれば、ループフィルタ 2 0 4 のループフィルタ・コンデンサが格納す

10

20

30

40

50

る電圧は、漏れ補償回路242が供給する再充電電流によって維持される。漏れ補償回路242は、各アップリンクおよびダウンリンク遠隔測定送信期間のLOCK期間およびHOLD期間の両方で、常にイネーブル状態にされて、再充電(RECHARGE)電流を供給する。この電流は、HOLD期間中に、VCO204が発生する搬送波周波数を、許容可能な周波数偏差の許容誤差内に維持して、信頼性のあるアップリンク遠隔測定送信を可能にするのに役立つ。再充電電流は、漏れ補償回路242によって、制御およびタイミングシステム102内のメモリに格納された再充電データ(RECHARGE DATA)から導出される。再充電データは、IMDメモリにおいて、IMDを作製している間の容量性ループフィルタの試験中に観察される漏れレートから導出される。再充電データは、デジタル化され、制御およびタイミングシステム102のRAM内の専用レジスタに格納され、漏れ補償回路242によって検索され、使用されて、再充電電流を生成し、印加して、上記ループフィルタ・コンデンサを再充電する。

10

**【0054】**

しかし、アップリンクおよびダウンリンク遠隔測定送信期間のHOLD期間中に搬送波周波数のいっそう正確な、すなわちより細かい制御を実現するのが望ましい。本発明のさらなる態様によれば、AFCアルゴリズム回路236は、各ダウンリンク遠隔測定送信期間のHOLD期間中にLOCK/HOLDおよび受信制御信号の状態によってイネーブル状態にされる。AFCアルゴリズム回路236は、デジタルロジックのAFCアルゴリズムを具現化する。AFCアルゴリズム回路236は、受信機回路232の出力をサンプリングし、2つ以上のFSK変調期間にわたって周波数差の移動平均を求めて、ダウンリンク遠隔測定された搬送波周波数信号のFSK変調を平均化して出力する。次に、AFCアルゴリズムは、サンプルについてデジタル化したAFC補正值を生成し、一連のこうしたデジタル化したAFC補正值が、ダウンリンク遠隔測定送信期間のHOLD期間にわたって生成される。デジタル化したそれぞれのAFC補正值は、受信されかつVCOが発生した一定期間にわたって平均化した搬送波周波数のそれぞれの間のサンプリングされた周波数差に関連する。各AFC補正值は補正電圧を表し、補正電圧は、VCO204のFM入力に印加されると、VCO204が周波数を変え、周波数差を減らすようにさせる。

20

**【0055】**

ダウンリンク遠隔測定送信期間のHOLD期間中、AFCアルゴリズム回路236が生成したデジタル化したそれぞれのAFC補正值は、リアルタイムでD/A変換器238の入力に印加される。D/A変換器238は、受信制御信号およびLOCK/HOLD制御信号によってイネーブル状態にされて、リアルタイムで生成されデジタル化されたそれぞれのAFC補正值を補正電圧に変換する。補正電圧は、デジタル化された次の適時のAFC補正值がAFCアルゴリズム回路236から受信されるまで、VCO204のFM入力に印加される。この場合、D/A変換器238からの補正電圧は、VCOIN電圧と有効に合算されて、VCO204が応答する全電圧を増減する。

30

**【0056】**

図6は、VCO204の周波数調整がどのようにして、 $t_0$ で始まるダウンリンク遠隔測定送信期間のHOLD期間中に起こるかを示す。時刻 $t_0$ において、VCOが発生した搬送波周波数とダウンリンク遠隔測定送信された搬送波周波数の間の偏差は、生ずる可能性のあるVCOによる公称搬送波周波数からの上述した偏差のために比較的大きい可能性がある。したがって、AFCアルゴリズムが生成するAFC補正值は、最初はかなり大きい可能性があり、期間 $t_0 \sim t_1$ にわたる周波数の変化は、周波数差をゼロに減らすように行なわれる調整を反映する。次に、ループフィルタ・コンデンサのゆっくりした放電が始まって、VCOが発生した搬送波周波数に影響を与える。したがって、VCOが発生した搬送波周波数をダウンリンク遠隔測定送信された搬送波周波数の平均値にそろえさせるのに必要な周波数調整は、 $t_1$ の後では、図6に示すように、大きさを増やす傾向がある。

40

**【0057】**

ダウンリンク遠隔測定送信期間のHOLD期間中、時刻 $t_1$ 以降では、AFCアルゴリズムが生成したデジタル化されたAFC補正值のデータセットのそれぞれのAFC補正值は

50

、送信ドリフト補償回路250で処理される。アップリンク遠隔測定送信中、VCOが発生した搬送波周波数をダウンリンク遠隔測定送信された搬送波周波数の平均値にそろえさせるのに必要な周波数調整の傾斜が求められ、デジタル化されたさらなる補正值が求められ、D/A変換器238の入力に印加される。D/A変換器238は、送信制御信号およびLOCK/HOLD制御信号によってイネーブル状態にされて、各補正值を補正電圧に変換する。補正電圧は、デジタル化された次の適時の補正值が印加されるまで、VCO204のFM入力に印加される。この場合、D/A変換器238からの補正電圧およびFM変調器220からのFSK入力信号はFM入力内で合算され、次に、合算された電圧はVCOIN電圧と有効に合算されて、VCO204が応答する全電圧を増減する。VCO204は、FSK入力信号電圧、補正電圧、およびVCOIN電圧の合算値に応答して、VCO出力搬送波周波数を許容可能な許容誤差内に的確に維持し、一方、VCO出力搬送波周波数の的確なFSK変調を維持して、各「1」または「0」の2値データビットを反映する。このことによって、VCO204が発生した搬送波周波数を許容可能な周波数偏差の許容誤差内に維持することを可能にし、それによって、VCO204のFM入力に印加される患者データの、信頼性のあるアップリンク遠隔測定送信が可能になる。

#### 【0058】

図5に戻ると、図5は、上述の動作状態、および、通常、遠隔測定セッションがダウンリンク遠隔測定送信の1つまたは複数のシーケンスとそれに続くアップリンク遠隔測定送信を含むような状態間の遷移を示す。遠隔測定セッションの終了前の、または終了に続くアイドル(IDLE)状態において、受信制御信号、送信制御信号、およびLOCK/HOLD制御信号はロジック・ローであり、周波数シンセサイザ200はライン206上に搬送波周波数を生成せず、漏れ補償回路242はエネルギーを下げられる。LOCK/HOLDおよび受信制御信号がハイになると、アイドル状態からRx PLL LOCK状態への状態遷移「A」が起こり、その状態の中で、漏れ補償回路242が動作し、VCO204およびPLL回路202が結合され、周波数シンセサイザ200が上述したように動作し始める。Rx PLL LOCK状態は、上述したように、VCO出力搬送波周波数が安定化されるまで、ループ「B」に維持される。次に、LOCK/HOLD制御信号がローになると、状態遷移「C」を介してRx HOLD状態に入り、AFCアルゴリズムが始まって、リアルタイムAFC補正值がD/A変換器238に供給される。Rx HOLD状態は、受信制御信号がローになるまで、ループ「D」を介してHOLD期間の持続期間の間続く。

#### 【0059】

次に、送信制御信号がハイになり、LOCK/HOLD制御信号が再びハイになり、それによって、Tx PLL LOCK状態への状態遷移「E」を引き起こす。再び、漏れ補償回路242が動作し、VCO204およびPLL回路202が結合され、周波数シンセサイザ200が上述したように動作し始める。Tx PLL LOCK状態は、上述したように、VCO出力搬送波周波数が安定化されるまで、ループ「F」に維持される。次に、LOCK/HOLD制御信号がローになると、上述したように、状態遷移「G」を介してTx HOLD状態に入り、D/A変換器238が格納されたAFC補正值を受信して、ドリフト補償がVCO204のFM入力に供給される。ドリフト補償を有するTx HOLD状態は、送信制御信号がローになるまで、ループ「H」を介してHOLD期間の持続期間の間続く。

#### 【0060】

次に、遷移「I」が起こり、Rx PLL LOCK状態に戻って、全てが終了するまで、遠隔測定セッションの各アップリンクおよびダウンリンク遠隔測定送信の状態変化を繰り返す。そして、アイドル状態への最終遷移「J」が起こる。アイドル状態ループ「J」は、次のダウンリンク遠隔測定送信まで続く。

#### 【0061】

本発明は、特に、好ましい実施形態によって例示し、記載してきたが、それによって、本発明の範囲を制限するつもりのないことを理解すべきである。本発明の範囲は、本明細書

10

20

30

40

50

に併記する特許請求項によってのみ規定される。本発明の原理を組み込む、本明細書に記載の特定の実施形態の変形形態を当業者が思いつくであろうこと、また変形形態が併記特許請求項の範囲内にあるであろうこともまた理解されるべきである。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

患者の体に埋め込まれた例示的な I M D と外部プログラマの間のアップリンクおよびダウンリンク遠隔測定送信を示す略図である。

【図 2】

図 1 の外部プログラマおよび I M D の主要な機能であるアップリンクおよびダウンリンク遠隔測定送信機能を示す簡易ブロック図である。

【図 3】

治療の送出および / または生理的入力信号処理を組み込んでおり、本発明の遠隔測定システムが組み込まれている例示的な I M D のシステム・アーキテクチャを示すブロック図である。

【図 4】

図 3 の例示的な I M D に組み込まれている本発明の R F 遠隔測定送受信機を示す簡易ブロック図である。

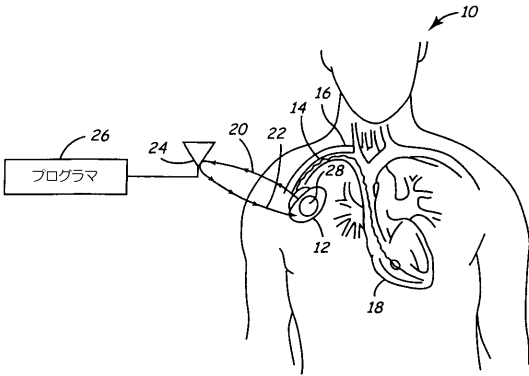
【図 5】

図 4 に示す本発明の R F 遠隔測定送受信機の動作を示す状態図である。

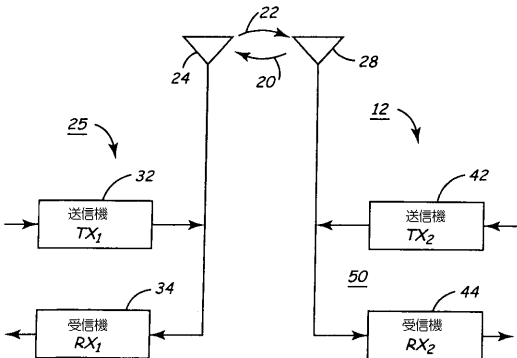
【図 6】

A F C アルゴリズムの動作を示すタイミング図である。

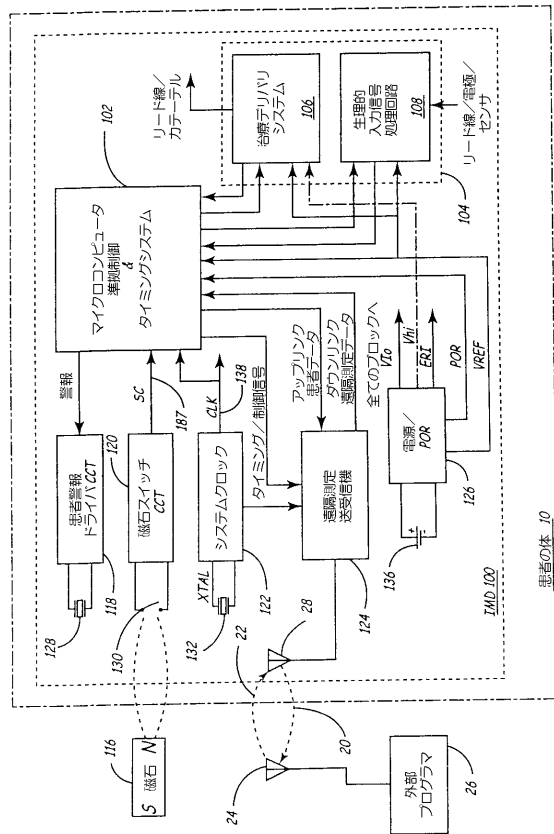
【図 1】



【図 2】



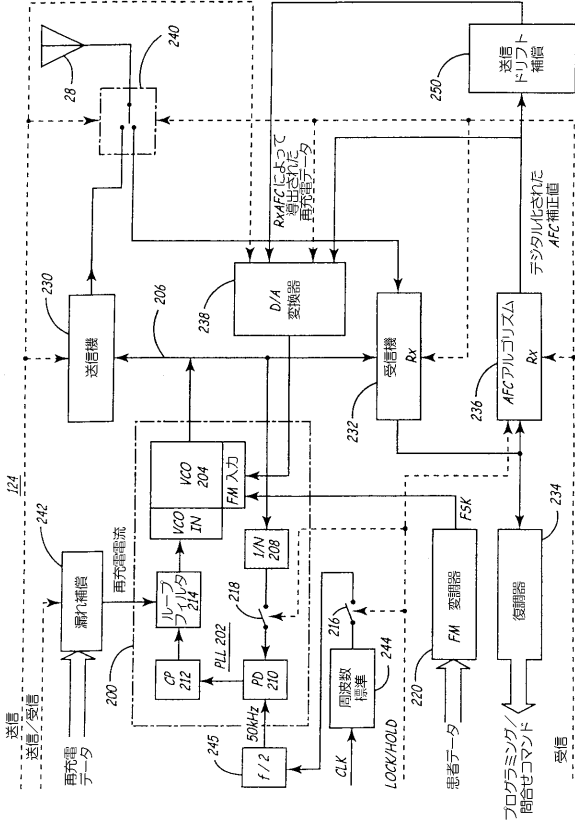
【図 3】



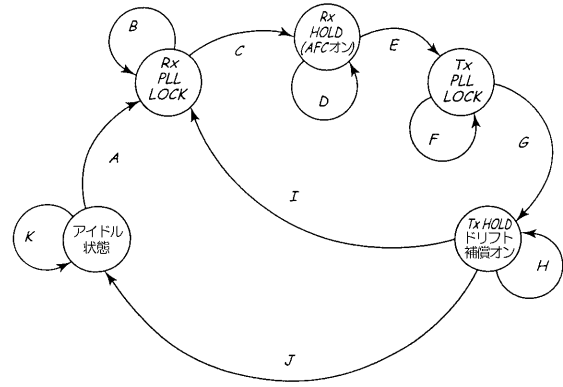
10

20

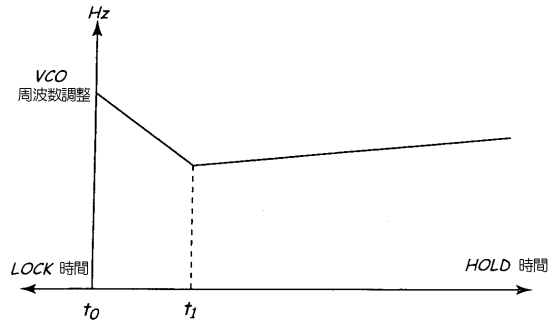
【図4】



【図5】



【図6】



## 【国際公開パンフレット】

(12) INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT)

(19) World Intellectual Property Organization  
International Bureau(43) International Publication Date  
20 June 2002 (20.06.2002)

PCT

(10) International Publication Number  
WO 02/47545 A2

- (51) International Patent Classification: A61B 5/00, A61N 1/372  
(74) Agents: WOLDE-MICHAEL, Girma et al.; Medtronic, Inc., LC340, 710 Medtronic Parkway, Minneapolis, MN 55432 (US).
- (21) International Application Number: PCT/US01/46493  
(81) Designated States (national): CA, JP.
- (22) International Filing Date: 8 November 2001 (08.11.2001)  
(84) Designated States (regional): European patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, TR).
- (25) Filing Language: English  
(81) Designated States (national): CA, JP.
- (26) Publication Language: English  
Published: — without international search report and to be republished upon receipt of that report
- (30) Priority Data: 09/736,625 14 December 2000 (14.12.2000) US  
For two-letter codes and other abbreviations, refer to the "Guidance Notes on Codes and Abbreviations" appearing at the beginning of each regular issue of the PCT Gazette.
- (71) Applicant: MEDTRONIC, INC. [US/US]; 710 Medtronic Parkway NE, Minneapolis, MN 55432 (US).

(72) Inventors: DUDDING, Charles, H.; 685 River Birch Place, Lino Lakes, MN 55014 (US). HAUBRICH, Gregory, J.; 11190 Hillsboro Avenue North, Champlin, MN 55316 (US).



WO 02/47545 A2

(54) Title: LOW ENERGY CONSUMPTION RF TELEMETRY CONTROL FOR AN IMPLANTABLE MEDICAL DEVICE

(57) Abstract: A frequency synthesizer of an IMD functions in a PLL LOCK mode. The VCO frequency is governed by the PLL and an energy saving HOLD mode. The VCO generated carrier frequency can drift over time. The PLL is coupled with a control voltage of the VCO to develop a frequency control voltage during initial LOCK portions of telemetry transmission. The carrier frequency is modulated during uplink transmission of patient data. An AFC algorithm derives a frequency correction value from the difference in frequency of the constant received carrier frequency and the drifting VCO generated carrier frequency. A frequency correction value is applied to the VCO FM input. A recharge current is also applied to the capacitive loop filter.

**LOW ENERGY CONSUMPTION RF TELEMETRY CONTROL  
FOR AN IMPLANTABLE MEDICAL DEVICE**

5           The present invention relates generally to the field of implantable medical devices, and more particularly to low energy uplink and downlink telemetry control for an implantable medical device (IMD) telemetry transceiver.

10           At present, a wide variety of IMDs are commercially released or proposed for clinical implantation that are programmable in a variety of operating modes and are interrogatable using RF telemetry transmissions. Such medical devices include implantable cardiac pacemakers, cardioverter/defibrillators, cardiomyostimulators, pacemaker/cardioverter/defibrillators, drug delivery systems, cardiac and other physiologic monitors, electrical stimulators including nerve and muscle stimulators, deep brain stimulators, and cochlear implants, and heart assist devices or pumps, etc.

15           Typically, certain therapy delivery and monitoring operational modes and parameters of the IMD are altered temporarily or chronically in a non-invasive (i.e. non-surgical) manner using downlink telemetry transmission from an external programmer of programming and interrogation commands (herein referred to as "downlink telemetry data"). Moreover, a wide variety of real time and stored physiologic and non-physiologic data (referred to collectively herein as "patient data") is uplink telemetered by the IMD to the programmer in response to a downlink telemetered interrogation command.

20           The telemetry transmission system that has evolved into common use currently relies upon the generation of low amplitude magnetic fields by current oscillating in an LC circuit of an RF telemetry antenna in a transmitting mode and the sensing of currents induced a closely spaced RF telemetry antenna in a receiving mode. Short duration bursts of the carrier frequency using a variety of telemetry transmission and encoding formats are transmitted through the patient's skin between the antennae and transceiver circuits in a programming head overlying the skin and the IMD under the skin. In the current MEDTRONIC® product line, the RF carrier frequency is set at 175 kHz and the RF telemetry antenna of the IMD is typically coiled wire wound about a ferrite core that is located within the hermetically sealed enclosure. The hermetically sealed enclosure also typically contains a battery power source and circuitry for controlling the operation of the IMD and a reed switch or MAGFET that is responsive to an externally applied magnetic field within the external programming head to



WO 02/47545

PCT/US01/46493

-2-

enable decoding of downlink telemetry transmissions by and transmission of uplink telemetry from the IMD.

In an uplink telemetry transmission from an IMD, it is desirable to limit the current drain from the IMD battery as much as possible simply to prolong IMD longevity. As the technology advances, IMDs become ever more complex in possible programmable operating modes, menus of available operating parameters, and capabilities of monitoring increasing varieties of physiologic conditions and electrical signals. These complexities place ever increasing demands on the programming and interrogation system and the medical care providers using them. Thus, as device operating and monitoring capabilities multiply, it is desirable to be able to transmit out ever increasing volumes of data in real time or in as short a transmission time as possible with high reliability and immunity to spurious noise. Moreover, it is desirable to eliminate the need for the magnetic field coupling between the programming head and the IMD and to allow secure programming and interrogation to take place at greater distances between the IMD and programmer antennae.

As a result of these considerations, many RF telemetry transmission data encoding schemes have been proposed or currently are used that increase security and the data transmission rate as well as the safe operating distance between the IMD and programmer antennae. One way to increase data transmission capacity is to increase the RF carrier frequency and the bandwidth allocated to an active transmission channel into the MHz range as set forth in commonly assigned U. S. Patent No. 5,861,019 and in pending U. S. Patent Application Serial No. 09/302,932 for a "Telemetry System for Implantable Medical Devices", filed April 30, 1999, by Villesca et al.

The above-referenced 175 kHz RF carrier frequency is generated employing a relatively simple low current consuming L-C tank circuit and switching circuitry. But, a high frequency RF generator is necessary to generate the high frequency RF carrier signal in the MHz range, and it is necessary to carefully control the generator to prevent frequency drift without unduly increasing current consumption from the IMD battery.

Similar problems exist in other non-IMD communication systems operating with a particular RF carrier frequency or within particular allocated frequency bands in FM transmission and reception modes as set forth in U.S. Patent Nos. 4,521,918, 4,955,075, 5,335,365, 5,748,103, 5,767,791 and 5,944,659, for example. Typically, a battery powered remote device, e.g., an external patient monitor or a mobile cellular phone, is powered by a

WO 02/47545

PCT/US01/46493

-3-

battery and communicates with remote, line powered equipment either periodically, in the case of a monitor, or, in the case of a cellular phone, when a user answers an incoming call or initiates an outgoing call. The battery powered monitor or cellular phone employs a frequency synthesizer to generate the RF carrier signal during transmission of data or voice, and the frequency synthesizer typically comprises a voltage controlled oscillator (VCO) and a phase lock loop (PLL) circuit that regulates the frequency of the generated RF signal. The PLL circuit operates in a feedback path employing a reference frequency to develop a PLL control voltage maintained on a capacitive loop filter that is applied to a control input of the VCO which responds by oscillating at the RF carrier frequency established by the control voltage. In the transmission mode, the RF carrier frequency is modulated in frequency by the superimposition of a data or voice voltage on the control voltage, thereby increasing or decreasing the VCO generated carrier frequency.

The PLL circuit consumes battery energy, and so, it is often only operated to stabilize the VCO and is then turned off during data or voice transmission or during a standby mode, as suggested in the above-referenced '365 patent. In addition, it is proposed in the above-referenced '075 patent to employ automatic frequency control (AFC) during reception of the RF carrier frequency of a received signal to stabilize the VCO frequency. In the receive mode, the VCO frequency is initially stabilized by the PLL circuit, and then the AFC is substituted for the PLL, which is disconnected from the VCO and/or powered off.

It is also proposed to remove power from the PLL circuit or disconnect it from the VCO during the transmission mode after the VCO voltage has stabilized to within acceptable frequency tolerances and provides the control voltage on the capacitive loop filter. However, the control voltage stored by the loop filter tends to decline due to current leakage over time, and so it is necessary to periodically power up and/or reconnect the PLL circuit to the loop filter and VCO to restore the control voltage as described in the above-referenced '918 patent. Or, the control voltage that is developed in a transmit or receive mode is stored and is used during the standby mode to maintain the control voltage via a feedback loop under the control of a microcomputer as described in the above-referenced '365 patent. The feedback loop employs A/D and D/A converters and is not used during the transmit or receive modes because it would inherently introduce noise on the transmitted or received signal. The circuitry of such a feedback loop also consumes space on the RF module that must be fitted into the limited space within the IMD housing.

WO 02/47545

PCT/US01/46493

-4-

Accordingly, it is an objective of the present invention to save IMD battery energy during telemetry sessions while still generating the high RF carrier frequency that is required to provide the data transmission rate required between the IMD and the external programmer at a distance from the patient and also meets the standards established by regulatory agencies for accuracy, stability and patient safety.

#### SUMMARY OF THE INVENTION

In accordance with the present invention, the frequency synthesizer employed in the RF transceiver of the IMD operating system functions in a PLL LOCK mode wherein the VCO frequency is governed by the PLL and an energy saving HOLD mode wherein the PLL is not operational, and control voltage dissipation is compensated for during uplink and downlink telemetry transmissions.

The RF transceiver is normally dormant and powered down until an event occurs that signifies the start of a telemetry session, the telemetry session involving operating the IMD and the external programmer in successive uplink and downlink telemetry transmissions. The PLL circuit is powered up and coupled with a control voltage input and the output of the VCO to develop a frequency control voltage stored by a capacitive loop filter during initial LOCK portions of both uplink (transmitting) and downlink (receiving) telemetry transmission time periods. The VCO also has a frequency modulation (FM) input that receives the data bit modulation voltage that modulates the carrier frequency during uplink transmission of patient data. The PLL circuit is disconnected from the VCO and the loop filter and is placed in a low energy state during the subsequent HOLD portions of both uplink and downlink telemetry transmission time periods when the control voltage and the resulting VCO carrier frequency have stabilized sufficiently.

During the HOLD portion of a downlink telemetry transmission, the VCO generated carrier signal and the received signal are mixed, and the telemetered information of the RF signal that is modulated and transmitted by the programmer is demodulated. An AFC algorithm is enabled during the HOLD portion of the downlink telemetry transmission and derives a frequency correction value from the difference in frequency of the average frequency of the received carrier frequency and the VCO generated carrier frequency. The frequency correction value is applied to the VCO to compensate for VCO frequency tolerances and for loop filter capacitor discharge of the control voltage to

WO 02/47545

PCT/US01/46493

-5-

thereby drive the VCO generated carrier frequency toward the average carrier frequency of the received carrier signal.

5 The frequency correction value derived by the AFC algorithm is converted to a frequency correction voltage value that is applied to the FM input of the VCO. The correction voltage value is effectively summed with the decreasing loop filter capacitor voltage by the VCO, and the VCO responds to the summed voltages to generate the VCO carrier frequency so that the VCO generated carrier signal remains relatively constant over the HOLD portion while receiving a downlink telemetry transmission. Each successively determined correction voltage value increases with time in as the control voltage stored in the loop filter capacitor discharges.

10 Preferably, drift of the VCO generated carrier frequency during the HOLD portion of the uplink telemetry transmission time period is compensated for through use of the frequency correction values developed in a preceding HOLD portion of a downlink telemetry transmission. The frequency correction values periodically developed by the AFC algorithm during the HOLD portion of a downlink telemetry transmission are processed by a transmit drift compensation circuit. The stored frequency correction values of the data set are each successively retrieved and converted to a correction voltage value that is summed with the modulation voltage of the data signal that is applied to the FM input of the VCO. In this case, the sum of the correction voltage value and the modulation voltage of the patient data signal (when present) is effectively summed with the decreasing loop filter capacitor voltage by the VCO. Again, the VCO responds to the summed voltages applied to the two inputs to generate the VCO carrier frequency so that the VCO generated carrier signal remains relatively constant over the HOLD portion of the uplink telemetry transmission.

25 In a further preferred embodiment, a fixed recharge current is applied by a recharge current source to the loop filter capacitor to compensate for voltage discharge during both the LOCK and HOLD portions of each uplink and downlink telemetry transmission time period. The fixed recharge current value that is derived and stored in IMD memory tends to recharge the loop filter capacitor toward the required control voltage and thereby compensates for current leakage. In one variation of this embodiment, the rate of change of the correction voltage values that are derived by the AFC algorithm during the HOLD portion of the downlink telemetry transmission time period is calculated and stored in

WO 02/47545

PCT/US01/46493

-6-

IMD memory as a fixed recharge current value. In another variation of this embodiment, the rate of capacitor discharge of the loop filter capacitor over time is measured following assembly of the IMD, and the recharge current value is derived and stored in memory as a function of the rate of capacitor discharge.

5 Preferably, both the relatively coarse recharge function of the recharge current source and the fine correction functions enabled by the AFC algorithm and applied in real time or retrieved from memory in downlink and uplink telemetry transmission time periods, respectively, are employed together.

10 This summary of the invention and the objects, advantages and features thereof have been presented here simply to point out some of the ways that the invention overcomes difficulties presented in the prior art and to distinguish the invention from the prior art and is not intended to operate in any manner as a limitation on the interpretation of claims that are presented initially in the patent application and that are ultimately granted.

#### 15 BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

These and other advantages and features of the present invention will be appreciated as the same becomes better understood by reference to the following detailed description of the preferred embodiment of the invention when considered in connection with the accompanying drawings, in which like numbered reference numbers designate like parts throughout the figures thereof, and wherein:

20 FIG. 1 is a simplified schematic view of uplink and downlink telemetry transmissions between an exemplary IMD implanted in a patient's body and an external programmer;

25 FIG. 2 is a simplified block diagram of major functional uplink and downlink telemetry transmission functions of the external programmer and IMD of FIG. 1;

FIG. 3 is a block diagram of a system architecture of an exemplary IMD that incorporates delivery of a therapy and/or physiologic input signal processing in which the telemetry system of the present invention is incorporated;

30 FIG. 4 is a simplified block diagram of the RF telemetry transceiver of the present invention that is incorporated into the exemplary IMD of FIG. 3;

FIG. 5 is a state diagram illustrating the operation of the RF telemetry transceiver of the present invention illustrated in FIG. 4; and

-7-

FIG. 6 is a timing diagram illustrating the operation of the AFC algorithm.

DETAILED DESCRIPTION OF THE  
PREFERRED EMBODIMENTS OF THE INVENTION

5 The present invention can be implemented in any IMD having uplink and downlink telemetry capabilities. At present, a wide variety of IMDs are commercially released or proposed for clinical implantation. Such medical devices include implantable cardiac pacemakers as well as ICDs, pacemaker-cardioverter-defibrillators, drug delivery pumps, cardiomyostimulators, cardiac and other physiologic monitors, nerve and muscle stimulators, 10 deep brain stimulators, cochlear implants, artificial hearts, etc. As the technology advances, IMDs become ever more complex in possible programmable operating modes, menus of available operating parameters, and capabilities of monitoring increasing varieties of physiologic conditions and electrical signals which place ever increasing demands on the telemetry transmission system. It is also contemplated that the present invention may be 15 implemented in more than one IMD implanted within the same patient to enable communication between them.

FIG. 1 illustrates bi-directional telemetry communication between an external programmer 26 and an IMD 100, e.g., an ICD, hemodynamic monitor or cardiac pacemaker IPG 12 and an endocardial lead 14, in accordance with one embodiment of the present 20 invention. The IPG 12 is implanted in the patient 10 beneath the patient's skin or muscle and is typically oriented to the skin surface. The IPG 12 is electrically coupled to the heart 18 of the patient 10 through pace/sense or cardioversion/defibrillation electrodes and lead conductor(s) of at least one endocardial lead 14 coupled to the IPG connector in a manner known in the art. The IPG 12 contains a battery and an operating system powered by the 25 battery that may employ a microcomputer or a digital state machine for timing and controlling device functions in accordance with a programmed operating mode. An exemplary operating system enclosed within IPG 12 is depicted in FIG. 3 and described further below. When the IPG 12 provides cardiac pacing functions, its operating system memory registers in RAM for storing a variety of programmed-in operating mode and parameter values that are used by the operating system. The memory registers may also 30 be used for storing patient data compiled from sensed cardiac activity and/or relating to device operating history or sensed physiologic parameters for telemetry out on receipt of

WO 02/47545

PCT/US01/46493

-8-

downlink transmitted retrieval or interrogation command. The operating system also includes sense amplifiers for detecting cardiac signals, pulse generating output circuits for delivering pacing pulses to at least one heart chamber of the heart 18, and optionally includes patient activity sensors or other physiologic sensors for sensing the need for cardiac output and modulating pacing parameters accordingly in a manner well known in the prior art.

When the IPG 12 is an ICD, it includes one or more high power cardioversion/defibrillation output capacitor, electronic circuitry coupled to the sense amplifiers for detecting and discriminating pathologic and/or non-pathologic arrhythmias from one another and providing other functions, high voltage electronic charging circuitry for charging the output capacitor(s) from a battery voltage to a higher voltage, and electronic switching circuitry for dumping the charge built up on the output capacitor(s) through the cardioversion/defibrillation electrodes. Such a pacing or ICD IPG 12 is described in detail in commonly assigned U.S. Patent No. 5,626,620 or 5,931,857, respectively.

The IPG operating system also includes telemetry circuitry and a telemetry antenna 28, which can take the form of a surface mounted antenna described in the above-referenced '019 patent or an antenna enclosed within or mounted to the IPG connector. It is desirable to reduce the size of the IPG while increasing its functional capabilities and prolonging battery life to increase longevity. In accordance with the present invention, the current consumption of certain transceiver circuits is decreased. By way of background to place this in context, the IPG telemetry system and functions are first described as follows. For convenience of description, the preferred embodiments are described as follows using RF downlink telemetry (DT) transmissions 22 and uplink telemetry (UT) transmissions 20. The terms "telemeter", "telemetry transmission" and the like are intended to embrace any action and manner of communicating and conveying patient data and downlink telemetry data between the IPG and any external monitoring device or programmer 26 in the UT direction and the DT direction, respectively.

Downlink telemetry data packets and patient data packets are transmitted between the IPG RF telemetry antenna 28 within or on or extending from a surface of the IPG 12 and an external RF telemetry antenna 24 associated with the external programmer 26. Preferably, a high frequency carrier signal in the range of 402 to 405 MHz is employed and it is not necessary that the external RF telemetry antenna 24 be located close to the patient's

-9-

skin overlying the IPG 12. Instead, the external RF telemetry antenna 24 can be located on the case of the external programmer some distance, e.g., about two to five meters, from the patient 10. For example, the external programmer 26 and external RF telemetry antenna 24 may be on a stand a few meters or so away from the patient 10 as described, for example, in the above-referenced '019 patent and in commonly assigned U.S. Patent Nos. 5,683,432 and 5,843,139. Moreover, the patient 10 may be active and could be exercising on a treadmill or the like during an uplink telemetry interrogation of real time ECG or physiologic parameters. The programmer 26 may also be designed to universally program existing IPGs that employ the conventional ferrite core, wire coil, RF telemetry antenna of the prior art and therefore also have a conventional programmer RF head and associated software for selective use with such IPGs.

In an uplink telemetry transmission 20, the external RF telemetry antenna 24 operates as a telemetry receiver antenna, and the IPG RF telemetry antenna 28 operates as a telemetry transmitter antenna. Conversely, in a downlink telemetry transmission 22, the external RF telemetry antenna 24 operates as a telemetry transmitter antenna, and the IPG RF telemetry antenna 28 operates as a telemetry receiver antenna.

FIG. 2 illustrates certain of the functional telemetry transmission blocks of the external programmer 26 and IPG 12 of FIG. 1. The external RF telemetry antenna 24 within the programmer 26 is coupled to a telemetry transceiver comprising a telemetry transmitter 32 and telemetry receiver 34. The programmer telemetry transmitter 32 and telemetry receiver 34 are coupled to control circuitry and registers operated under the control of a microcomputer and software as described in the above-referenced '139 patent, for example. Similarly, within the IPG 12, the IPG RF telemetry antenna 28 is coupled to a telemetry transceiver comprising a telemetry transmitter 42 and telemetry receiver 44 that are further described below with reference to FIGs. 3 and 4.

In an uplink telemetry transmission 20, the telemetered patient data may be encoded in any of the telemetry formats. In a particular example described below, the data encoding or modulation is in the form of frequency shift key (FSK) modulation of the carrier frequency, for example. To initiate an uplink telemetry transmission 20, the telemetry transmitter 32 in external programmer 26 is enabled in response to a user input to generate an INTERROGATE command in a downlink telemetry transmission 22. The INTERROGATE command is received and demodulated in receiver 44 and applied to an input of the IMD



-10-

central processing unit (CPU), e.g. a microcomputer (not shown). The IMD microcomputer responds by forwarding the requested patient data to the transmitter 42 that generates the encoded uplink telemetry transmission 20.

5 The uplink and downlink telemetry transmissions 20 and 22 follow a telemetry protocol that formulates, transmits and demodulates downlink telemetry data packets and patient data packets each comprising a bit stream of FSK modulated data bits. The data packets are formulated of an FSK data bit stream with a preamble, data and error checking data bits. A carrier frequency centered in a 300 kHz band between 402 MHz and 405 MHz is modulated in frequency or frequency shifted up representing a data bit "1" or shifted down  
10 to represent the data bit "0". Each uplink and downlink telemetry transmission 20 and 22 takes place during a respective uplink telemetry transmission time period and downlink telemetry transmission time period.

FIG. 3 depicts a system architecture of an exemplary IMD 100 implanted into a patient's body 10 that provides delivery of a therapy and/or physiologic input signal processing. The typical IMD 100 has a system architecture that is constructed about a microcomputer-based control and timing system 102 which varies in sophistication and complexity depending upon the type and functional features incorporated therein. The functions of microcomputer-based IMD control and timing system 102 are controlled by  
15 firmware and programmed software algorithms stored in RAM and ROM including PROM and EEPROM and are carried out using a CPU, ALU, etc., of a typical microprocessor core architecture. The microcomputer-based IMD control and timing system 102 may also include a watchdog circuit, a DMA controller, a block mover/reader, a CRC calculator, and other specific logic circuitry coupled together by on-chip data bus, address bus, power, clock, and control signal lines in paths or trees in a manner well  
20 known in the art. It will also be understood that control and timing of IMD 100 can be accomplished with dedicated circuit hardware or state machine logic rather than a programmed micro-computer.

The IMD 100 also typically includes patient interface circuitry 104 for receiving signals from sensors or electrodes located at specific sites of a patient's body 10 and/or  
30 delivering a therapy to a site of the patient's body 10. The typical patient interface circuitry 104 therefore comprises a therapy delivery system 106 and a physiologic input signal processing circuit 108 or simply one or the other.

-11-

The therapy delivery system 106 can be configured to deliver electrical stimulation to the body, e.g., cardioversion/defibrillation shocks and/or cardiac pacing pulses delivered to the heart, or other electrical stimulation delivered to the brain, other organs, selected nerves, the spinal column, the cochlea, or muscle groups, including skeletal muscle wrapped about the heart. Or the therapy delivery system 106 can be configured as a drug pump delivering drugs into organs for therapeutic treatment or into the spinal column for pain relief. Or therapy delivery system 106 can be configured to operate an implantable heart assist device or pump implanted in patients awaiting a heart transplant operation.

It will be understood that most of these therapy delivery IMDs also have a physiologic input signal processing circuit 108 that processes physiologic signals that are used to trigger or modulate therapy delivery and are stored as physiologic signal data for later retrieval as described above. The physiologic input signal processing circuit 108 is coupled to electrical signal sense electrodes and/or physiologic sensors on or in the housing of the IMD 100 or situated at sites distanced from the IMD housing, typically in distal portions of elongated leads. The sensors or electrodes located outside the housing are coupled by conductors to feedthrough pins of feedthroughs extending through the housing wall. Certain physiologic sensors or sense electrodes can be mounted to a connector assembly so that the conductors are quite short. Typically, however, the conductors include the elongated conductors of leads extending to the remotely situated physiologic sensors and sense electrodes.

The IMD 100 can comprise an implantable cardiac monitor without a therapy delivery system 106, e.g., an implantable EGM monitor for recording the cardiac electrogram from electrodes remote from the heart as disclosed in commonly assigned U.S. Pat. No. 5,331,966 and PCT publication WO 98/02209. Or the IMD 100 can comprise an implantable hemodynamic monitor (IHM) for recording cardiac electrogram and other physiologic sensor derived signals, e.g., one or more of blood pressure, blood gases, temperature, electrical impedance of the heart and/or chest, and patient activity. The Medtronic® REVEAL® Insertable Loop Recorder having spaced housing EGM electrodes is an example of the former, and the Medtronic® CHRONICLE® IHM coupled with a capacitive pressure and temperature sensing lead and EGM sense electrodes of the type described in commonly assigned U.S. Pat. No. 5,564,434 is an example of the latter.

-12-

These are merely exemplary configurations of IMD 100, therapy delivery system 106, and physiologic input signal processing circuit 108 for therapy delivery and/or monitoring. In all cases, the micro-computer-based control and timing system 102 governs all operating functions employing an appropriate, programmable operating algorithm. FIG. 1 also depicts other typical components common to an IMD 100 in any of these therapy delivery and/or monitoring configurations.

All current IMDs rely upon a source of electrical energy to power the IMD operating system including the circuitry of IMD 100 and to power any electromechanical devices, e.g., valves, pumps, etc. of a substance delivery IMD, or to provide electrical stimulation energy of an ICD shock generator, cardiac pacing pulse generator, or other electrical stimulation generator. The typical energy source is a high energy density, low voltage battery 136 coupled with a power supply/POR circuit 126 having power-on-reset (POR) capability. The power supply/POR circuit 126 provides one or more low voltage power  $V_{lo}$ , the POR signal, one or more VREF sources, current sources, an elective replacement indicator (ERI) signal, and, in the case of an ICD, high voltage power  $V_{hi}$  to the therapy delivery system 106. Not all of the conventional interconnections of these voltages and signals are shown in FIG. 1.

In addition, in certain IMDs, an audible patient alert warning or message is generated by a transducer 128 when driven by a patient alert driver 118 to advise of device operations, battery power level or a monitored patient condition. In ICDs, the patient may be warned of the detection of a malignant tachyarrhythmia and the imminent delivery of a cardioversion/defibrillation shock to enable the patient to assume a resting position prior to delivery.

Virtually all current electronic IMD circuitry employs clocked CMOS digital logic ICs that require a clock signal CLK provided by a piezoelectric crystal 132 and system clock 122 coupled thereto. In FIG. 1, each CLK signal generated by system clock 122 is routed to all applicable clocked logic via a clock tree 138. The system clock 122 provides one or more fixed frequency CLK signal that is independent of the battery voltage over an operating battery voltage range for system timing and control functions and in formatting uplink telemetry signal transmissions in the telemetry I/O circuit 124.

In the IMD 100, uplink and downlink telemetry capabilities are provided to enable communication with either a remotely located external medical device or a more proximal

WO 02/47545

PCT/US01/46493

-13-

medical device on the patient's body or another IMD in the patient's body as described above with respect to FIGs. 1 and 2.

The RAM registers may be used for storing the patient data comprising physiologic patient data compiled from sensed cardiac activity or sensed physiologic parameters and non-physiologic patient data relating to device operating history for uplink telemetry transmission on receipt of a retrieval or interrogation instruction via a downlink telemetry transmission. The criteria for triggering such patient data storage can also be programmed in via downlink telemetry transmitted instructions and parameter values. The physiologic data storage is either triggered on a periodic basis or by detection logic within the physiologic input signal processing circuit 108 upon satisfaction of certain programmed-in event detection criteria. In some cases, the IMD 100 includes a magnetic field sensitive switch 130 that closes in response to a magnetic field, and the closure causes a magnetic switch circuit to issue a switch closed (SC) signal to control and timing system 102 which responds in a magnet mode. For example, the patient may be provided with a magnet 116 that can be applied over the subcutaneously implanted IMD 100 to close switch 130 and prompt the control and timing system to deliver a therapy and/or store physiologic episode data when the patient experiences certain symptoms. In either case, event related data, e.g., the date and time, may be stored along with the stored periodically collected or patient initiated physiologic data for uplink telemetry in a later initiated telemetry session.

In addition, real-time generated physiologic patient data can be transmitted by uplink RF telemetry from the IMD 100 to the external programmer or other remote medical device 26 in response to a downlink telemetered interrogation command. The real-time physiologic data typically includes real time sampled signal levels, e.g., intracardiac electrocardiogram amplitude values, and sensor output signals.

The non-physiologic patient data that can be transmitted by uplink RF telemetry from the IMD 100 to the external programmer or other remote medical device 26 includes currently programmed device operating modes and parameter values, battery condition, device ID, patient ID, implantation dates, device programming history, real time event markers, and the like. In the context of implantable pacemakers and ICDs, such non-physiologic patient data includes programmed sense amplifier sensitivity, pacing or cardioversion pulse amplitude, energy, and pulse width, pacing or cardioversion lead

-14-

impedance, and accumulated statistics related to device performance, e.g., data related to detected arrhythmia episodes and applied therapies.

In accordance with the present invention, the battery energy expended in uplink telemetry transmissions of such IMD developed patient data and downlink telemetry transmissions of programming and interrogation commands is conserved employing the telemetry transceiver 124 illustrated in FIG. 4 operating in accordance with the state diagram of FIG. 5. Each uplink and downlink telemetry transmission time period is divided into an initial LOCK portion and a subsequent HOLD portion. Programming/interrogation commands are received after the commencement of and during the subsequent HOLD portion of each downlink telemetry transmission. Similarly, encoded PATIENT DATA packets are transmitted by transmitter 230 after the commencement of and during the subsequent HOLD portion of each uplink telemetry transmission.

Telemetry transceiver 124 preferably operates in accordance with a protocol that causes timing and control signals to be provided such that patient data is transmitted during an uplink telemetry transmission and downlink telemetry data is received during a downlink telemetry transmission. The timing and control signals pertinent to the present invention include the TRANSMIT enabling signal, the LOCK/HOLD state signal, and the RECEIVE enabling signal generated at appropriate times by a control and timing system which can be either resident within transceiver 124 or received from timing and control system 102.

The TRANSMIT control signal enables the transmitter 230 to transmit FSK modulated PATIENT DATA packets and couples the output of the transmitter 230 to the antenna 28 through switch 240. In one preferred embodiment, the TRANSMIT control signal also enables the D/A converter 238 to receive stored AFC derived recharge data from transmit drift compensation circuit 250 during the HOLD portion of the uplink telemetry transmission time period. The D/A converter responds by providing an analog control voltage to the FM INPUT of VCO 204 to make fine adjustments to the VCO carrier frequency output on line 206 in a manner described further below.

The RECEIVE control signal couples the antenna 28 to the input of the receiver 232 through switch 240, enables the receiver 232 to receive downlink transmitted, FSK modulated command data packets, and enables the operation of the AFC algorithm during the subsequent HOLD portion of the downlink telemetry transmission time period. The AFC algorithm can be embodied in digital logic, firmware or software, and for convenience

WO 02/47545

PCT/US01/46493

-15-

of description is referred to herein as being carried out by an AFC algorithm circuit 236. The Rx AFC RECHARGE DATA developed by the AFC algorithm circuit 236 is directed to an Rx input of the D/A converter 238 during the HOLD portion of the downlink telemetry transmission time period. The RECEIVE control signal is also applied to the D/A converter to enable it to provide an analog control voltage to the FM INPUT of VCO 204 to make fine adjustments to the VCO carrier frequency output on line 206 in a manner described further below.

The LOCK/HOLD control signal is high (logic "1") during the LOCK portion and low (logic "0") during the HOLD portion of both the downlink and uplink telemetry transmission time periods, and is applied to either close or open switches 216 and 218 and to enable or disable the AFC algorithm circuit 232 and the D/A converter 238.

It is necessary to develop the carrier frequency and apply the carrier frequency to the transmitter 230 during the uplink telemetry transmission time period and to the receiver 232 during the downlink telemetry transmission time period. A frequency synthesizer 200 comprising a PLL circuit 202 and VCO 204 generates the carrier frequency on VCO line 206 during the initial LOCK portion of each uplink and downlink telemetry transmission time period. The PLL circuit 202 draws battery current at a high energy consuming rate as it stabilizes the carrier frequency output by VCO 204.

The VCO 204 has a voltage input VCOIN for controlling a nominal local carrier frequency at the VCO output line 206 dependent upon a control voltage stored in loop filter circuit 214 which is applied to VCOIN. The initial or LOCK portions of the uplink and downlink telemetry transmission time periods are commenced when the switches 216 and 218 are closed by the LOCK/HOLD control signal. The PLL circuit 202 is of the conventional type described in the above-referenced '365 patent, for example, that comprises a 1/N frequency divider 208, a phase detector 210, and a charge pump 212 coupled between switch 218 and the capacitive loop filter 214. The PLL circuit 202 operates employing the VCO output carrier frequency on line 206, a programmed value "N" for the 1/N frequency divider 208, and a reference frequency. The reference frequency is preferably 50 kHz, and is derived by the frequency standard circuit 244 from the CLK signal of system clock 122 and divided by frequency divider 245.

The LOCK/HOLD command is supplied from the control and timing system 102 when telemetry is operational. The LOCK/HOLD signal closes switches 216 and 218 to

-16-

apply the 50 kHz reference frequency and the carrier frequency generated by the VCO 204 to the PLL circuit 202 during the initial or LOCK portion of the uplink and downlink telemetry transmission time periods. Then, the LOCK/HOLD signal opens switches 216 and 218 to disconnect these signals from the PLL circuit 202 during the subsequent or HOLD portions of the uplink and downlink telemetry transmission time periods. Alternatively or additionally, one or more of the components of the PLL circuit 202 may be powered down during the HOLD portions of the uplink and downlink telemetry transmission time periods.

Thus, during each LOCK portion, phase detector 210 receives the 50 kHz reference frequency and the carrier frequency that is divided down by "N" in the 1/N circuit 208 and responds to the difference in phase between the two input signals to provide a charge pump control signal to the charge pump 212. The charge pump 212 responds to the magnitude of the charge pump control signal by charging or discharging a loop filter capacitor in loop filter circuit 214 to a VCOIN voltage. The charge pump control signal diminishes as the VCOIN voltage reaches a voltage sufficient to cause the VCO 204 to oscillate at the nominal local carrier frequency.

The LOCK/HOLD control signal changes state after the LOCK portion is either timed out by a timer or when the VCO generated carrier frequency stabilizes within an acceptable frequency tolerance from the nominal carrier frequency. The subsequent or HOLD portions of the uplink and downlink telemetry transmission time periods are commenced on the change in state of the LOCK/HOLD control signal. The switches 216 and 218 are opened by the change in state of the LOCK/HOLD control signal, and power may also be removed from certain of the PLL blocks.

PATIENT DATA uplink telemetry transmission commences following the change in state of the LOCK/HOLD control signal and is completed during the HOLD portion of the uplink telemetry transmission time period. During PATIENT DATA uplink telemetry transmission, the FSK modulator 220 develops an FSK input signal value corresponding to each "1" or "0" data bit, respectively, of the PATIENT DATA that is applied to the FM INPUT of VCO 204. The FSK input signal is a voltage that is effectively summed with the VCOIN voltage to increase or decrease the total voltage that the VCO responds to. The VCO 204 responds to the sum of the FSK input signal voltage at the FM INPUT and the VCOIN voltage by increasing or decreasing the carrier frequency with respect to the nominal carrier frequency otherwise effected solely by the control voltage at VCOIN. In

WO 02/47545

PCT/US01/46493

-17-

this way, the VCO generated carrier frequency is frequency shifted to reflect each "1" or "0" binary data bit. The modulated carrier frequency is applied to transmitter 230 which transmits it through the T/R switch 240 and antenna 28.

5 A downlink telemetry transmission is received following the change in state of the LOCK/HOLD control signal and is completed during the HOLD portion of the downlink telemetry transmission time period. The receiver 232 is enabled by the RECEIVE control signal to receive the downlink transmitted, FSK modulated, carrier frequency through switch 240 and the VCO generated carrier frequency output on line 206. The  
10 instantaneous frequency difference between the downlink transmitted, FSK modulated, carrier frequency through switch 240 and the VCO generated carrier frequency output on line 206 is determined in receiver 232, and the difference is applied to the demodulator 234 and the AFC algorithm circuit 236. The instantaneous frequency difference changes at the data bit rate to reflect FSK modulation of the carrier frequency of the downlink transmitted, FSK modulated, carrier frequency, and the data bits are demodulated by  
15 demodulator 234. A data bit stream comprising the downlink telemetry data in each data packet is thereby output from the demodulator 234 and supplied to the control and timing system 102.

The control voltage stored on the capacitor of the loop filter circuit 214 is established in the LOCK portions of the uplink and downlink telemetry transmission time periods, but tends to dissipate as the capacitor discharges over time during the subsequent  
20 HOLD portions of the uplink and downlink telemetry transmission time periods and is not recharged by charge pump 212. Consequently, the carrier frequency generated by the VCO 204 on line 206 tends to drift away from the nominal carrier frequency established during the LOCK portions of the uplink and downlink telemetry transmission time periods,  
25 causing transmitting and receiving accuracy to suffer.

In addition, there may be a deviation that occurs at manufacture or develops over time from the nominal carrier frequency that the VCO is intended to oscillate at when a predetermined voltage is applied to VCOIN. It is desirable to maintain the VCO carrier frequency within a nominal tolerance of  $\pm 1,000$  Hz, for example, of the transmitted carrier  
30 frequency, when the loop filter capacitor is charged during the LOCK portion. However, the actual frequency deviation between the VCO carrier frequency and the downlink transmitted carrier frequency may exceed the tolerance.



WO 02/47545

PCT/US01/46493

-18-

In accordance with one aspect of the present invention, the voltage stored by the loop filter capacitor of loop filter 204 is maintained by a recharge current provided by leakage compensation circuit 242. The leakage compensation circuit 242 is enabled at all times during both the LOCK and HOLD portions of each uplink and downlink telemetry transmission time period to provide a RECHARGE current that helps to maintain the carrier frequency generated by the VCO 204 within an acceptable frequency deviation tolerance during the HOLD portions to enable reliable uplink telemetry transmission. The RECHARGE current is derived by leakage compensation circuit 242 from RECHARGE DATA stored in memory in the control and timing system 102. The RECHARGE DATA is derived from a leakage rate observed during testing of the capacitive loop filter during fabrication of the IMD in IMD memory. The RECHARGE DATA is digitized and stored in a dedicated register in RAM in the control and timing system 102, and is retrieved and used by the leakage compensation circuit 242 to develop and apply the RECHARGE current to recharge said loop filter capacitor.

However, it is desirable to provide an even more accurate or finer control of the carrier frequency during the HOLD portions of the uplink and downlink telemetry transmission time periods. In accordance with a further aspect of the invention, the AFC algorithm circuit 236 is enabled by the state of the LOCK/HOLD and RECEIVE control signals during the HOLD portion of each downlink telemetry transmission time period. The AFC algorithm circuit 236 embodies an AFC algorithm in digital logic. The AFC algorithm circuit 236 samples the output of the receiver circuit 232 and determines a moving average frequency difference over two or more FSK modulation time periods to average out the FSK modulation of the downlink telemetered carrier frequency signal. The AFC algorithm then develops a digitized AFC correction value for the sample, and a stream of such digitized AFC correction values is developed over the HOLD portion of the downlink telemetry transmission time period. Each digitized AFC correction value is related to the sampled difference in frequency between each time sample of the received and VCO generated carrier frequencies averaged over a time period. Each AFC correction value represents a correction voltage, which when applied to the FM INPUT of VCO 204, causes the VCO 204 to change frequency and reduce the frequency difference.

During the HOLD portions of the downlink telemetry transmission time period, each digitized AFC correction value that is generated by the AFC algorithm circuit 236 is

-19-

applied in real time to an input of the D/A converter 238. D/A converter 238 is enabled by the RECEIVE and LOCK/HOLD control signals to convert each real time generated, digitized, AFC correction value into a correction voltage that is applied to the FM INPUT of VCO 204 until the next in time digitized AFC correction value is received from the AFC algorithm circuit 236. In this case, the correction voltage from D/A converter 238 is effectively summed with the VCOIN voltage to increase or decrease the total voltage that the VCO 204 responds to.

FIG. 6 illustrates how the frequency adjustment of the VCO 204 occurs during the HOLD portion of the downlink telemetry transmission time period starting at time  $t_0$ . At time  $t_0$ , the deviation between the VCO generated carrier frequency and the downlink telemetry transmitted carrier frequency may be relatively great, due to the above-mentioned deviation by the VCO from the nominal carrier frequency that can occur. Consequently, the AFC correction value developed by the AFC algorithm may initially be fairly large and the change in frequency over the time period  $t_0$  to  $t_1$  reflects the adjustment that occurs to decrease the frequency difference toward zero. Then, the slow discharge of the loop filter capacitor starts to influence the VCO generated carrier frequency. Therefore, the frequency adjustments that are necessary to drive the VCO generated carrier frequency into alignment with the average value of the downlink telemetry transmitted carrier frequency tend to increase in magnitude, as shown in FIG. 6 after  $t_1$ .

During the HOLD portion of the downlink telemetry transmission time period, each AFC correction value of the data set of digitized AFC correction values that is developed by the AFC algorithm following time  $t_1$  is processed in the transmit drift compensation circuit 250. During the uplink telemetry transmission, the slope of the frequency adjustments that are necessary to drive the VCO generated carrier frequency into alignment with the average value of the downlink telemetry transmitted carrier frequency is determined, and a further digitized correction value is determined and applied to an input of the D/A converter 238. D/A converter 238 is enabled by the TRANSMIT and LOCK/HOLD control signals to convert each correction value into a correction voltage that is applied to the FM INPUT of VCO 204 until the next in time digitized correction value is applied. In this case, the correction voltage from D/A converter 238 and the FSK input signal from FM modulator 220 are summed together within the FM INPUT, and the summed voltages are then effectively summed with the VCOIN voltage to

WO 02/47545

PCT/US01/46493

-20-

increase or decrease the total voltage that the VCO 204 responds to. The VCO 204 responds to the sum of the FSK input signal voltage, the correction voltage and the VCOIN voltage to accurately maintain the VCO output carrier frequency within acceptable tolerances while maintaining accurate FSK modulation of the VCO output carrier frequency to reflect each "1" or "0" binary data bit. This enables maintenance of the carrier frequency generated by the VCO 204 within an acceptable frequency deviation tolerance enabling reliable uplink telemetry transmission of the PATIENT DATA applied to the FM input of the VCO 204.

Turning to FIG. 5, it depicts the above-described states of operation and the transitions between the states wherein typically a telemetry session comprises one or more sequence of a downlink telemetry transmission followed by an uplink telemetry transmission. In the IDLE state prior to or following completion of a telemetry session, the RECEIVE, TRANSMIT, and LOCK/HOLD control signals are logic low, the frequency synthesizer 200 does not develop any carrier frequency on line 206, and the leakage compensation circuit 242 is powered down. When the LOCK/HOLD and RECEIVE control signals go high, the state transition "A" takes place from the IDLE state to the Rx PLL LOCK state, wherein the leakage compensation circuit 242 is operational, the VCO 204 and PLL circuit 202 are connected together, and the frequency synthesizer 200 begins to operate as described above. The Rx PLL LOCK state is maintained in loop "B" until the VCO output carrier frequency is stabilized as described above. Then, when the LOCK/HOLD control signal goes low, the Rx HOLD state is entered through state transition "C", and the AFC algorithm is commenced to provide the real-time AFC correction values to the D/A converter 238. The Rx HOLD state continues through the duration of the HOLD portion via loop "D" until the RECEIVE control signal goes low.

Then, the TRANSMIT control signal goes high and the LOCK/HOLD control signal goes high again, causing the state transition "E" to the Tx PLL LOCK state. Again, the leakage compensation circuit 242 is operational, the VCO 204 and PLL circuit 202 are connected together, and the frequency synthesizer 200 begins to operate as described above. The Tx PLL LOCK state is maintained in loop "F" until the VCO output carrier frequency is stabilized as described above. Then, when the LOCK/HOLD control signal goes low, the Tx HOLD state is entered through state transition "G", and the D/A converter 238 receives the stored AFC correction values to provide the drift compensation

WO 02/47545

PCT/US01/46493

-21-

to the FM INPUT of VCO 204 as described above. The Tx HOLD state with the drift compensation continues through the duration of the HOLD portion via loop "H" until the TRANSMIT control signal goes low.

Then, the transition "I" is made back to the Rx PLL LOCK state to repeat the state changes of each uplink and downlink telemetry transmission of the telemetry session until all are completed, and the final transition "J" to the IDLE state is made. The IDLE state loop J continues until the next downlink telemetry transmission.

While the present invention has been illustrated and described with particularity in terms of a preferred embodiment, it should be understood that no limitation of the scope of the invention is intended thereby. The scope of the invention is defined only by the claims appended hereto. It should also be understood that variations of the particular embodiment described herein incorporating the principles of the present invention will occur to those of ordinary skill in the art and yet be within the scope of the appended claims.

15

WO 02/47545

PCT/US01/46493

-22-

## CLAIMS:

1. In a battery powered, implantable medical device (IMD) adapted to be implanted in a patient's body to provide a therapy delivery and/or monitoring function, telemetry transceiver circuitry for uplink telemetry transmission of IMD developed patient data from the IMD during a predetermined uplink telemetry transmission time period and downlink telemetry reception of downlink telemetry data during a predetermined downlink telemetry transmission time period, said IMD further comprising:

a voltage-controlled oscillator (VCO) having a VCO voltage input for developing an FM telemetry carrier frequency at a VCO output dependent upon a control voltage applied to the VCO voltage input and a VCO frequency modulation (FM) input that receives a data bit modulation voltage that modulates the VCO generated carrier frequency during uplink transmission of patient data;

a phase-lock loop (PLL) circuit having a PLL input adapted to selectively receive the carrier frequency at the VCO output and to supply a control voltage to a capacitive loop filter circuit that is coupled to the VCO voltage control input;

telemetry control means operable upon initiation of an uplink or downlink telemetry transmission for operating said VCO with said PLL circuit and said loop filter as a frequency synthesizer in a high battery energy consumption state for an initial LOCK portion of the uplink telemetry transmission time period to establish a frequency lock control voltage stored by said loop filter circuit and applied to said VCO voltage input to cause said VCO to generate a frequency locked carrier signal at said VCO output;

means for selectively de-coupling said PLL circuit from said VCO and applying patient data to said FM input during a subsequent HOLD portion of an uplink telemetry transmission time period; and

voltage hold means operable during the HOLD portion of the uplink telemetry transmission time period for establishing a frequency correction voltage at the VCO FM input which modulates the VCO generated carrier frequency in a manner that compensates for drift in the VCO generated carrier frequency to maintain the VCO generated carrier frequency within an acceptable frequency deviation tolerance enabling reliable uplink telemetry transmission of patient data.

2. The IMD of Claim 1, wherein said capacitive loop filter circuit voltage tends to dissipate over time at a predetermined rate as a loop filter capacitor discharges during said

WO 02/47545

PCT/US01/46493

-23-

HOLD portion of said uplink telemetry transmission time period, and further comprising recharging means for recharging said loop filter capacitor to offset the discharge thereof.

3. The IMD of Claim 2, further comprising:

5 means for storing a recharge current value derived from a leakage rate observed during testing of the capacitive loop filter during fabrication of the IMD in IMD memory; and wherein:

said recharging means retrieves from IMD memory and uses said recharge current value it to develop and apply a recharge current value to said loop filter capacitor to recharge said loop filter capacitor.

10 4. The IMD of Claim 1, further comprising:

automatic frequency control (AFC) means responsive to the difference between a received carrier frequency signal received from the remote medical device and the carrier frequency generated by the VCO during the HOLD portion of the downlink telemetry transmission time period for establishing an AFC correction value varying as a function of the difference between the received carrier frequency signal received from the remote  
15 medical device and the carrier frequency generated by the VCO; and

converting means for converting the AFC correction value to a frequency correction voltage and applying the frequency correction voltage to the FM input of said VCO during the HOLD portion of the downlink telemetry transmission time period to  
20 maintain the VCO generated carrier frequency within an acceptable frequency deviation tolerance enabling reliable downlink telemetry reception of downlink telemetry data.

5. The IMD of Claim 4, wherein said capacitive loop filter circuit voltage tends to dissipate over time at a predetermined rate as a loop filter capacitor discharges during said HOLD portion of said downlink telemetry transmission time period, and further  
25 comprising recharging means for recharging said loop filter capacitor to offset the discharge thereof.

6. The IMD of Claim 5, further comprising:

30 means for storing a recharge current value derived from a leakage rate observed during testing of the capacitive loop filter during fabrication of the IMD in IMD memory; and wherein:

WO 02/47545

PCT/US01/46493

-24-

said recharging means retrieves from IMD memory and uses said recharge current value it to develop and apply a recharge current value to said loop filter capacitor to recharge said loop filter capacitor.

5 7. The IMD of Claim 6, wherein said voltage hold means further comprises means responsive to the AFC correction value established by the AFC means during the HOLD portion of the downlink telemetry transmission time period and operable during the HOLD portion of the uplink telemetry transmission time period for establishing a frequency correction voltage at the VCO FM input which modulates the VCO generated carrier frequency in a manner that compensates for drift in the VCO generated carrier frequency to maintain the VCO generated carrier frequency within an acceptable frequency deviation tolerance enabling reliable uplink telemetry transmission of patient data.

10 8. The IMD of Claim 4, wherein said voltage hold means further comprises means responsive to the AFC correction value established by the AFC means during the HOLD portion of the downlink telemetry transmission time period and operable during the HOLD portion of the uplink telemetry transmission time period for establishing a frequency correction voltage at the VCO FM input which modulates the VCO generated carrier frequency in a manner that compensates for drift in the VCO generated carrier frequency to maintain the VCO generated carrier frequency within an acceptable frequency deviation tolerance enabling reliable uplink telemetry transmission of patient data.

15 9. In a battery powered, implantable medical device (IMD) adapted to be implanted in a patient's body to provide a therapy delivery and/or monitoring function, a method of providing uplink telemetry transmission of IMD developed patient data from the IMD during a predetermined uplink telemetry transmission time period and downlink telemetry reception of downlink telemetry data during a predetermined downlink telemetry transmission time period, said method further comprising the steps of:

20 within the IMD, providing a transceiver comprising a transmitter, a receiver, a voltage-controlled oscillator (VCO) having a voltage input and a frequency modulation (FM) input for developing an FM telemetry carrier frequency at a VCO output dependent upon a control voltage applied to the voltage input and an FM input signal applied to the FM input, and a phase-lock loop (PLL) circuit having a PLL input adapted to selectively receive the carrier frequency at the VCO output and to supply a control voltage to a capacitive loop filter circuit that is coupled to the VCO voltage input;

25

30

WO 02/47545

PCT/US01/46493

-25-

upon initiation of an uplink telemetry transmission, operating said VCO with said PLL circuit and said loop filter as a frequency synthesizer in a high battery energy consumption state for an initial LOCK portion of the uplink telemetry transmission time period to establish a frequency lock control voltage stored by said loop filter circuit and applied to said VCO voltage input to cause said VCO to generate a frequency locked carrier signal at said VCO output applied to said transmitter;

de-coupling said PLL circuit from said VCO and applying patient data to said FM input during a HOLD portion of the uplink telemetry transmission time period; and providing a frequency correction voltage to said FM input during the HOLD portion of the uplink telemetry transmission time that is sufficient to maintain a carrier frequency generated by said VCO at said VCO output within an acceptable frequency deviation tolerance enabling reliable uplink telemetry transmission of patient data.

10. The method of Claim 9, wherein said capacitive loop filter circuit voltage tends to dissipate over time at a predetermined rate as a loop filter capacitor discharges during said uplink telemetry transmission time period, and the providing step further comprises recharging said capacitor to offset the discharge thereof.

11. The method of Claim 10, wherein the providing step further comprises the steps of: storing a recharge current value derived from a leakage rate observed during testing of the capacitive loop filter during fabrication of the IMD in IMD memory; and retrieving said recharge current value from IMD memory and applying a recharge current to said loop filter capacitor.

12. The method of Claim 11, further comprising the steps operable upon reception of a downlink telemetry transmission of a downlink telemetry data modulated carrier frequency signal by said receiver of:

operating said VCO coupled with said PLL circuit and said loop filter as a frequency synthesizer in a high battery energy consumption state for an initial LOCK portion of the downlink telemetry transmission time period to establish a frequency lock control voltage stored by said loop filter circuit and applied to said VCO voltage input to cause said VCO to generate a frequency locked carrier signal at said VCO output;

de-coupling said PLL circuit from said VCO during a subsequent HOLD portion of the downlink telemetry transmission time period;



WO 02/47545

PCT/US01/46493

-26-

providing a received carrier signal upon receipt of the downlink telemetry data modulated carrier frequency signal;

generating a frequency correction voltage from the difference in frequency between the received carrier frequency signal and the carrier frequency generated by the VCO during the HOLD portion of the downlink telemetry transmission time period; and

applying the frequency correction voltage to the FM input of said VCO during the HOLD portion of the downlink telemetry transmission to provide automatic frequency control of the carrier frequency generated by the VCO.

13. The method of Claim 12, wherein the generating step further comprises the steps of:

applying an automatic frequency control (AFC) algorithm to the frequency difference between the received carrier frequency signal received from the remote medical device and the carrier frequency generated by the VCO during the HOLD portion of the downlink telemetry transmission time period to establish an AFC correction value varying as a function of the difference between the received carrier frequency signal received from the remote medical device and the carrier frequency generated by the VCO; and converting the AFC correction value to a frequency correction voltage value.

14. The method of Claim 13, further comprising the steps of:

establishing a frequency correction voltage from the AFC correction value derived during the HOLD portion of the downlink telemetry transmission time period; and

applying the frequency correction voltage to the FM input of said VCO during the HOLD portion of an uplink telemetry transmission time period to modulate the VCO generated carrier frequency in a manner that compensates for drift in the VCO generated carrier frequency to maintain the VCO generated carrier frequency within an acceptable frequency deviation tolerance enabling reliable uplink telemetry transmission of patient data.

15. The method of Claim 9, further comprising the steps operable upon reception of a downlink telemetry transmission of a downlink telemetry data modulated carrier frequency signal by said receiver of:

operating said VCO coupled with said PLL circuit and said loop filter as a frequency synthesizer in a high battery energy consumption state for an initial LOCK portion of the downlink telemetry transmission time period to establish a frequency lock

WO 02/47545

PCT/US01/46493

-27-

control voltage stored by said loop filter circuit and applied to said VCO voltage input to cause said VCO to generate a frequency locked carrier signal at said VCO output;

de-coupling said PLL circuit from said VCO during a subsequent HOLD portion of the downlink telemetry transmission time period;

5 providing a received carrier signal upon receipt of the downlink telemetry data modulated carrier frequency signal;

generating a frequency correction voltage from the difference in frequency between the received carrier frequency signal and the carrier frequency generated by the VCO during the HOLD portion of the downlink telemetry transmission time period; and

10 applying the frequency correction voltage to the FM input of said VCO during the HOLD portion of the downlink telemetry transmission to provide automatic frequency control of the carrier frequency generated by the VCO.

16. The method of Claim 15, wherein the generating step further comprises the steps of:

15 applying an automatic frequency control (AFC) algorithm to the frequency difference between the received carrier frequency signal received from the remote medical device and the carrier frequency generated by the VCO during the HOLD portion of the downlink telemetry transmission time period to establish an AFC correction value varying as a function of the difference between the received carrier frequency signal received from

20 the remote medical device and the carrier frequency generated by the VCO; and

converting the AFC correction value to a frequency correction voltage value.

17. The method of Claim 16, further comprising the steps of:

establishing a frequency correction voltage from the AFC correction value derived during the HOLD portion of the downlink telemetry transmission time period; and

25 applying the frequency correction voltage to the FM input of said VCO during the HOLD portion of an uplink telemetry transmission time period to modulate the VCO generated carrier frequency in a manner that compensates for drift in the VCO generated carrier frequency to maintain the VCO generated carrier frequency within an acceptable frequency deviation tolerance enabling reliable uplink telemetry transmission of patient

30 data.  
18. A method of conserving energy during uplink and downlink telemetry transmissions of data between a remote device and an implantable medical device (IMD)

WO 02/47545

PCT/US01/46493

-28-

employing frequency modulation of a predetermined carrier frequency, comprising the steps of:

providing, in the IMD, a phase-lock loop (PLL) circuit having a capacitive loop filter connected to a control voltage input of a voltage-controlled oscillator (VCO), an output of said VCO providing a carrier signal as a function of a control voltage of the capacitive loop filter during uplink and downlink telemetry transmissions;

during an initial LOCK portion of an uplink or downlink telemetry transmission, operating said PLL circuit, said VCO, and said loop filter as a voltage synthesizer in a phase-lock process long enough to charge a capacitor of the capacitive loop filter to a control voltage sufficient to cause said VCO to generate a carrier frequency within a selected acceptable frequency deviation tolerance from the predetermined carrier frequency;

during a subsequent HOLD portion of an uplink or downlink telemetry transmission, applying the control voltage to the VCO; and

during the HOLD portion of a downlink telemetry transmission:

generating a frequency correction voltage from the difference in frequency between the received carrier frequency signal and the carrier frequency generated by the VCO; and

applying the frequency correction voltage to the FM input of said VCO to provide automatic frequency control of the carrier frequency generated by the VCO.

19. The method of Claim 18, further comprising the step of providing a frequency correction voltage to said FM input during the HOLD portion of the uplink telemetry transmission time that is sufficient to maintain a carrier frequency generated by said VCO at said VCO output within an acceptable frequency deviation tolerance enabling reliable uplink telemetry transmission of patient data.

20. The method of Claim 19, wherein said capacitive loop filter circuit voltage tends to dissipate over time at a predetermined rate as a loop filter capacitor discharges during uplink and downlink telemetry transmission time periods, and the providing step further comprises recharging said capacitor to offset the discharge thereof during the uplink and downlink telemetry transmission time periods.

21. The method of Claim 20, wherein the providing step further comprises the steps of:

WO 02/47545

PCT/US01/46493

-29-

storing a recharge current value derived from a leakage rate observed during testing of the capacitive loop filter during fabrication of the IMD in IMD memory; and retrieving said recharge current value from IMD memory and applying a recharge current to said loop filter capacitor.

5 22. In a battery powered, implantable medical device (IMD) adapted to be implanted in a patient's body to provide a therapy delivery and/or monitoring function, telemetry transceiver circuitry for uplink telemetry transmission of IMD developed patient data from the IMD during a predetermined uplink telemetry transmission time period and downlink  
10 downlink telemetry reception of programming and interrogation commands during a predetermined downlink telemetry transmission time period, said IMD further comprising:

a voltage-controlled oscillator (VCO) having a voltage input and a frequency modulation (FM) input for developing an FM telemetry carrier frequency at a VCO output dependent upon a control voltage applied to the voltage input and an FM input signal applied to the FM input;

15 a phase-lock loop (PLL) circuit having a PLL input adapted to selectively receive the carrier frequency at the VCO output and to supply a control voltage to a capacitive loop filter circuit that is coupled to the VCO voltage input;

uplink telemetry control means operable upon initiation of an uplink telemetry transmission or reception of a downlink telemetry transmission for operating said VCO with said PLL circuit and said loop filter as a frequency synthesizer in a high battery  
20 energy consumption state for a LOCK portion of the uplink telemetry transmission time period to establish a frequency lock control voltage stored by said loop filter circuit and applied to said VCO voltage input to cause said VCO to generate a frequency locked carrier signal at said VCO output;

25 means operable during a HOLD portion of an uplink or downlink telemetry transmission for applying the control voltage to the VCO;

means operable during the HOLD portion of an uplink telemetry transmission for providing a frequency hold control voltage to the loop filter circuit that is sufficient to maintain a frequency hold carrier frequency generated by said VCO at said VCO output  
30 within an acceptable frequency deviation tolerance enabling reliable uplink telemetry transmission of patient data; and

WO 02/47545

PCT/US01/46493

-30-

means operable during the HOLD portion of a downlink telemetry transmission  
for:

generating a frequency correction voltage from the difference in frequency  
between the received carrier frequency signal and the carrier frequency generated by the  
VCO; and

applying the frequency correction voltage to the FM input of said VCO to  
provide automatic frequency control of the carrier frequency generated by the VCO.

23. The IMD of Claim 22 further comprising:

voltage hold means coupled with said loop filter circuit and operable during the  
HOLD portion of the uplink telemetry transmission time period for establishing a  
frequency correction voltage at the VCO FM input which modulates the VCO generated  
carrier frequency in a manner that compensates for drift in the VCO generated carrier  
frequency to maintain the VCO generated carrier frequency within an acceptable  
frequency deviation tolerance enabling reliable uplink telemetry transmission of patient  
data.

24. The IMD of Claim 22, wherein said capacitive loop filter circuit voltage tends to  
dissipate over time at a predetermined rate as a loop filter capacitor discharges during said  
HOLD portion of said uplink telemetry transmission time period, and further comprising  
recharging means for recharging said loop filter capacitor to offset the discharge thereof.

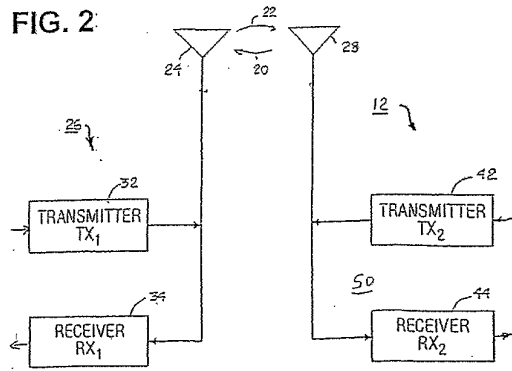
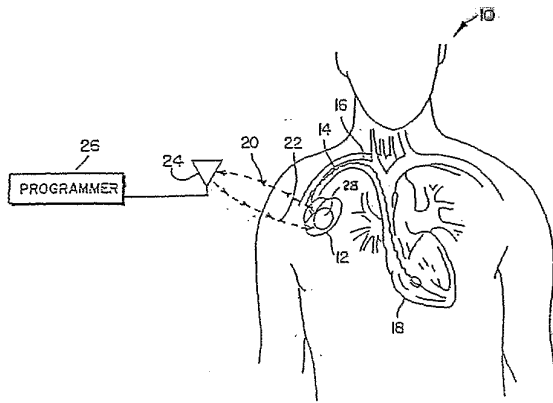
25. The IMD of Claim 24, further comprising:

means for storing a recharge current value derived from a leakage rate observed  
during testing of the capacitive loop filter during fabrication of the IMD in IMD memory;  
and wherein:

said recharging means retrieves from IMD memory and uses said recharge current  
value it to develop and apply a recharge current value to said loop filter capacitor to  
recharge said loop filter capacitor.

WO 02/47545

PCT/US01/46493



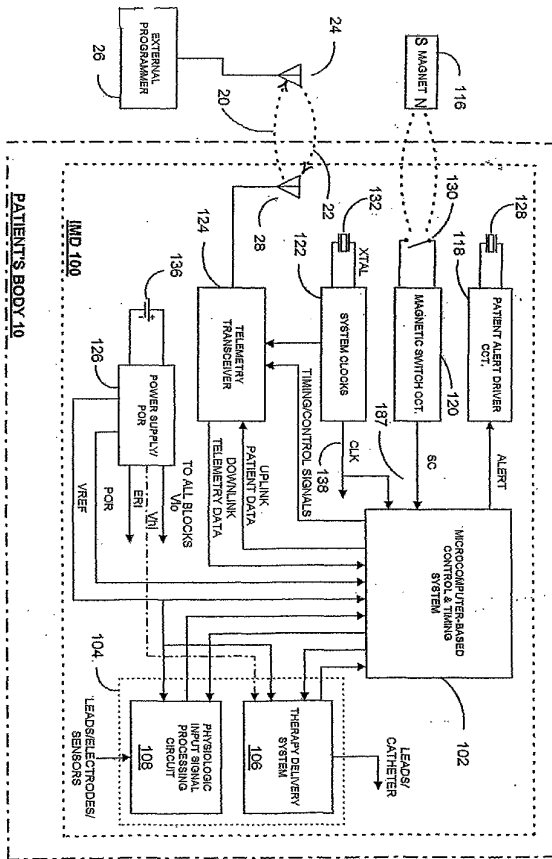
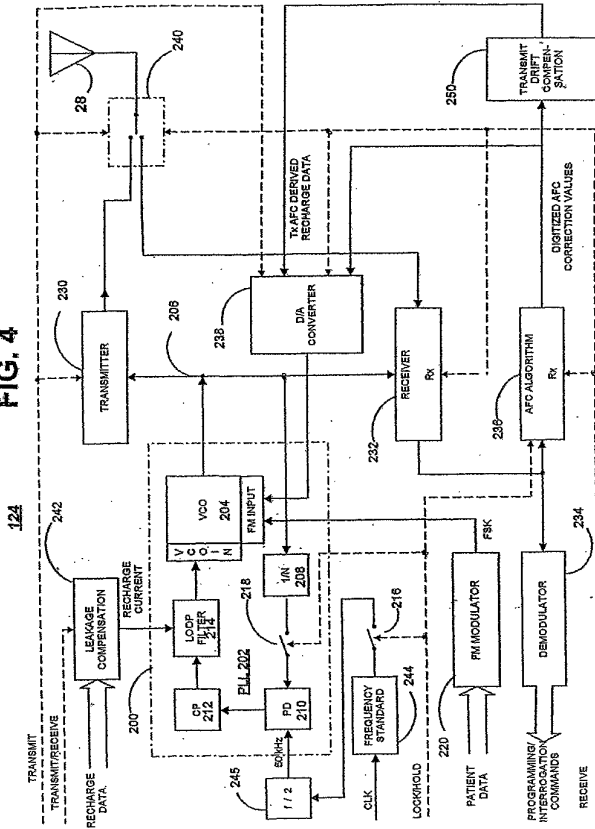


FIG. 3

WO 02/47545

PCT/US01/46493

FIG. 4





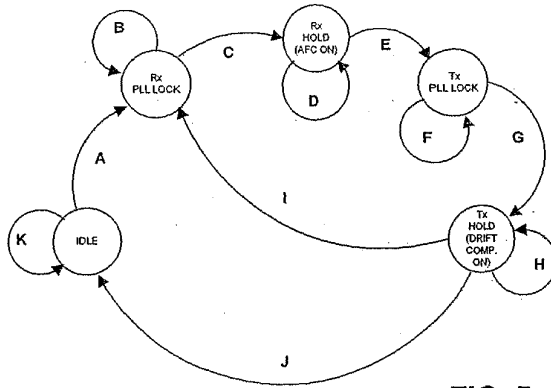
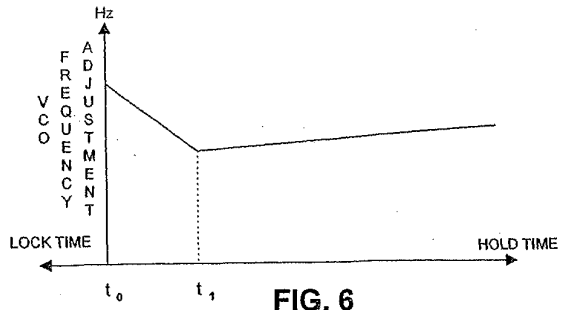


FIG. 5



【 国際公開パンフレット ( コレクション ) 】

(12) INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT)

(19) World Intellectual Property Organization International Bureau



(43) International Publication Date 20 June 2002 (20.06.2002)

PCT

(10) International Publication Number WO 2002/047545 A3

(51) International Patent Classification: A61B 5/00, (74) Agents: WOLDE-MICHAEL, Girma et al., Medtronic, Inc., LC340, 710 Medtronic Parkway, Minneapolis, MN 55432 (US)

(21) International Application Number: PCT/US2001/046493

(81) Designated States (national): CA, JP.

(22) International Filing Date: 8 November 2001 (08.11.2001)

(84) Designated States (regional): European patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, TR).

(25) Filing Language: English

(26) Publication Language: English

(30) Priority Data: 09/736,625 14 December 2000 (14.12.2000) US

Published: with international search report

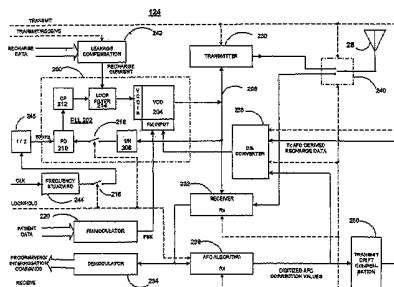
(71) Applicant: MEDTRONIC, INC. [US/US]; 710 Medtronic Parkway NE, Minneapolis, MN 55432 (US).

(88) Date of publication of the international search report: 19 February 2004

(72) Inventors: DUDDING, Charles, H.; 685 River Birch Place, Lino Lakes, MN 55014 (US); HAUBRICH, Gregory, J.; 11190 Hillside Avenue North, Champlin, MN 55316 (US).

For two-letter codes and other abbreviations, refer to the "Guidance Notes on Codes and Abbreviations" appearing at the beginning of each regular issue of the PCT Gazette.

(54) Title: LOW ENERGY CONSUMPTION RF TELEMETRY CONTROL FOR AN IMPLANTABLE MEDICAL DEVICE



(57) Abstract: A frequency synthesizer of an IMD functions in a PLL LOCK mode. The VCO frequency is governed by the PLL and an energy saving HOLD mode. The VCO generated carrier frequency can drift over time. The PLL is coupled with a control voltage of the VCO to develop a frequency control voltage during initial LOCK portions of telemetry transmission. The carrier frequency is modulated during uplink transmission of patient data. An AFC algorithm derives a frequency correction value from the difference in frequency of the constant received carrier frequency and the drifting VCO generated carrier frequency. A frequency correction value is applied to the VCO FM input. A recharge current is also applied to the capacitive loop filter.

WO 2002/047545 A3

## 【 国際調査報告 】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT		International Application No. PCT/US 01/46493		
<b>A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER</b> IPC 7 A61B5/00 A61N1/372 H03L7/08				
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC				
<b>B. FIELDS SEARCHED</b> Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) IPC 7 A61B A61N H03L H03B H04B				
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched				
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used) EPO-Internal				
<b>C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT</b>				
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.		
X	WO 00 36861 A (TELEFONAKTIEBOLAGET) 22 June 2000 (2000-06-22) page 9, line 35 -page 18, line 6 figures 4A,B	1, 9, 18, 22		
A	---	4, 7, 8, 12-17, 23		
X	US 5 548 250 A (FANG) 20 August 1996 (1996-08-20)  column 3, line 36 -column 5, line 29 ---	1, 2, 9, 10, 18-20, 22		
X	US 5 944 659 A (VITALCOM INC.) 31 August 1999 (1999-08-31) cited in the application column 20, line 6 -column 2, line 35 --- -/--	1, 9, 18, 22		
<input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of box C. <input checked="" type="checkbox"/> Patent family members are listed in annex.				
* Special categories of cited documents: <table border="0" style="width: 100%;"> <tr> <td style="width: 50%; vertical-align: top;">               *A* document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance                *E* earlier document but published on or after the international filing date                *L* document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)                *O* document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means                *P* document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed             </td> <td style="width: 50%; vertical-align: top;">               *T* later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention                *X* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone                *Y* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.                *&amp;* document member of the same patent family             </td> </tr> </table>			*A* document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance *E* earlier document but published on or after the international filing date *L* document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) *O* document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means *P* document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	*T* later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention *X* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone *Y* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art. *&* document member of the same patent family
*A* document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance *E* earlier document but published on or after the international filing date *L* document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) *O* document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means *P* document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	*T* later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention *X* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone *Y* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art. *&* document member of the same patent family			
Date of the actual completion of the international search 4 April 2003		Date of mailing of the international search report 14/04/2003		
Name and mailing address of the ISA European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl, Fax: (+31-70) 340-3016		Authorized officer  Chen, A		

Form PCT/ISA/210 (second sheet) (July 1992)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.  
PCT/US 01/46493

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	US 4 955 075 A (ANDERSON) 4 September 1990 (1990-09-04) cited in the application column 3, line 19 -column 5, line 28 figure 1	1,9,18, 22
A	---	4,7,8, 13-17,19
A	US 5 389 899 A (YAHAGI ET AL.) 14 February 1995 (1995-02-14)  column 3, line 38 -column 6, line 66 figures 2,3	1-3,5,6, 9-11, 18-25
A	---	
A	US 4 681 111 A (SILVIAN) 21 July 1987 (1987-07-21) column 7, line 47 -column 8, line 14 figure 4	1,9,18, 22

Form PCT/SA/210 (continuation of second sheet) (July 1992)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT  
 Information on patent family members

International application No.  
 PCT/US 01/46493

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
WO 0036861	A	22-06-2000	AU 3087600 A 03-07-2000
			SE 9804420 A 18-06-2000
			WO 0036861 A1 22-06-2000
US 5548250	A	20-08-1996	NONE
US 5944659	A	31-08-1999	AU 3129297 A 21-01-1998
			WO 9800056 A1 08-01-1998
			US 6213942 B1 10-04-2001
			US 2001023315 A1 20-09-2001
			US 2001034475 A1 25-10-2001
			AU 7116896 A 05-06-1997
			WO 9718639 A1 22-05-1997
			US 5748103 A 05-05-1998
US 4955075	A	04-09-1990	AU 4324989 A 14-05-1990
			CA 1301848 A1 26-05-1992
			CN 1042034 A 09-05-1990
			WO 9004888 A1 03-05-1990
US 5389899	A	14-02-1995	WO 9305578 A1 18-03-1993
US 4681111	A	21-07-1987	EP 0216903 A1 08-04-1987
			JP 5066827 B 22-09-1993
			JP 62502666 T 15-10-1987
			WO 8605675 A1 09-10-1986

---

フロントページの続き

(72)発明者 ダディング, チャールズ・エイチ

アメリカ合衆国ミネソタ州55014, リノ・レイクス, リバー・バーチ・プレイス 685

(72)発明者 ホーブリッチ, グレゴリー・ジェイ

アメリカ合衆国ミネソタ州55316, チャンプリン, ヒルズボロ・アベニュー・ノース 111  
90

Fターム(参考) 4C053 JJ11 JJ21 JJ23 JJ24

专利名称(译)	<无法获取翻译>		
公开(公告)号	<a href="#">JP2004534558A5</a>	公开(公告)日	2005-12-22
申请号	JP2002549127	申请日	2001-11-08
[标]申请(专利权)人(译)	美敦力公司		
申请(专利权)人(译)	美敦力公司		
[标]发明人	ダディングチャールズエイチ ホーブリッチグレゴリージェイ		
发明人	ダディング,チャールズ・エイチ ホーブリッチ,グレゴリー・ジェイ		
IPC分类号	A61B5/00 A61N1/36 A61N1/372		
CPC分类号	A61N1/3727 A61N1/37276		
FI分类号	A61N1/36 A61B5/00.102.C		
F-TERM分类号	4C053/JJ11 4C053/JJ21 4C053/JJ23 4C053/JJ24		
代理人(译)	小林 泰 千叶昭夫		
优先权	09/736625 2000-12-14 US		
其他公开文献	JP2004534558A JP3868904B2		

#### 摘要(译)

解决的问题：在遥测会话期间节省IMD电池能量，并生成必要的高RF载波频率，以与远离患者的外部编程器提供所需的数据传输速率，从而提高准确性，稳定性和稳定性。提供符合监管机构为患者安全设置的标准的可植入医疗设备。解决方案：IMD的频率合成器在PLL LOCK模式下工作。VCO频率由PLL和节能HOLD模式决定。PLL在遥测传输的初始LOCK周期内组合VCO的控制电压以生成频率控制电压。在患者数据的上行链路传输期间调制载波频率。AFC算法从接收到的恒定载波频率与VCO生成的漂移载波频率之间的差得出频率校正值，该校正值将应用于VCO FM输入。充电电流施加到电容环路滤波器。[选择图]图3