

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局



(43) 国際公開日
2003 年 2 月 20 日 (20.02.2003)

PCT

(10) 国際公開番号
WO 03/015301 A1

(51) 国際特許分類: **H04B 1/50**, H03H 7/075

(21) 国際出願番号: PCT/JP02/08215

(22) 国際出願日: 2002 年 8 月 12 日 (12.08.2002)

(25) 国際出願の言語: 日本語

(26) 国際公開の言語: 日本語

(30) 優先権データ:
特願2001-244343 2001 年 8 月 10 日 (10.08.2001) JP
特願2001-264843 2001 年 8 月 31 日 (31.08.2001) JP
特願2002-073910 2002 年 3 月 18 日 (18.03.2002) JP

(71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 日立
金属株式会社 (HITACHI METALS, LTD.) [JP/JP]; 〒
105-8614 東京都港区芝浦 1 丁目 2-1 Tokyo (JP).

(72) 発明者; および
(75) 発明者/出願人 (米国についてののみ): 深町 啓介 (FUKA-
MACHI, Keisuke) [JP/JP]; 〒360-0856 埼玉県 熊谷市別
府 1-65 Saitama (JP). 鋸持 茂 (KEMMOCHI, Shigeru)
[JP/DE]; D-40667 メアブッシュ ヘーゲルストラッセ

10 Meerbusch (DE). 渡辺 光弘 (WATANABE, Mitsuhiro)
[JP/JP]; 〒360-0856 埼玉県 熊谷市別府 1-65 Saitama
(JP). 武田 剛志 (TAKETA, Tsuyoshi) [JP/JP]; 〒680-0146
鳥取県 岩美郡国府町町屋 256 Tottori (JP). 但井 裕之
(TAI, Hiroyuki) [JP/JP]; 〒680-0873 鳥取県 鳥取市の場
2-73 Tottori (JP). 横内 智 (YOKOUCHI, Satoru) [JP/JP];
〒680-0863 鳥取県 鳥取市大覚寺 150-90 Tottori (JP).

(74) 代理人: 高石 橘馬 (TAKAISHI, Kitsuma); 〒162-0825
東京都 新宿区神楽坂 6 丁目 67 Tokyo (JP).

(81) 指定国 (国内): CN, KR, US.

(84) 指定国 (広域): ヨーロッパ特許 (AT, BE, BG, CH, CY,
CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL,
PT, SE, SK, TR).

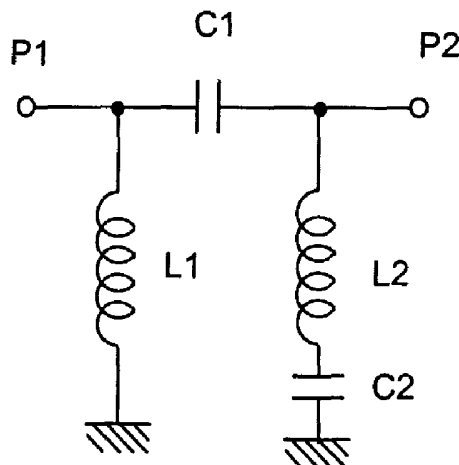
添付公開書類:

— 国際調査報告書
— 補正書・説明書

2 文字コード及び他の略語については、定期発行される
各 PCT ガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語
のガイダンスノート」を参照。

(54) Title: BYPASS FILTER, MULTI-BAND ANTENNA SWITCH CIRCUIT, AND LAYERED MODULE COMPOSITE PART AND COMMUNICATION DEVICE USING THEM

(54) 発明の名称: ハイパスフィルタ及びマルチバンドアンテナスイッチ回路並びにこれらを用いた積層モジュール
複合部品と通信機器



(57) Abstract: A multi-band antenna switch circuit including a diplexer connected to an antenna terminal for demultiplexing signals of different passing bands, a first and a second switch circuit for switching a high frequency signal and a low frequency signal demultiplexed by the diplexer to a plurality of transmission/reception terminals, a first and a second low pass filter connected to a transmission path between the diplexer and the transmission terminal or between the first and the second switch circuit and the transmission terminal, and a notch filter provided between the diplexer and the first switch circuit or between the diplexer and the second switch circuit. The multi-band antenna switch circuit includes a high pass filter having an input terminal and an output terminal and provided at least between the diplexer and the antenna terminal and including a first inductor connected between the input terminal and the ground, a first capacitor connected between the input terminal and the output terminal, a second inductor connected to the output terminal, and a second capacitor connected between the second inductor and the ground.

[続葉有]



(57) 要約:

アンテナ端子に接続された通過帯域の異なる信号を分波するダイプレクサと、ダイプレクサで分波された高周波数側と低周波数側の信号を複数の送受信端子へ切り換える第1及び第2のスイッチ回路と、ダイプレクサと送信端子との間又は第1及び第2のスイッチ回路と送信端子との間の送信経路に接続された第1及び第2のローパスフィルタとを有し、ダイプレクサと第1又は第2のスイッチ回路の間の少なくとも一方にノッチフィルタが設けられているマルチバンドアンテナスイッチ回路。少なくともダイプレクサとアンテナ端子との間に、入力端子及び出力端子を有し、入力端子とグラウンドの間に接続された第一のインダクタと、入力端子と出力端子との間に接続された第一のコンデンサと、出力端子に接続された第二のインダクタと、第二のインダクタとグラウンドの間に接続された第二のコンデンサとからなるハイパスフィルタが設けられている。

明細書

ハイパスフィルタ及びマルチバンドアンテナスイッチ回路
並びにこれらを用いた積層モジュール複合部品と通信機器

技術分野

本発明は1つのアンテナを共用して2つ以上の異なる周波数の信号を送受信する無線通信システムに関し、特にマルチバンドアンテナスイッチ回路及びこれらを用いたマルチバンドアンテナスイッチ積層モジュール複合部品並びに通信装置に関する。

背景技術

携帯無線通信システムには、例えば主に欧州で盛んな EGSM (Extended Global System for Mobile Communications) 方式及び DCS (Digital Cellular System) 方式、米国で盛んな PCS (Personal Communication Service) 方式、日本で採用されている PDC (Personal Digital Cellular) 方式等の時分割マルチプルアクセス (TDMA: Time Division Multiple Access) を用いた様々なシステムがあるが、昨今の携帯電話の急激な普及に伴い、特に先進国の主要な大都市部においては各システムに割り当てられた周波数帯域ではシステム利用者を賄いきれず、接続が困難であったり、通話途中で接続が切断する等の問題が生じている。そこで、利用者が複数のシステムを利用できるようにして、実質的に利用可能な周波数の増加を図り、さらにサービス区域の拡充や各システムの通信インフラを有効活用することが提唱されている。

前記利用者が複数のシステムを利用したい場合には、各システムに対応した携帯通信機を必要な分だけ有するか、あるいは複数のシステムで通信できる小型軽量の携帯通信機を有する必要がある。後者の場合、1台の携帯通信機で複数のシステムを利用可能とするには、システム毎の部品を用いて携帯通信機を構成すればよいが、信号の送信系においては、例えば希望の送信周波数の送信信号を通過させるフィルタ、送受信回路を切り換える高周波スイッチや送受信信号を入放射するアンテナ、また信号の受信系では、前記高周波スイッチを通

過した受信信号の希望の周波数を通過させるフィルタ等の高周波回路部品が各々のシステム毎に必要となる。このため、携帯通信機が高価になるとともに、体積及び重量ともに増加してしまい携帯用としては不適であった。

そこで複数のシステムに対応した小型軽量の高周波回路部品が必要になってきた。例えば特開平 11-225088 号 (EP 0921642 A3) は、EGSM 及び DCS に対応したデュアルバンド対応のアンテナスイッチモジュールを開示している。図 30 は、EGSM 方式 (送信周波数: 880~915 MHz、受信周波数: 925~960 MHz) と、DCS 方式 (送信周波数: 1710~1785 MHz、受信周波数: 1805~1880 MHz) に対応したデュアルバンドアンテナスイッチモジュールの回路ブロック図を示す。ダイプレクサ Dip は 0.9 GHz 帯の EGSM の信号と 1.8 GHz 帯の DCS の信号を分波し、第一の高周波スイッチ SW1 は EGSM 送信端子 (Tx) と EGSM 受信端子 (Rx) とを切り換え、第二の高周波スイッチ SW2 は DCS 送信端子 (Tx) と DCS 受信端子 (Rx) とを切り換える。ローパスフィルタ LPF1、LPF2 は送信側のパワーアンプで発生する高調波歪の量を低減する。

特開 2000-165288 号 (EP 0998035 A3) は、EGSM、DCS 及び PCS の 3 つのシステムに対応した携帯通信機に用いるトリプルバンド対応のアンテナスイッチモジュールを開示している。

次世代携帯無線システムとして、W-CDMA (Wide-band Code Division Multiple Access) 方式のサービスが開始されつつあり、データ転送レートの高速化、通信チャネルの多重化等が期待できるため、急速に普及することが予想される。このため現在携帯電話通信システムで大きなウェートを占めている EGSM、DCS、PCS 等とあわせて、W-CDMA にも対応した携帯無線機が必要となってきた。

EGSM 方式と DCS 方式及び W-CDMA 方式 (送信周波数: 1920~1980 MHz、受信周波数: 2110~2170 MHz) に対応したトリプルバンド対応のアンテナスイッチモジュールの回路ブロック図を図 31 に示す。ダイプレクサ Dip により EGSM の周波数帯の信号と DCS/W-CDMA の周波数帯の信号を分波し、逆方向では合成するが、本明細書では簡単化のために「分波」についてのみ説明する。第一の高周波スイッチ SW1 は EGSM 送信端子 (Tx) と EGSM 受信端子 (Rx)

とを切り換え、第二の高周波スイッチ SW2 は DCS 送信端子 (Tx) と DCS 受信端子 (Rx) と W-CDMA の送受信端子とを切り換える。ローパスフィルタ LPF1、LPF2 は送信側のパワーアンプで発生する高調波歪の量を低減する。

しかしながら、以上の従来技術において次のような問題があった。

(1) 静電サージによる高周波部品の破壊

図 30 や図 31 の高周波スイッチ回路で使用される PIN ダイオード、FET スイッチ等の高周波部品は静電気に弱く、特に携帯電話の場合、人体からの静電サージがアンテナに入力された場合に上記の高周波部品が破壊されるという問題があった。またアンテナスイッチモジュールは破壊までは至らないまでも、送信端子に接続されるパワーアンプや、受信端子に接続されるローノイズアンプ等のアンテナスイッチモジュールの後段に接続される回路を破壊する可能性もあり、静電サージに対する対策を講じることが重要であった。

静電サージ除去に係る技術として、従来から特開 2001-186047 号に開示された図 32(a) に示す回路が知られている。これは 2 つのダイプレクサの一部にグラウンドに接続されたインダクタを追加したものである。この回路で高周波部品を静電サージから保護するためには、グラウンドに落ちるインダクタを 5 nH 以下に設定する必要がある。しかし、アンテナトップに 5 nH 以下のインダクタを接続した場合、900 MHz 帯域から 1.8 GHz 帯域までの広帯域での整合を取ることが困難になる。また実際この回路では 300 MHz 付近での減衰量は 5 dB 以下と僅かなものしか得られず、静電サージ除去には不十分であった。

特開 2001-44883 号は図 32(b) に示す回路を開示している。これはアンテナ端子 ANT、送信端子 Tx、受信端子 Rx の各々の信号ラインにグラウンドに接続されたインダクタとコンデンサを挿入したものであった。しかしながら、このようにアンテナ端子、送信端子、受信端子のそれぞれにインダクタ L1 とコンデンサ C1 からなる LC フィルタを挿入すると、高周波スイッチの小型化及び低コスト化の妨げになるだけでなく、挿入損失の劣化の原因にもなる。実際この回路では 300 MHz 付近での減衰量は 5 dB 程度と僅かなものしか得られず、静電サージ除去には不十分であった。

バリスタやツェナーダイオードを静電サージ除去部品として使用することも

考えられるが、この場合は端子間容量を大きくとる必要あり、信号ラインで使用するすると挿入損失の劣化が避けられない。そのため、バリスタやツェナーダイオードを高周波スイッチを備える高周波回路における静電サージ除去として使用することはできなかった。

(2) 高調波発生量 (PIN ダイオードを用いたスイッチ回路の場合)

図 31 の回路において、W-CDMA の送信信号が第二の高周波スイッチ SW2 を通過する際に高調波歪みが発生するという問題がある。一般的に PIN ダイオードや GaAs スwitch等の非線形デバイスに高電力の高周波信号を投入すると、高調波歪みが発生することが知られている。特に PIN ダイオードの場合、OFF 状態の時に高調波歪みが顕著である。この理由は、図 33 に示すダイオードの V-I 特性から明らかなように、(a) ON 状態ではコントロール電源の電圧 V_c により比較的線形性の良い動作点でダイオードが駆動しているため、高周波信号による電圧変動に対しても線形的な応答をするため高調波発生量は少ないが、(b) OFF 状態では $V = 0$ 付近が動作点となり、高周波信号による電圧変動に対しても非線形的な応答をするため、高調波発生量が大きいためである。

図 34 は図 31 に示す EGSM、DCS 及び W-CDMA に対応するトリプルバンドアンテナスイッチ回路の等価回路を示す。表 1 は各動作モードにおけるコントロール電源と PIN ダイオードの ON/OFF 状態を示す。ここでコントロール電源の High は +1 V ~ +5 V、Low は -0.5 V ~ +0.5 V が望ましい。

表 1

図 34 の回路における各動作モードの PIN ダイオードの ON/OFF 状態

モード	コントロール電源			PIN ダイオードの ON/OFF 状態					
	VC1	VC2	VC3	D1	D2	D3	D4	D5	D6
EGSM Tx	High	Low	Low	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF
DCS Tx	Low	High	Low	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF
EGSM Rx	Low	Low	Low	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF
DCS Rx	Low	Low	High	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON
W-CDMA	Low	Low	Low	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF

以上より、EGSM 送信 (Tx) モード時には EGSM TX 端子からアンテナ ANT の経路には ON 状態のダイオード D1、D2 が接続され、OFF 状態のダイオード D3、D4、D5、D6 は回路的に離れているため、高調波発生量は少ないことが分かる。

DCS 送信 (Tx) モード時も同様に DCS TX 端子からアンテナ ANT の経路には ON 状態のダイオード D3、D4 が接続され、OFF 状態のダイオード D1、D2、D5、D6 は回路的に離れているため、高調波発生量は少ない。

これに対し、W-CDMA モード時には W-CDMA 端子からアンテナ ANT の経路には OFF 状態のダイオード D3、D4、D5、D6 が接続されており、高電力の信号が W-CDMA 端子から入力されるとアンテナ ANT 端子から大きな高調波信号が放射される。これは携帯電話のアンテナから本来発信してはいけない信号が発信されることを意味し、従来技術では回避できない問題であった。

(3) 小型化・省電力化と高調波発生量 (FET スイッチを用いた場合)

図 30 の高周波スイッチモジュールでは PIN ダイオードが合計 4 つ必要であり、図 31 の高周波スイッチモジュールでは PIN ダイオードが合計 6 つ必要である。従って、小型化と省電力化の妨げとなっていた。一般に PIN ダイオードを使用したスイッチ回路より GaAs スイッチの方が低消費電力である。

そこで米国特許第 5815804 号は、図 35 に示すように EGSM 送信端子 (Tx) と DCS 送信端子 (Tx) とを分波する送信側のダイプレクサ Dip1 と、EGSM 受信端子 (Rx) と DCS 受信端子 (Rx) とを分波する受信側のダイプレクサ Dip2 を有し、ダイプレクサ Dip1 と Dip2 を切り換えるスイッチ回路 SW として GaAs スイッチ等の FET スイッチ 1 個を使用した例を示している。この場合、PIN ダイオードを利用したスイッチ回路に比べ小型化と消費電力の低減も可能である。しかしながら、EGSM 送信モードにおいてスイッチ回路 SW が送信側のダイプレクサ Dip1 に接続されているため、DCS 送信端子 (Tx) から入力される DCS 帯域の信号をも通過させるという問題がある。EGSM 送信モードの場合は DCS 側のパワーアンプは動作しないように設定されているが、EGSM 送信信号の 2 倍高調波による発振及び EGSM 側のアンプとのクロストークのために DCS 側のパワーアンプからも僅かに信号を発生する。この現象は特に EGSM と DCS の 2 つのパワーアンプを 1 つのパッケージにまとめたデュアルパワーアンプの場合に顕著であり、-15 dBm 程度の信号が DCS 側のパワーアンプから出力されることがある。つまり、EGSM 送信モードにおいて EGSM 送信帯域の 2 倍の周波数に相当する 1.8 GHz 帯の信号が DCS 送信端子に入力され、さらにダイプレクサ Dip1 及びスイッチ SW は 1.8 GHz 帯域の信号をそのまま通過させてしまうため、EGSM 送信の 2 倍高調波歪みがアンテナから放射され問題となる。このアンテナから放射される 2 倍高調波発生量は -36 dBm 以下が望ましい。

EGSM 受信端子 (Rx) と DCS 送信端子 (Tx) とを分波するダイプレクサ Dip1 と、EGSM 送信端子 (Tx) と DCS 受信端子 (Rx) とを分波するダイプレクサ Dip2 とを設け、Dip1 と Dip2 を切り換えるスイッチ回路 SW を同様に 1 個の GaAs スイッチにより構成した例もある。基本的に GaAs スイッチは PIN ダイオードを使用した回路と比較すると高調波歪みが発生しやすいという問題がある。特に EGSM 送信では最大 +36 dBm の電力が GaAs スイッチに投入される場合があり、2 倍高調波発生量を -36 dBm 以下に抑制するには GaAs スイッチ自体で発生する EGSM 送信信号の 2 倍高調波発生量を -72 dBc 以下にする必要がある。しかしながら、このような高調波発生量の少ない GaAs スイッチを入手することは現状困難である。なぜなら GaAs スイッチの高調波発生量を

低減するには電源電圧を増加することにより容易に実現可能であるが、携帯電話に用いる部品として電源電圧の増加はバッテリーの電源電圧の増加を必要とするためである。

ダイプレクサを用いずに複数の周波数の送受信信号を GaAs スイッチにより直接切り換える回路の場合、PIN ダイオードよりも静電サージによる破壊に対して弱いという問題がある。GaAs スイッチを静電サージから保護するためにはグラウンドに落ちるインダクタを 5 nH 以下に設定する必要がある。しかしながら、アンテナトップに 5 nH 以下のインダクタを接続した場合、900 MHz 帯域から 1.8 GHz 帯域までの広帯域での整合を取ることが困難になる。このことから従来の静電サージ除去回路はアンテナトップに使用することができなかった。

発明の目的

従って本発明の目的は、上記の(1) 静電サージによる高周波部品の破壊の問題、(2) 高調波発生量の問題、及び(3) 小型化・省電力化と高調波発生量の問題を解決するもので、静電サージ除去用ハイパスフィルタと高調波発生量を抑制したマルチバンドアンテナスイッチ回路、及び小型化・省電力化の為に FET スイッチを用いた場合の高調波発生の問題を解決したマルチバンドアンテナスイッチ回路、そしてこれらを用いた積層モジュール並びに通信装置を提供することである。

発明の開示

本発明の静電サージ除去用ハイパスフィルタは、入力端子と、出力端子と、直列共振回路とを有し、前記直列共振回路は前記入力端子とグラウンドとの間に接続された第一のインダクタと、前記入力端子と前記出力端子との間に接続された第一のコンデンサと、前記出力端子に接続された第二のインダクタと、前記第二のインダクタとグラウンドに接続された第二のコンデンサとにより構成されていることを特徴とする。

前記静電サージ除去用ハイパスフィルタは、前記第二のインダクタと前記出力端子との間に第三のインダクタ及び第三のコンデンサからなる並列共振回路

を設けても良い。

前記静電サージ除去用ハイパスフィルタは、少なくともアンテナトップに設けるのが好ましい。またこのハイパスフィルタをスイッチ回路の受信端子と受信用の SAW フィルタとの間に設けるのも好ましい。

本発明のマルチバンドアンテナスイッチ回路は、アンテナ端子に接続された通過帯域の異なる信号を分波するダイプレクサと、前記ダイプレクサで分波された低周波数側の信号を複数の送受信端子へ切り換える第一のスイッチ回路と、前記ダイプレクサで分波された高周波数側の信号を複数の送受信端子へ切り換える第二のスイッチ回路と、前記ダイプレクサと前記送信端子との間又は前記第一のスイッチ回路と前記送信端子との間の送信経路に接続された第一のローパスフィルタと、前記ダイプレクサと前記送信端子との間又は前記第二のスイッチ回路と前記送信端子との間の送信経路に接続された第二のローパスフィルタとを有し、前記ダイプレクサと前記第一のスイッチ回路との間又は前記ダイプレクサと前記第二のスイッチ回路との間の少なくとも一方にノッチフィルタが設けられていることを特徴とする。

本発明の第一の実施例によるマルチバンドアンテナスイッチ回路は、アンテナ端子に接続された通過帯域の異なる信号を分波するダイプレクサと、前記ダイプレクサで分波された低周波数側の信号を第一の送信端子及び第一の受信端子へ切り換える第一のスイッチ回路と、前記ダイプレクサで分波された高周波数側の信号を第二の送信端子、第二の受信端子及び第三の送受信端子へ切り換える第二のスイッチ回路と、前記ダイプレクサと前記第一の送信端子との間又は前記第一のスイッチ回路と前記第一の送信端子との間の送信経路に接続された第一のローパスフィルタと、前記ダイプレクサと前記第二の送信端子との間又は前記第二のスイッチ回路と前記第二の送信端子との間の送信経路に接続された第二のローパスフィルタとを有し、前記ダイプレクサと前記第二のスイッチ回路とはノッチフィルタを介して接続されていることを特徴とする。

上記実施例のマルチバンドアンテナスイッチ回路において、第三の送受信端子にデュプレクサを接続するのが好ましい。

本発明の第二の実施例によるマルチバンドアンテナスイッチ回路は、通過帯

域の異なる信号を分波するダイプレクサと、前記ダイプレクサで分波された低周波数側の信号を複数の送受信端子へ切り換える第一のスイッチ回路と、前記ダイプレクサで分波された高周波数側の信号を複数の送受信端子へ切り換える第二のスイッチ回路と、前記ダイプレクサと送信端子との間又は第一のスイッチ回路と送信端子との間の送信経路に接続された第一のローパスフィルタと、前記ダイプレクサと送信端子との間又は第二のスイッチ回路と送信端子との間の送信経路に接続された第二のローパスフィルタとを有し、前記ダイプレクサとアンテナ端子との間にノッチフィルタが接続されていることを特徴とする。

本発明の第三の実施例によるマルチバンドアンテナスイッチ回路は、通過帯域の異なる信号を分波するダイプレクサと、前記ダイプレクサで分波された低周波数側の信号を第一の送信端子及び第一の受信端子へ切り換える第一のスイッチ回路と、前記ダイプレクサで分波された高周波数側の信号を第二の送信端子、第二の受信端子及び第三の送受信端子へ切り換える第二のスイッチ回路と、前記ダイプレクサと第一の送信端子との間又は第一のスイッチ回路と第一の送信端子との間の送信経路に接続された第一のローパスフィルタと、前記ダイプレクサと第二の送信端子との間又は第二のスイッチ回路と第二の送信端子との間の送信経路に接続された第二のローパスフィルタとを有し、前記ダイプレクサとアンテナ端子との間にノッチフィルタが接続されていることを特徴とする。

上記実施例のマルチバンドアンテナスイッチ回路において、第三の送受信端子にデュプレクサを接続するのが好ましい。

上記マルチバンドアンテナスイッチ回路の好ましい一例においては、入力端子及び出力端子を有し、前記入力端子とグラウンドとの間に接続された第一のインダクタと、前記入力端子と前記出力端子との間に接続された第一のコンデンサと、前記出力端子に接続された第二のインダクタと、前記第二のインダクタとグラウンドに接続された第二のコンデンサとからなるハイパスフィルタが、少なくとも前記ダイプレクサとアンテナ端子との間に設けられている。

前記ハイパスフィルタの第二のインダクタと前記出力端子との間に第三のインダクタ及び第三のコンデンサからなる並列共振回路を挿入しても良い。

本発明の第四の実施例によるマルチバンドアンテナスイッチ回路は、(a) 第一

の送信端子と、第二の受信端子と、第一の共通端子とを有する第一のダイプレクサと、(b) 第二の送信端子と、第一の受信端子と、第二の共通端子とを有する第二のダイプレクサと、(c) 第一の送受信端子と、第二の送受信端子とアンテナ端子とを有し、前記第一の送受信端子と前記第二の送受信端子とのいずれか一方が前記アンテナ端子に切り替え接続されるスイッチ回路と、(d) 前記スイッチ回路と前記アンテナ端子との間に設けられたノッチフィルタとを有し、前記第一の共通端子が前記第一の送受信端子に接続され、前記第二の共通端子が前記第二の送受信端子に接続されていることを特徴とする。

前記ノッチフィルタは好ましくはインダクタ、ダイオード、コンデンサ、抵抗及び電源端子を有し、前記電源端子に印加する電圧により共振周波数が可変である。

前記ノッチフィルタは前記ダイオードに逆電圧を印加するための逆電圧端子を有しているのが好ましい。

上記マルチバンドアンテナスイッチ回路において、少なくとも前記ノッチフィルタと前記アンテナ端子との間にハイパスフィルタを有し、前記ハイパスフィルタは入力端子と、出力端子と、前記入力端子とグラウンドとの間に接続された第一のインダクタと、前記入力端子と前記出力端子との間に接続された第一のコンデンサと、前記出力端子に接続された第二のインダクタと、前記第二のインダクタ及びグラウンドに接続された第二のコンデンサとからなるのが好ましい。

前記ハイパスフィルタの第二のインダクタと前記出力端子との間に第三のインダクタ及び第三のコンデンサからなる並列共振回路が挿入されているのが好ましい。

本発明のマルチバンドアンテナスイッチ回路は、前記第一の送信端子に接続された第一のローパスフィルタと、前記第二の送信端子に接続された第二のローパスフィルタとを有するのが好ましい。前記スイッチ回路は GaAs 半導体からなるのが好ましい。

本発明のマルチバンドアンテナスイッチ積層モジュール複合部品は複数の基板からなる積層体を具備し、上記いずれかのマルチバンドアンテナスイッチ回

路を構成する伝送線路及びコンデンサの一部は前記積層体内の基板上に形成されており、前記マルチバンドアンテナスイッチ回路の一部を構成するスイッチ素子、抵抗、コンデンサ及びインダクタはチップ部品として前記積層体上に搭載されていることを特徴とする。

本発明の通信装置は、上記マルチバンドアンテナスイッチ回路又は上記マルチバンドアンテナスイッチ積層モジュール複合部品を用いたことを特徴とする。

図面の簡単な説明

図 1 は本発明の一実施態様による静電サージ除去用ハイパスフィルタの回路図であり、

図 2 は本発明の他の実施態様による静電サージ除去用ハイパスフィルタの回路図であり、

図 3 は図 1 に示す静電サージ除去用ハイパスフィルタを有するマルチバンドアンテナスイッチ回路の一例を示すブロック図であり、

図 4 は静電サージを再現する Human Body Model 試験機の等価回路を示す図であり、

図 5 は静電サージ電圧波形を示すグラフであり、

図 6 は静電サージ波形の周波数スペクトルを示すグラフであり、

図 7 は従来の静電サージ除去回路と本発明の静電サージ除去回路の減衰特性を示すグラフであり、

図 8 は従来の静電サージ除去回路と本発明の静電サージ除去回路の反射特性を示すグラフであり、

図 9 は本発明の一実施態様によるダイプレクサとスイッチ回路との間にノッチフィルタを設けた EGSM、DCS 及び W-CDMA に対応するアンテナスイッチ回路を示すブロック図であり、

図 10 は図 9 のアンテナスイッチ回路の等価回路を示す図であり、

図 11 は本発明の他の実施態様による EGSM、DCS 及び W-CDMA に対応するアンテナスイッチ回路を示すブロック図であり、

図 12 は本発明の他の実施態様によるアンテナトップにノッチフィルタを設け

た EGSM、DCS 及び W-CDMA に対応するアンテナスイッチ回路を示すブロック図であり、

図 13 は本発明の他の実施態様によるデュプレクサを設けた EGSM、DCS 及び W-CDMA に対応するアンテナスイッチ回路を示すブロック図であり、

図 14(a) はノッチフィルタ回路の一例を示す図であり、

図 14(b) はノッチフィルタ回路の他の例を示す図であり、

図 15 は本発明の一実施態様による FET スイッチと可変ノッチフィルタを用いた EGSM 及び DCS に対応するアンテナスイッチ回路を示すブロック図であり、

図 16 は図 15 のアンテナスイッチ回路の等価回路を示す図であり、

図 17 は実施例 6 に用いた可変ノッチフィルタの特性を示すグラフであり、

図 18 は本発明のさらに他の実施態様における逆電圧印加型可変ノッチフィルタを用いた EGSM 及び DCS に対応するアンテナスイッチ回路の等価回路を示す図であり、

図 19 は PIN ダイオードの動作点を示すグラフであり、

図 20 は本発明のさらに他の実施態様による EGSM、DCS 及び PCS に対応するアンテナスイッチ回路を示すブロック図であり、

図 21 は本発明のさらに他の実施態様による EGSM、DAMPS、DCS 及び PCS に対応するアンテナスイッチ回路を示すブロック図であり、

図 22 は本発明のさらに他の実施態様による EGSM、W-CDMA、DCS、PCS 対応アンテナスイッチ回路を示すブロック図であり、

図 23 は本発明のさらに他の実施態様による EGSM、DAMPS、DCS 及び PCS に対応するアンテナスイッチ回路を示すブロック図であり、

図 24 は図 23 のアンテナスイッチ回路の等価回路を示す図であり、

図 25 は本発明の一実施態様による静電サージ除去回路を設けた EGSM、DAMPS、DCS、PCS 及び W-CDMA に対応するアンテナスイッチ回路を示すブロック図であり、

図 26 は本発明のさらに他の実施態様による EGSM、DCS 及び W-CDMA に対応するアンテナスイッチ回路を示すブロック図であり、

図 27 は本発明のさらに他の実施態様による EGSM、DCS 及び PCS に対応するアンテナスイッチ回路を示すブロック図であり、

図 28 は本発明の積層モジュールの一例であり、図 10 の等価回路を有するアンテナスイッチ複合部品の積層体を構成するグリーンシートの電極パターンを示す図であり、

図 29 は図 28 のアンテナスイッチ積層モジュール複合部品を示す斜視図であり、

図 30 は従来の EGSM 及び DCS に対応するアンテナスイッチ回路を示すブロック図であり、

図 31 は従来の EGSM、DCS 及び W-CDMA に対応するアンテナスイッチ回路を示すブロック図であり、

図 32(a) は従来の静電サージ除去回路の一例を示す等価回路を示す図であり、

図 32(b) は従来の静電サージ除去回路の他の例を示す等価回路を示す図であり、

図 33 は PIN ダイオードの動作点を示す図であり、

図 34 は従来の EGSM、DCS 及び W-CDMA に対応するアンテナスイッチ回路の等価回路を示す図であり、

図 35 は従来の EGSM と DCS をダイプレクサとスイッチ回路 1 個で分波合成するアンテナスイッチ回路を示すブロック図である。

発明を実施するための最良の形態

[1] 静電サージ除去用ハイパスフィルタ

図 1 は本発明の静電サージ除去用ハイパスフィルタ回路の一例を示す。図 1 において、第一のインダクタ L1 は入力端子 P1 とグラウンドとの間に接続され、第一のコンデンサ C1 は入力端子 P1 と出力端子 P2 との間に挿入され、第二のインダクタ L2 と第二のコンデンサ C2 からなる直列共振回路は出力端子 P2 とグラウンドとの間に接続されている。第一のインダクタ L1 と第一のコンデンサ C1 の値を適宜選択することによって、静電サージはグラウンドへ逃がし、高周波信号は低損失で伝達するようなハイパスフィルタが構成される。ここで第一の

インダクタ L1 は 50 nH 以下、第一のコンデンサ C1 は 10pF 以下が望ましい。これにより約 200 MHz 以下の静電サージをグランドへ逃がすことができる。

第二のインダクタ L2 及び第二のコンデンサ C2 からなる直列共振回路において、その共振周波数が 100 MHz～500 MHz となるように、第二のインダクタ L2 及び第二のコンデンサ C2 の値を設定する。この場合、第二のコンデンサ C2 は 10 pF 以上、第二のインダクタ L2 は 50 nH 以下が望ましい。これにより共振周波数前後の周波数の静電サージをグランドへ逃がすことができる。以上の構成により、200 MHz 以下と 100 MHz～500 MHz 前後のサージ効果を合成することができ、静電破壊で問題となる約 500 MHz 以下での静電サージを十分にグランドへ逃がすことができ、静電サージ除去を効率的に行うことができる。さらに、第一のインダクタ L1、第一のコンデンサ C1、第二のインダクタ L2、第二のコンデンサ C2 の定数値を調整することにより、900 MHz 帯域から 1.8 GHz 帯域までの広帯域での整合を取ることができる。

静電サージによる高周波部品の破壊は、人体が帯電した状態で携帯端末のアンテナに接触した場合に起こりうる。この状況を実験的に再現する方法として、Human Body Model が一般的に用いられる。具体的には人体の帯電状況を図 4 に示すような等価回路で置き換え、コンデンサ C に充電された電荷が、抵抗 R を介して被試験物である高周波部品に放電する装置を用いる。

Human Body Model においてコンデンサ C を 150 pF とし、抵抗 R を 330 Ω とした場合の放電サージ波形は図 5 に示すようになる。この放電サージ波形をフーリエ変換し、放電サージ波形の周波数成分を求めると、図 6 のようなスペクトルが得られる。この周波数スペクトルより人体からのサージ波形は DC～300 MHz までの周波数成分が支配的であり、静電サージ除去部品としては DC～300 MHz までを除去でき、かつ高周波信号を低損失で伝送できるハイパスフィルタが理想的であることが推定できる。

そこで、図 32(a)及び(b) に示す従来の静電サージ除去回路と、図 1 に示す本発明の静電サージ除去回路について、DC～2 GHz での減衰特性を測定した。図 7 に減衰特性を、図 8 に反射特性をそれぞれ示す。減衰特性を比較するために、通過させる信号を 900 MHz 帯域及び 1800 MHz 帯域と想定し、図 8 に示すよ

うにそれぞれの帯域での反射特性 V.S.W.R を 1.5 以下に設定した。図 7 に示すように、得られた減衰特性は、第一のインダクタ L1 及び第一のコンデンサ C1 による約 200 MHz 以下の減衰特性と第二のインダクタ L2 及び第二のコンデンサ C2 による 100 MHz～500 MHz の間の減衰特性とが合成されたものであり、静電破壊で問題となる 300 MHz 以下の周波数帯での減衰量は充分である。具体的には図 32(a), (b) の静電サージ除去回路では減衰量は 5 dB 以下であるのに対し、本発明の静電サージ除去回路では減衰量は 30 dB 以上であり、本発明の静電サージ除去回路の方が 25 dB 以上の減衰量が得られることが分かる。つまり本発明による静電サージ電圧の減衰量（静電サージ除去効果）は、従来技術の 25 dB 以上（17 倍以上）である。

図 2 は本発明の静電サージ除去用ハイパスフィルタ回路の他の例である。図 2 において、第一のインダクタ L1、第二のインダクタ L2、第一のコンデンサ C1、及び第二のコンデンサ C2 の役割は上記したものと同じである。図 2 の例は第一のコンデンサ C1 と出力端子 P2 との間に第三のコンデンサ C3 と第三のインダクタ L3 から構成される並列共振回路が挿入されている点で図 1 の例と異なる。この並列共振回路はノッチフィルタとして機能させることができ、通過する信号の N 倍（N は 2 以上の自然数）の周波数に減衰極を有するように設定することにより、アンテナから発信する高調波ノイズ信号を除去する働きをする。またインダクタ L1、L2 及びコンデンサ C1、C2 に加えて、コンデンサ C3 及びインダクタ L3 も整合回路の一部として機能するため、調整箇所が増えることになり回路全体の整合がより容易になる。

本発明の上記静電サージ除去用ハイパスフィルタにより、GaAs スイッチや PIN ダイオード等の高周波部品の静電サージによる破壊の防止を図ることができる。

実施例 1

図 3 は本発明の静電サージ除去用ハイパスフィルタを用いたトリプルバンドアンテナスイッチ回路の一例を示すブロック図である。この例では、ダイプレクサ Dip は EGSM 帯域 (880～960 MHz) の信号と DCS/PCS 帯域 (DCS: 1710

～1880 MHz、PCS : 1850～1990 MHz) の信号とを分波する役割を担う。またスイッチ回路 SW1 は EGSM 送信信号と受信信号の切り換え、スイッチ回路 SW2 は DCS/PCS 送信信号、DCS 受信信号及び PCS 受信信号の切り換えをそれぞれ行う。ローパスフィルタ LPF1 は EGSM TX 端子から入力される送信信号に含まれる N 次高調波歪を減衰する役割を担い、LPF2 は DCS/PCS TX 端子から入力される送信信号に含まれる N 次高調波歪を減衰する役割を担う。SAW フィルタ SAW1、SAW2、SAW3 はそれぞれ EGSM 受信信号、DCS 受信信号及び PCS 受信信号に含まれる受信帯域外のノイズを除去する役割を担う。

静電サージ除去回路はアンテナ端子 ANT とダイプレクサ Dip の間に挿入され、アンテナ端子 ANT から入力された静電サージをグランドへ吸収する役割を担う。これにより、スイッチ回路を構成する DIP ダイオードスイッチ、GaAs 等の FET スイッチ、受信用 SAW フィルタ、送信端子に接続されるパワーアンプ、受信端子に接続されるローノイズアンプ等の回路を静電サージから保護することができる。

図 3 において、インダクタ L3 とコンデンサ C3 で構成される点線枠内の並列共振回路はオプションで付加できる回路である。この並列共振回路を設けた場合、これをノッチフィルタとし、減衰極を DCS/PCS 送信周波数の 2 倍の周波数 (3420 MHz～3820 MHz) に調整することにより、EGSM 送信周波数の 4 倍の周波数 (3520 MHz～3660 MHz) も同時に減衰させることができるため、DCS/PCS 送信の 2 倍周波数、EGSM 送信の 4 倍周波数を同時に減衰させることができる。また第三のインダクタ L3 と第三のコンデンサ C3 は整合回路としての機能も兼ね備えているため、アンテナスイッチ全体のマッチング調整用として有用である。

上記静電サージ除去回路を用いた他の例は、高調波発生量対策回路と GaAs スイッチ等を用いた小型省電力化回路の例に追加して後述する。

[2] マルチバンドアンテナスイッチ回路

(A) 高調波発生量を抑制したマルチバンドアンテナスイッチ回路

高調波発生量の対策として本発明のマルチバンドアンテナスイッチ回路では、

ダイプレクサとスイッチ回路の間あるいはダイプレクサとアンテナ端子の間にノッチフィルタが挿入されている。このノッチフィルタは、それぞれのスイッチ回路の送信端子に入力される高調波送信信号の周波数に減衰極を有するように設定したもので、例えば送信信号が W-CDMA 送信信号（1920 MHz～1980 MHz）の場合は W-CDMA 送信信号の 2 倍又は 3 倍の周波数に減衰極を有するノッチフィルタとする。これによりスイッチ回路で発生した高調波歪みがノッチフィルタにより遮断されるため、アンテナから放射される高調波発生量は抑制される。ノッチフィルタを挿入する場所により、回路全体の整合が異なる場合がある。このためダイプレクサとスイッチ回路の間あるいはダイプレクサとアンテナ端子との間のうち、全体の整合を取り易い方を適宜選択するのが好ましい。

ダイプレクサと送信端子との間又はスイッチ回路と送信端子との間の送信経路に接続されたローパスフィルタは、送信信号の増幅を行うパワーアンプで発生する高調波の量を抑制する働きを有するので、ノッチフィルタとローパスフィルタの両方が挿入された経路では高調波発生量の抑制がさらに強化される。

スイッチ回路に、GSM、DCS 等の第一及び第二の送受信端子に加えて、W-CDMA 等のシステムに対応した第三の送受信の共通端子を備え、この送受信共通端子に送受信信号の周波数差を利用して送信信号と受信信号を分波するデュプレクサ Dup を接続することにより、GSM、DCS 等の GSM 系のシステム及び W-CDMA 系のシステムに対応したマルチバンドアンテナスイッチ回路が得られる。GSM 系のシステムは TDMA 方式（Time Division Multiple Access：時分割多元接続）を採用し、W-CDMA 系のシステムは CDMA 方式（Code Division Multiple Access：符号分割多重接続）を採用しているので、本発明のマルチバンドアンテナスイッチ回路はマルチモード対応となる。

実施例 2

図 9 は本発明の一実施態様による EGSM、DCS 及び W-CDMA に対応するトリプルバンドアンテナスイッチ回路を示すブロック図である。ダイプレクサ Dip は EGSM 系（送信周波数：880～915 MHz、受信周波数：925～960 MHz）の

880 MHz～960 MHz 帯の信号と DCS 系（送信周波数：1710～1785 MHz、受信周波数：1805～1880 MHz）及び W-CDMA 系（送信周波数：1920～1980 MHz、受信周波数：2110～2170 MHz）の 1710 MHz～2170 MHz 帯のアンテナからの信号を分波する。

スイッチ回路 SW1 は、ダイプレクサ Dip で分波された EGSM 系の信号を送信端子 EGSM Tx と受信端子 EGSM Rx へ切り換える。スイッチ回路 SW2 は、ダイプレクサ Dip で分波された DCS 系及び W-CDMA 系の信号を送信端子 DCS Tx、受信端子 DCS Rx 及び送受信端子 W-CDMA へ切り換える。第一のローパスフィルタ LPF1 は、EGSM 側のパワーアンプから入力される送信信号に含まれる N 次高調波歪みを抑制するため、EGSM 送信信号を通過させ、EGSM 送信信号の 2 倍以上の周波数を十分に減衰するような特性のフィルタを具備する。同様に第二のローパスフィルタ LPF2 は、DCS 側のパワーアンプから入力される送信信号に含まれる N 次高調波歪みを抑制するため、DCS 送信信号を通過させ、DCS 送信信号の 2 倍以上の周波数を十分に減衰するような特性のフィルタを具備する。よって、パワーアンプで発生する高調波歪みは第一及び第二のローパスフィルタ LPF1、LPF2 により低減される。

アンテナスイッチ回路はさらにノッチフィルタ NF を具備する。これは第二の高周波スイッチ SW2 で発生する高調波歪みを低減するために、W-CDMA 送信信号の 2 倍又は 3 倍の周波数に減衰極を有するノッチフィルタからなり、スイッチ回路からの高調波発生量を低減する。これらにより、アンテナ ANT から放射される高調波発生量を低減できる。

図 10 にこの実施態様の等価回路の一例を示す。EGSM、DCS 及び W-CDMA の各動作モードとコントロール電源の関係は表 1 に示す通りである。

ダイプレクサ Dip は、伝送線路 L1～L4 及びコンデンサ C1～C4 により構成される。伝送線路 L2 とコンデンサ C1 は直列共振回路を形成し、DCS 及び W-CDMA 帯域に共振周波数を有するように設計するのが望ましい。本実施例では 1.9 GHz に減衰極をあわせた。また伝送線路 L4 とコンデンサ C3 は直列共振回路を形成し、EGSM 帯域に共振周波数を有するように設計するのが望ましい。本実施例では 0.9 GHz に減衰極をあわせた。この回路により、EGSM 系の信号

と DCS 系の信号と W-CDMA 系の信号とを分波合成することができる。伝送線路 L1、L3 は DCS 系の信号及び W-CDMA 系の信号の周波数にとって高インピーダンスになるようにある程度の長さに設定するのが好ましい。これにより DCS 系及び W-CDMA 系の信号が EGSM 系の経路へ伝送しにくくなる。逆にコンデンサ C2、C4 は EGSM 系の信号の周波数にとって高インピーダンスになるように比較的小さい容量値に設定されるのが好ましい。これにより EGSM 系の信号が DCS/WCDMA 系の経路へ伝送しにくくなる。

第一のスイッチ回路 SW1 は、コンデンサ C5、C6、伝送線路 L5、L6、PIN ダイオード D1、D2 及び抵抗 R1 により構成される。伝送線路 L5、L6 の長さは、EGSM の送信周波数帯において $\lambda/4$ 共振器となるように設定する。ただし、伝送線路 L5 は EGSM の送信周波数においてグラウンドレベルがオープン（高インピーダンス状態）に見える程度のチョークコイルでも代用可能である。この場合インダクタンスは 10~100 nH 程度が望ましい。抵抗 R1 はコントロール電源 VC1 が High 状態での第一及び第二のダイオード D1、D2 に流れる電流を決定する。本実施例では抵抗 R1 を 100 Ω ~200 Ω とした。コンデンサ C5、C6 はコントロール電源の直流分をカットするために必要である。コントロール電源 VC1 が High の時には PIN ダイオード D2 には接続ワイヤ等の寄生インダクタンスが存在するため、これを打ち消すようにコンデンサ C6 と直列共振させる。コンデンサ C6 の容量値は適宜設定する。

以上によりコントロール電源 VC1 が High の時には、第一及び第二のダイオード D1、D2 は共に ON となり、第二のダイオード D2 と伝送線路 L6 の接続点がグラウンドレベルとなり、 $\lambda/4$ 共振器である伝送線路 L6 の反対側のインピーダンスが無限大となる。従ってコントロール電源 VC1 が High の時には、ダイプレクサ Dip と EGSM 受信端子 EGSM Rx との間の経路では信号は通過できず、ダイプレクサ Dip と EGSM 送信端子 EGSM Tx との間の経路では信号は通過しやすくなる。一方、コントロール電源 VC1 が Low の時には、第一のダイオード D1 も OFF となり、ダイプレクサ Dip と EGSM 送信端子 EGSM Tx との間の経路では信号は通過できず、また第二のダイオード D2 も OFF であるので、ダイプレクサ Dip と EGSM 受信端子 EGSM Rx との間の経路では信号が通過し

やすくなる。以上の構成により、EGSM 信号の送受信の切り換えが可能となる。

第二のスイッチ回路 SW2 は、コンデンサ C7～C10、伝送線路 L7～L10、PIN ダイオード D3～D6 及び抵抗 R2、R3 により構成される。伝送線路 L7～L10 は、DCS 乃至 W-CDMA の信号の周波数において $\lambda/4$ 共振器となるような長さを有する。ただし、伝送線路 L7、L9 はそれぞれ DCS の送信周波数及び W-CDMA の送信周波数においてグラウンドレベルがオープン（高インピーダンス状態）に見える程度のチョークコイルでも代用可能である。この場合インダクタンスは 5～60 nH 程度が望ましい。

抵抗 R2 はコントロール電源 VC2 が High 状態での第三及び第四のダイオード D3、D4 に流れる電流を決定する。本実施例では抵抗 R2 を $100\ \Omega \sim 200\ \Omega$ とした。抵抗 R3 はコントロール電源 VC3 が High 状態での第五及び第六のダイオード D5、D6 に流れる電流を決定する。本実施例では抵抗 R3 を $100\ \Omega \sim 2\ \text{k}\Omega$ とした。コンデンサ C7、C8、C10 はコントロール電源の DC カットのために必要である。またコントロール電源 VC2 が High の時には PIN ダイオード D4 には接続ワイヤ等の寄生インダクタンスが存在するため、寄生インダクタンスとコンデンサ C7 とが直列共振するようにコンデンサ C7 の容量値を設定する。

以上によりコントロール電源 VC2 が High の時には、第三及び第四のダイオード D3、D4 は共に ON となり、第四のダイオード D4 と伝送線路 L8 の接続点がグラウンドレベルとなり、 $\lambda/4$ 共振器である伝送線路 L8 の反対側のインピーダンスが無限大となる。したがって、コントロール電源 VC2 が High の時には、ダイプレクサ Dip と DCS 受信端子 DCS Rx との間の経路、及びダイプレクサ Dip と W-CDMA 送受信端子 W-CDMA との間の経路では信号は通過できず、ダイプレクサ Dip と DCS 送信端子 DCS Tx との間の経路では信号は通過しやすい。一方、コントロール電圧 VC2 が Low の時には、第三のダイオード D3 も OFF となり、ダイプレクサ Dip と DCS 送信端子 DCS Tx との間の経路では信号は通過できず、また第四のダイオード D4 も OFF であるのでダイプレクサ Dip と DCS 受信端子 DCS Rx との間の経路及びダイプレクサ Dip と W-CDMA 送受信端子との間の経路では信号が通過しやすい。

コントロール電圧 VC3 が High の時には、PIN ダイオード D6 には接続ワイ

ヤ等の寄生インダクタンスが存在するため、コンデンサ C10 と直列共振するようにコンデンサ C10 の容量値を設定する。これによりコントロール電圧 VC3 が High の時には、第五及び第六のダイオード D5、D6 は共に ON となり、第六のダイオード D6 と伝送線路 L10 の接続点がグラウンドレベルとなり、 $\lambda/4$ 共振器である伝送線路 L10 の反対側のインピーダンスが無限大となる。したがって、コントロール電圧 VC3 が High の時には、ダイプレクサ Dip と W-CDMA 送受信端子との間の経路には信号は通過できず、ダイプレクサ Dip と DCS 受信端子 DCS Rx との間の経路では信号が通過しやすくなる。逆にコントロール電圧 VC3 が Low の時には第五及び第六のダイオード D5、D6 はともに OFF となり、ダイプレクサ Dip と DCS 受信端子 DCS Rx との間の経路には信号は通過できず、ダイプレクサ Dip と W-CDMA 送受信端子 W-CDMA との間の経路では信号が通過しやすくなる。

以上の構成により、コントロール電圧 VC2 が High の時には DCS 送信端子 DCS Tx へ、コントロール電圧 VC2 が Low でコントロール電圧 VC3 が High の時には DCS 受信端子 DCS Rx へ、コントロール電圧 VC2 及びコントロール電圧 VC3 が Low の時には W-CDMA 送受信端子 W-CDMA への切り換えが可能となる。

第一のローパスフィルタ LPF1 は、伝送線路 L11 及びコンデンサ C11~C13 より構成される π 型のローパスフィルタである。ここで L11 と C11 は並列共振回路を構成し、その共振周波数は EGSM の送信周波数の 2 倍又は 3 倍の周波数に設定する。本実施例では 3 倍の 2.7 GHz に設定した。以上の構成によりパワーアンプから入力される EGSM 側の送信信号に含まれる高調波歪みを除去できる。

図 10 において、第一のローパスフィルタ LPF1 は第一の高周波スイッチ SW1 の第一のダイオード D1 と伝送線路 L5 との間に配置されているが、これはダイプレクサ Dip と第一の高周波スイッチ SW1 との間に配置しても良いし、伝送線路 L5 と EGSM 送信端子 EGSM Tx との間に配置しても良い。第一のローパスフィルタ LPF1 のグラウンドに接続するコンデンサを伝送線路 L5 と並列に配置すれば、並列共振回路を構成することとなり、伝送線路 L5 の線路長を $\lambda/4$ よりも

短くでき、またチョークコイルのインダクタンスを小さくすることができる。

第二のローパスフィルタ LPF2 は、伝送線路 L12 及びコンデンサ C14～C16 より構成される π 型のローパスフィルタである。伝送線路 L12 とコンデンサ C14 は並列共振回路を構成し、その共振周波数は DCS 送信周波数の 2 倍又は 3 倍の周波数に設定する。本実施例では 2 倍の 3.6 GHz に設定した。以上の構成によりパワーアンプから入力される DCS 側の送信信号に含まれる高調波歪みを除去できる。

第二のローパスフィルタ LPF2 も第一のローパスフィルタ LPF1 と同様に、ダイプレクサ Dip と第二の高周波スイッチ SW2 との間に配置しても良いし、伝送線路 L7 と DCS 送信端子 DCS Tx との間に配置しても良い。図 10 に示す例では、第一及び第二のローパスフィルタ LPF1、LPF2 は、ダイオード D1 と伝送線路 L5 との間、及びダイオード D3 と伝送線路 L7 との間に配置されており、スイッチ回路の中に設けられている。これは回路設計上好ましいが必須ではない。ローパスフィルタは送信信号が通過するダイプレクサと送信端子との間の送信経路のどこかの位置に設けてあれば良い。

ダイプレクサ Dip と第二のスイッチ回路 SW2 の間に接続されたノッチフィルタ NF は、伝送線路 L13 及びコンデンサ C17 より構成される。伝送線路 L13 とコンデンサ C17 は並列共振回路を構成し、その共振周波数は W-CDMA 送信周波数の 2 倍又は 3 倍の周波数に設定する。本実施例では 2 倍の 3.9 GHz に設定した。W-CDMA モードにおいてはコントロール電源 VC2 及びコントロール電源 VC3 が Low となり、W-CDMA の経路には OFF 状態のダイオード D3～D6 が接続された状態となる。したがって、高電力の WCDMA 送信信号が入力されるとダイオードの非線形性より大きな高調波歪みが発生する。しかし、本実施例ではダイプレクサ Dip と高周波スイッチ SW2 の間に接続されたノッチフィルタ NF により高調波歪みが除去されるため、アンテナからの高調波発生量を抑制することができる。

さらに、DCS の送信周波数の 2 倍の周波数が 3.5 GHz であるのに対し、ノッチフィルタ NF の共振周波数が 3.9 GHz と比較的近いところに減衰極があるため、DCS の送信周波数の 2 倍高調波発生量も同時に抑制することができる。表

2に図 34 の従来の回路と図 10 に示す本発明の回路との特性の比較を示す。DCS の送信周波数の 2 倍及び 3 倍高調波発生量及び W-CDMA の送信周波数の 2 倍及び 3 倍高調波発生量のいずれにおいても、本実施例は従来技術より 15 dBc 以上の改善された。

表 2

本発明の回路と従来の回路の特性比較

モード	発生量	従来の回路 (図 34)	本発明の回路 (図 10)	投入電力
GSM	2 倍高調波	-85 dBc	-85 dBc	37 dBm
	3 倍高調波	-90 dBc 以下	-90 dBc 以下	
DCS	2 倍高調波	-70 dBc	-85 dBc	34 dBm
	3 倍高調波	-85 dBc	-90 dBc 以下	
W-CDMA	2 倍高調波	-60 dBc	-80 dBc	29 dBm
	3 倍高調波	-75 dBc	-90 dBc 以下	

図 9 のノッチフィルタ NF は図 14(a) のような伝送線路とコンデンサの並列共振回路だけではなく、図 14(b) に示す伝送線路とコンデンサの直列共振でも実現可能である。本実施例ではマッチングの関係で並列共振回路を適用したが、直列共振回路の方が通過帯域の信号の通過経路に直列に伝送線路が追加されることがなく、抵抗損失に伴う挿入損失の劣化が少なくて済む。

実施例 3

図 11 は本発明の他の実施態様による EGSM、DCS 及び W-CDMA に対応するアンテナスイッチ回路を示すブロック図である。この例は、図 9 の回路においてダイプレクサ Dip と第一のスイッチ回路 SW1 の間に第一のノッチフィルタ NF1 が挿入された構成である。ノッチフィルタ NF1 として、図 14(a)及び(b) にそれぞれ示す並列共振回路及び／又は直列共振回路を使用することができる。

この場合、共振周波数は EGSM の送信周波数の 2 倍又は 3 倍の周波数に設定するのが好ましい。本実施例により第一の高周波スイッチ SW1 で発生する高調波歪みをノッチフィルタ NF1 が除去するため、アンテナからの高調波発生量をさらに抑制することができる。

実施例 4

図 12 は、アンテナ端子 ANT とダイプレクサ Dip との間にノッチフィルタ NF を挿入した EGSM、DCS 及び W-CDMA に対応するアンテナスイッチ回路を示すブロック図である。PIN ダイオードを使用したスイッチ回路の他に、第一のスイッチ回路 SW1 として SPDT (Single Pole Dual Throw) と呼ばれる GaAs スイッチを使用することができ、また第二のスイッチ回路 SW2 として SP3T (Single Pole 3 Throw) と呼ばれる GaAs スイッチを使用することができる。ノッチフィルタ NF は図 14(a)及び(b) にそれぞれ示す並列共振回路又は直列共振回路を使用することができる。この場合、共振周波数は W-CDMA の送信周波数の 2 倍又は 3 倍の周波数に設定するのが好ましい。

本実施例において、第二の高周波スイッチ SW2 で発生する W-CDMA 信号の高調波歪みはノッチフィルタ NF により除去されるため、アンテナからの高調波発生量を抑制することができる。ノッチフィルタ NF の共振周波数を W-CDMA 送信周波数の 2 倍の周波数 (3.9 GHz) に設定した場合、DCS 送信周波数の 2 倍の周波数 (3.6 GHz) 及び EGSM 送信周波数の 4 倍の周波数 (3.4 GHz) の比較的近くに減衰極を設けることができる。このため、W-CDMA 送信周波数の 2 倍、DCS 送信周波数の 2 倍、及び EGSM 送信周波数の 4 倍の高次高調波発生量を同時に抑制することができる。

さらにノッチフィルタ NF にバラクタダイオード等の可変容量や PIN ダイオード等を組み込んだ減衰極を外部信号でコントロールできる下記のような可変ノッチフィルタを使用することも可能である。これによりノッチフィルタの減衰極を EGSM、DCS 及び W-CDMA のそれぞれの動作モードに最適な周波数に調整可能となるため、高調波発生量を最小限に抑制することができる。

実施例 5

図 13 は本発明の実施態様による EGSM、DCS 及び W-CDMA に対応するアンテナスイッチ回路を示すブロック図である。この実施例では、W-CDMA 送受信端子に W-CDMA の送受信信号を周波数的に切り換えるデュプレクサ Dup が接続されている。この例では、デュプレクサ Dup は W-CDMA 帯域 (1920 MHz ~ 2170 MHz) の送受信信号を送信信号と受信信号の周波数に分波し、W-CDMA の送信と受信を切り換えることができる。すなわち SW2 を下端の W-CDMA に接続したときには W-CDMA の送受信の切り換えは Dup で可能となり、それ以外の接続では EGSM 又は DCS の送受信が選択される。これにより TDMA 系と CDMA 系の異なるシステムにも対応した携帯電話端末に適合したマルチバンドアンテナスイッチ回路を構築できる。

(B) FET スイッチの高調波発生量を抑制したマルチバンドアンテナスイッチ回路

一般的に PIN ダイオードを使用したスイッチ回路は GaAs 等の FET スイッチと比較して低コストで回路を構築できるという利点があるが、小型化・省電力には不向きである。逆に FET スイッチは PIN ダイオードを使用したスイッチ回路と比較すると小型で低消費電力が可能になるという利点がある。本発明のもう一つのマルチバンドアンテナスイッチ回路の基本構成は、1 つの FET スイッチにより 2 つのダイプレクサを切り換える構成を有する。

第一のダイプレクサは周波数帯域の異なる信号を第一の送信端子及び第二の受信端子へ分波し、第二のダイプレクサは周波数の異なる帯域の信号を第二の送信端子及び第一の受信端子へ分波する。さらにスイッチ回路はアンテナ端子と前記第一のダイプレクサとの間、あるいはアンテナ端子と前記第二のダイプレクサとの間の接続を切り換える。従って、第一の送信端子とアンテナ端子が接続されている間、第二の送信端子は前記スイッチ回路により遮断されるため、OFF 状態でパワーアンプから出力される高調波歪みがアンテナ端子に達するという従来技術の問題が解消される。同様に第二の送信端子とアンテナ端子が接続されている間、第一の送信端子は前記スイッチ回路により遮断されるため、

OFF 状態でパワーアンプから出力される高調波歪みがアンテナ端子に達するという従来技術の問題が解消される。

第一の送信端子に接続された第一のローパスフィルタは、第一の送信端子に入力されるパワーアンプから出力された送信信号に対して、基本周波数の信号のみを通過させ、高次高調波歪みを低減する機能を有する。同様に第二の送信端子に接続された第二のローパスフィルタは、第二の送信端子に入力されるパワーアンプから出力された送信信号に対して、基本周波数の信号のみを通過させ、高次高調波歪みを低減する機能を有する。スイッチ回路とアンテナとの間に接続されたノッチフィルタは、送信信号の2倍又は3倍の周波数に減衰極を有するように調整されている。したがってこれらのフィルタを接続することにより、前記スイッチ回路で発生する2次又は3次高調波歪みをも効果的に低減することができる。

ノッチフィルタはインダクタ、ダイオードスイッチ、コンデンサ、抵抗及び電源端子により構成され、前記電源端子に印加する電圧によりノッチフィルタの共振周波数を変化させることができる。したがって、第一の送信端子がアンテナ端子に接続される場合にはノッチフィルタの減衰極を第一の送信信号の2倍又は3倍高調波の周波数に設定し、また第二の送信端子がアンテナ端子に接続される場合にはノッチフィルタの減衰極を第二の送信信号の2倍又は3倍高調波の周波数に設定することにより、両方の帯域の高調波発生量を同時に低減することができる。ノッチフィルタを構成するダイオードスイッチに電圧が印加されていない状態では、ノッチフィルタ自体が高調波歪みを発生する。これを回避するために、前記ダイオードスイッチに逆電圧を印加するための逆電圧端子を設けることが有効である。

上記スイッチ回路では、ダイプレクサに入出力される低周波数及び高周波数の信号を低損失で通過させる必要があるため、通過帯域の広いGaAs FETスイッチ等を用いる。しかし、GaAs FETスイッチはPINダイオード等と比較すると、静電サージによる高周波部品の破壊に対して弱いという欠点がある。この問題は、スイッチ回路とアンテナとの間に静電サージ電圧をグランドへ吸収させる上述のハイパスフィルタを設けることにより解消できる。

以上の通り、GaAs FET スイッチ等を用いた場合でも、パワーアンプ及びスイッチ回路での高調波発生の抑制、GaAs FET スイッチの静電サージによる静電サージによる高周波部品の破壊からの保護、及びアンテナスイッチ回路の小型化、低コスト化及び低消費電力化を図ることができる。

実施例 6

図 15 は本発明の一実施態様による EGSM 及び DCS に対応するアンテナスイッチ回路を示すブロック図である。第一のダイプレクサ Dip1 は EGSM 送信信号 (880 MHz~915 MHz) と DCS 受信信号 (1805 MHz~1880 MHz) を分波合成する。第二のダイプレクサ Dip2 は EGSM 受信信号 (925 MHz~960 MHz) と DCS 送信信号 (1710 MHz~1785 MHz) を分波合成する。スイッチ回路 SW は第一のダイプレクサ Dip1 及び第二のダイプレクサ Dip2 に接続され、アンテナ端子 ANT と第一のダイプレクサ Dip1 との間、あるいは ANT 端子と第二のダイプレクサ Dip2 の間の接続を切り換える。

この場合、スイッチ回路は EGSM 帯域及び DCS 帯域の信号を低損失で通過させる必要があり、通過帯域の広い SPDT (Single Pole Dual Throw) と呼ばれる GaAs FET スイッチ等が用いられる。従って、ANT 端子と第一のダイプレクサ Dip1 が接続し、EGSM 送信端子と ANT 端子が接続される間、DCS 送信端子は SPDT SW により遮断される。EGSM 送信モードの場合、DCS 側のパワーアンプは動作しないように設定されているが、EGSM 送信信号の 2 倍高調波による発振及び EGSM 側のアンプとのクロストークのために DCS 側のパワーアンプからも僅かに信号が発生する。つまり、EGSM 側のパワーアンプで発生した EGSM 送信信号の 2 倍高調波 (1760 MHz~1830 MHz) が、EGSM と DCS のパワーアンプ間のクロストークにより DCS 送信端子から入力され、第二のダイプレクサ Dip2 を通過する。しかしスイッチ SW により ANT 端子と第二のダイプレクサ Dip2 の間が遮断されるため、ANT 端子側には通過できない。これに対し、図 35 に示す従来技術では、EGSM 送信モードにおいて DCS 送信端子と ANT 端子間が接続されているため、EGSM 送信信号の 2 倍高調波は ANT 端子へ通過してしまうという問題がある。

このように本発明の回路構成により、EGSM 送信モードにおける EGSM 送信信号の 2 倍高調波発生量を低減することができる。

第一のローパスフィルタ LPF1 は、EGSM 送信信号に含まれる N 次高調波歪みを抑制するため、EGSM 送信信号のみを通過させ、EGSM 送信信号の 2 倍以上の周波数を減衰するような特性のフィルタを具備する。同様に第二のローパスフィルタ LPF2 は、DCS 送信信号に含まれる N 次高調波歪みを抑制するため、DCS 送信信号のみを通過させ、DCS 送信信号の 2 倍以上の周波数を減衰するような特性のフィルタを具備する。したがってパワーアンプで発生する高調波歪みは LPF1 及び LPF2 により低減されるため、アンテナから放射される高調波発生量を低減することができる。

GaAs FET スイッチで発生する高調波の量を低減するために、可変ノッチフィルタ VNF は、EGSM 送信モードでは EGSM 送信信号の 2 倍又は 3 倍の周波数に減衰極を有し、DCS 送信モードでは DCS 送信信号の 2 倍又は 3 倍の周波数に減衰極を有するのが望ましい。本例では EGSM 及び DCS の各モードにおいて上記のように共振周波数に変化する可変ノッチフィルタ VNF を採用し、GaAs FET スイッチで発生する高調波歪みを低減した。なお本発明は可変ノッチフィルタ VNF の使用に限るものではなく、通常のノッチフィルタ NF を用いても良いことは言うまでもない。

図 16 は図 15 の回路の具体的な等価回路の一例を示す。ダイプレクサ Dip1 は伝送線路又はインダクタ L7～L9 及びコンデンサ C8～C11 により構成される。L8 と C8 は直列共振回路を形成し、DCS 受信帯域に共振周波数を有するように設計するのが望ましい。本例ではその共振周波数を 1.8 GHz に減衰極をあわせた。一方、L9 と C10 は直列共振回路を形成し、EGSM 送信帯域に共振周波数を有するように設計するのが望ましい。本例ではその共振周波数を 0.9 GHz に減衰極をあわせた。この回路により、EGSM 送信信号と DCS 受信信号を分波合成することができる。

ダイプレクサ Dip2 は伝送線路又はインダクタ L4～L6 及びコンデンサ C4～C7 により構成される。L5 と C4 は直列共振回路を形成し、DCS 送信帯域に共振周波数を有するように設計するのが望ましい。本例ではその共振周波数を 1.8

GHz に減衰極をあわせた。一方、L6 と C6 は直列共振回路を形成し、EGSM 受信帯域に共振周波数を有するように設計するのが望ましい。本例ではその共振周波数を 0.9 GHz に減衰極をあわせた。この回路により、DCS 送信信号と EGSM 受信信号を分波合成することができる。

ローパスフィルタ LPF1 は、伝送線路又はインダクタ L11 及びコンデンサ C15～C17 により構成される。このとき L11 と C15 は並列共振回路を形成し、その共振周波数は EGSM 送信周波数の 2 倍又は 3 倍に設定するのが望ましい。本例ではその共振周波数を 3 倍の 2.7 GHz に設定した。この回路によりパワーアンプで発生する EGSM 送信の 3 倍高調波発生量の低減が可能となる。

ローパスフィルタ LPF2 は、伝送線路又はインダクタ L10 及びコンデンサ C12～C14 により構成される。このとき L10 と C12 は並列共振回路を形成し、その共振周波数は DCS 送信周波数の 2 倍又は 3 倍に設定するのが望ましい。本例ではその共振周波数を 2 倍の 3.6 GHz に設定した。この回路によりパワーアンプで発生する DCS 送信の 2 倍高調波発生量の低減が可能となる。

可変ノッチフィルタ VNF は、伝送線路又はインダクタ L1、チョークコイル L2、コンデンサ C1～C3、ダイオードスイッチ D 及び抵抗 R により構成される。L1、D 及び C3 は直列共振回路を形成し、その共振周波数はダイオード D の ON/OFF 状態により変化する。通常ダイオードは ON 状態ではショートに近く、OFF 状態では 0.1～1.0 pF の容量値を有する。このため、ON 状態では L1 と C3 の直列共振回路、OFF 状態では L1 と C3 及びダイオードの容量値との直列共振回路を形成する。本実施例で使用した VNF の特性を図 17 に示す。

ダイオードが ON 状態では EGSM 送信信号の 3 倍の周波数（約 2.7 GHz）に減衰極を有し、ダイオードが OFF 状態では DCS 送信信号の 2 倍の周波数（約 3.6 GHz）に減衰極を有する特性が得られる。なおダイオードが ON の場合の共振周波数、及び OFF の場合の共振周波数は、L1 及び C3 の組み合わせにより任意に調整可能である。ダイオード D が ON 状態となるためにはダイオードに約 0.7V 以上の電圧を印加して直流電流を流す必要があり、チョークコイル L2 はこの直流電流を流すために必要である。また L2 は EGSM 及び DCS 帯域の信号に対し、インピーダンスが大きくなるように 20 nH～100 nH の範囲内であるの

が望ましい。本例では L2 のインピーダンスを 27 nH とした。抵抗 R はダイオード D に流れる電流値を制限する。本例では抵抗 R を 1 k Ω とした。

なおチョークコイル L2 はアンテナ直下で、かつグランドに接続されているため、外部から静電サージが加わった場合でも L2 によりサージがグランドへ逃げやすくなる。このため本発明のアンテナスイッチ回路は、SW 回路及びそれ以降に接続される SAW フィルタ、パワーアンプ、ローノイズアンプ等の静電サージによる静電サージによる高周波部品の破壊に対して弱い部品の保護という機能も兼ね備えている。しかしより万全を期する為には上述のハイパスフィルタ回路を用いるのが望ましい。

スイッチ回路 SW は、第一及び第二のダイプレクサ Dip1、Dip2 及び可変ノッチフィルタ VNF に接続されている。従って、VC1 が High の場合、VNF と Dip1 との間は接続され、VNF と Dip2 との間は遮断される。逆に VC2 が High の場合、VNF と Dip2 との間は接続され、VNF と Dip1 との間は遮断される。コンデンサ C1、C2、C18、C19 はスイッチ回路 SW の切り換え、及びダイオード D の ON/OFF のために必要な DC カットコンデンサである。

表 3 は本実施例の動作モードと電源電圧の関係を示す。表 3 の電源電圧レベルの High は +1 V ~ +5 V であり、Low は -0.5 V ~ +0.5 V であるのが望ましい。

表 3
動作モードと電源電圧の関係

モード	電源電圧			VNF の減衰極
	VC1	VC2	VC3	
EGSM Tx	High	Low	High	2.7 GHz
DCS Tx	Low	High	Low	3.6 GHz
EGSM Rx	Low	High	Low	3.6 GHz
DCS Rx	High	Low	Low	3.6 GHz

EGSM 送信モードにおいては、VC1 及び VC3 が High で VC2 が Low になり、

SW は ANT と Dip1 との間を接続し、ANT と Dip2 はオープンになる。またノッチフィルタ VNF の共振周波数はダイオード D が ON 状態になるため、EGSM 送信信号の 3 倍の周波数約 2.7 GHz になる。

DCS 送信モードにおいては、VC2 が High で VC1 及び VC3 が Low になり、SW は ANT と Dip2 との間を接続し、ANT と Dip1 はオープンになる。またノッチフィルタ VNF の共振周波数はダイオード D が OFF 状態になるため、DCS 送信信号の 2 倍の周波数約 3.6 GHz になる。

EGSM 受信モードにおいては、VC2 が ON で VC1 及び VC3 が Low になり、SW は ANT と Dip2 との間を接続し、ANT と Dip1 はオープンになる。またノッチフィルタ VNF の共振周波数はダイオード D が OFF 状態になるため、約 3.6 GHz になる。

DCS 受信モードにおいては、VC1 が ON で VC2 及び VC3 が Low になり、SW は ANT と Dip1 との間を接続し、ANT と Dip2 はオープンになる。またノッチフィルタ VNF の共振周波数はダイオード D が OFF 状態になるため、約 3.6 GHz になる。

本実施例による高調波抑制効果についての測定結果を表 4 に示す。本実施例（図 15）の場合と、ノッチフィルタ VNF とローパスフィルタ LPF1、LPF2 がない場合（図 35）とについて、2 倍、3 倍高調波（2f、3f）の減衰量（dB）の特性値を測定した。これらの結果から明らかなように、本発明によって 20 dB 以上の抑制効果が得られた。これより、本発明のアンテナスイッチ回路によりパワーアンプ及びスイッチ回路での高調波発生量の低減が可能であることが明らかである。

表 4

高調波	ノッチフィルタ	
	有り（図 15）	無し（図 35）
2f	-75 dBc	-53 dBc
3f	-80 dBc	-60 dBc

実施例 7

本発明の他の実施態様による EGSM 及び DCS に対応するアンテナスイッチ回路の等価回路を図 18 に示す。この例は図 16 に示す可変ノッチフィルタ VNF を変更したものである。本例の VNF は伝送線路又はインダクタ L1、チョークコイル L2、L3、コンデンサ C1～C3、ダイオードスイッチ D 及び抵抗 R により構成される。L1、D 及び C3 は直列共振回路を形成し、その共振周波数はダイオード D の ON/OFF 状態により変化する。本実施例の VNF はダイオード D に逆電圧が印加可能であることが特徴である。

一般的にダイオード等の非線形デバイスに高電力の高周波信号を投入すると、高調波歪みが発生することが知られている。特に PIN ダイオードの場合、OFF 状態の時にける高調波歪みの発生は顕著である。この理由は図 19 に示すダイオードの V-I 特性から明らかであり、ON 状態ではコントロール電源の電圧 V_c により比較的線形性の良い動作点でダイオードが駆動しているため、高周波信号による電圧変動に対しても線形的な応答をし、高調波発生量は少ない。これに対し、OFF 状態では $V = 0$ 付近が動作点となり、高周波信号による電圧変動に対しても非線形的な応答をする。このため高調波発生量が大きくなる。本実施例の動作モードと電源電圧の関係は表 3 に示したものと同様である。実施例 6 との違いは、DCS 送信モードにおいて VC2 が High で VC3 が Low となり、ダイオード D に逆電圧が印加できることである。ダイオードに逆電圧を印加した場合、図 19 に示すように高周波信号による電圧変動に対しても線形的な応答をするため、ノッチフィルタでの高調波発生量が低減できる。DCS 送信モードにおいては VC2 が High で VC1 及び VC3 が Low になり、SW は ANT と Dip2 との間を接続し、ANT と Dip1 はオープンになる。またノッチフィルタ VNF の共振周波数はダイオード D が OFF 状態になるが、逆電圧がかかる。EGSM 及び DCS 帯域の信号に対するチョークコイル L3 のインピーダンスは 20 nH～100 nH と大きいのが望ましい。本例ではインピーダンスが 27 nH の L3 を使用した。また抵抗 R はダイオード D に流れる電流値を制限する。本例では 1 k Ω の抵抗 R を使用した。さらにインダクタ L2 を ANT の直下に接続することによ

り、高周波部品を静電サージから保護する機能も得られる。以上の構成により、ダイオードDがOFF状態で高調波発生量が多いという実施例6の問題点を解消したマルチバンドアンテナスイッチ回路が得られる。

実施例 8

図 20 は本発明の他の実施態様による EGSM、DCS 及び PCS に対応するトリプルバンドアンテナスイッチ回路を示すブロック図である。この実施例のアンテナスイッチ回路は実施例 6 のアンテナスイッチ回路に PCS 受信端子を加えたものである。本発明は GaAs スイッチ等の FET スイッチ 1 つとダイプレクサ 2 つを有する基本構成を備えたアンテナスイッチ回路に関し、この基本構成を備えている限り、複数の他の送受信系システムが加わっても本発明のマルチバンドアンテナスイッチ回路の範囲内である。以下の実施例についても同様である。

本実施例では、このスイッチとして SP3T (Single Pole 3 Throw) とよばれる GaAs FET スイッチを使用した。さらに DCS 送信端子と PCS 送信端子を共通にすることにより、回路の簡略化が可能となる。この場合、DCS 送信の周波数 (1710 MHz~1785 MHz) と PCS 送信の周波数 (1850 MHz~1910 MHz) とが比較的近いため、パワーアンプも共通化可能である。他の点は上記実施例と同様であるので、詳細な説明は省略する。本実施例のアンテナスイッチ回路によれば、EGSM、DCS 及び PCS に対応するトリプルバンドアンテナスイッチ回路が得られる。

実施例 9

図 21 は他の実施態様による EGSM 及び DAMPS (送信周波数: 824~849 MHz、受信周波数: 869~894 MHz)、DCS、及び PCS に対応するクワッドバンドアンテナスイッチ回路を示すブロック図である。この実施例のアンテナスイッチ回路は、実施例 8 のアンテナスイッチ回路に第三のダイプレクサ Dip3 を接続するとともに、DAMPS 受信端子を追加したものである。EGSM 送信端子と DAMPS 送信端子を共通にすることにより、回路の簡略化が可能となる。この場合、EGSM 送信の周波数 (880 MHz~915 MHz) と DAMPS 送信の周波数

(824 MHz～849 MHz) とが比較的近いため、パワーアンプも共通化可能である。本実施例により、EGSM、DAMPS、DCS 及び PCS に対応するクワッドバンドアンテナスイッチ回路が得られる。

実施例 10

図 22 は他の実施態様による EGSM、DCS、PCS 及び W-CDMA に対応するクワッドバンドアンテナスイッチ回路を示すブロック図である。本例のスイッチとして SP4T (Single Pole 4 Throw) とよばれる GaAs FET スイッチを使用した。さらに W-CDMA 送受信端子の後段にデュプレクサ Dup を接続した。デュプレクサ Dup は W-CDMA 帯域 (1920 MHz～2170 MHz) の送受信信号を分波合成し、W-CDMA の送信と受信を切り換えることができ、TDMA 系と CDMA 系の異なるシステムにも対応できる。本実施例により、EGSM、DCS、PCS 及び W-CDMA に対応するクワッドバンドアンテナスイッチ回路が得られる。

実施例 11

一般的に GaAs スイッチはダイオードスイッチより高価であり、また実施例 8 及び 9 で使用した SP3T 型の GaAs スイッチ、及び実施例 10 で使用した SP4T 型の GaAs スイッチは、実施例 6 及び 7 で使用した SPDT 型の GaAs スイッチより更に高価であり、携帯電話端末に使用する部品としては不向きである。その改良として、図 23 は本発明の他の実施態様による EGSM、DAMPS、DCS 及び PCS に対応するクワッドバンドアンテナスイッチ回路を示す。本実施例のアンテナスイッチ回路は、実施例 6 のアンテナスイッチ回路における第一のダイプレクサ Dip1 に位相分波器 PS2 を接続し、第二のダイプレクサ Dip2 に位相分波器 PS1 を接続した構成を有する。この実施例で使用する GaAs スイッチは SPDT であるため、SP3T 及び SP4T を使用した場合と比較すると部品を低コスト化できる。図 24 は本実施例の等価回路を示す。Dip1、Dip2、SW、LPF1、LPF2 及び VNF は実施例 6 のものと同じであるので、説明は省略する。

位相分波器 PS1 は、伝送線路 L12、L13、DAMPS 受信用の SAW フィルタ

SAW1、及び EGSM 受信用の SAW フィルタ SAW2 より構成される。伝送線路 L13 は DAMPS 受信周波数 (869 MHz~894 MHz) で共振するように伝送線路の長さが調節された $\lambda/4$ 共振器である。伝送線路 L12 は EGSM 受信周波数 (925 MHz~960 MHz) で共振するように伝送線路の長さが調節された $\lambda/4$ 共振器である。 $\lambda/4$ 共振器は終端条件によりインピーダンスが大きく変化する特性を有し、具体的には 50 Ω 終端の場合は 50 Ω 、ショート終端の場合はオープン、オープン終端の場合にはショートのインピーダンスを有する。一方 SAW フィルタの特性は、通過帯域では 50 Ω 、通過帯域近傍の周波数ではショートに近いインピーダンスを有する。したがって、DAMPS 受信帯域においては、第二のダイプレクサ Dip2 から見た EGSM 受信端子のインピーダンスはオープンであり、DAMPS 受信端子のインピーダンスは 50 Ω であるので、DAMPS 受信信号は DAMPS 受信端子側へ分波される。逆に EGSM 受信帯域においては、第二のダイプレクサ Dip2 から見た DAMPS 受信端子のインピーダンスはオープンであり、EGSM 受信端子のインピーダンスは 50 Ω であるので、EGSM 受信信号は EGSM 受信端子側へ分波される。以上の動作で、第一の位相分波器 PS1 は DAMPS 受信信号と EGSM 受信信号とを分波できる。

第二の位相分波器 PS2 は、伝送線路 L14、L15、DCS 受信用の SAW フィルタ SAW3、及び PCS 受信用の SAW フィルタ SAW4 より構成される。伝送線路 L15 は DCS 受信周波数 (1805 MHz~1880 MHz) で共振するように伝送線路の長さが調節された $\lambda/4$ 共振器である。伝送線路 L14 は PCS 受信周波数 (1930 MHz~1990 MHz) で共振するように伝送線路の長さが調節された $\lambda/4$ 共振器である。 $\lambda/4$ 共振器は終端条件によりインピーダンスが大きく変化する特性を有し、50 Ω 終端の場合は 50 Ω 、ショート終端の場合はオープン、オープン終端の場合にはショートのインピーダンスを有する。一方 SAW フィルタの特性は、通過帯域では 50 Ω 、通過帯域近傍の周波数ではショートに近いインピーダンスを有する。したがって、DCS 受信帯域においては、ダイプレクサ Dip1 から見た PCS 受信端子のインピーダンスはオープン、DCS 受信端子のインピーダンスは 50 Ω になり、DCS 受信信号は DCS 受信端子側へ分波される。逆に PCS 受信帯域においては、ダイプレクサ Dip1 から見た DCS 受信端子のインピーダンスはオー

ブン、PCS 受信端子のインピーダンスは $50\ \Omega$ になり、PCS 受信信号は PCS 受信端子側へ分波される。以上の動作で PS2 は DCS 受信信号と PCS 受信信号とを分波できる。

さらに EGSM 送信端子と DAMPS 送信端子を共通にすることにより、回路の簡略化が可能となる。この場合、EGSM 送信の周波数（880 MHz～915 MHz）と DAMPS 送信の周波数（824 MHz～849 MHz）とは比較的近いため、パワーアンプも共通化可能である。同様に DCS 送信端子と PCS 送信端子を共通にすることにより、回路の簡略化が可能となる。この場合、DCS 送信の周波数（1710 MHz～1785 MHz）と PCS 送信の周波数（1850 MHz～1910 MHz）とは比較的近いため、パワーアンプも共通化可能である。

以上の実施例により、SPDT の GaAs スイッチ 1 個を使用するだけで EGSM、DAMPS、DCS 及び PCS に対応するクアドバンドアンテナスイッチ回路が得られ、小型化、低コスト化が図れる。

(C) 静電サージ除去回路を用いたマルチバンドアンテナスイッチ回路

上述した PIN ダイオードを用いたスイッチ回路及び GaAs FET スイッチを用いたスイッチ回路を有するマルチバンドアンテナスイッチ回路において、静電サージの対策をとるのが望ましいことは言うまでもない。以下、その実施例について述べる。

実施例 12

図 25 は本発明の一実施態様による EGSM、DAMPS、DCS、PCS 及び W-CDMA に対応するアンテナスイッチ回路を示すブロック図である。第一のスイッチ回路 SW1 は、EGSM 及び DAMPS の送信端子、EGSM の受信端子、及び DAMPS の受信端子へ切り換えを行う。また第二のスイッチ回路 SW2 は、DCS 及び PCS の送信端子、DCS の受信端子、PCS の受信端子、及び W-CDMA の送受信端子へ切り換えを行う。ノッチフィルタ NF2 は DCS、PCS 及び W-CDMA の送信帯域の 2 倍又は 3 倍の周波数に設定するのが好ましい。本例では、2 倍の周波数として 3.7 GHz に減衰極を有するノッチフィルタ NF を採用

した。これにより、DCS/PCS/W-CDMA の 3 つの送信モードにおいて、アンテナからの高調波発生量を同時に低減することができる。ノッチフィルタ NF1 は EGSM 及び DAMPS の送信帯域の 2 倍又は 3 倍の周波数に設定するのが好ましい。本例では 2 倍の周波数として 1.7 GHz に減衰極を有するノッチフィルタ NF を採用した。なおスイッチ SW1、SW2 は PIN ダイオードを使用したスイッチでも良いが、本例では SW1 として SP3T を使用し、SW2 として SP4T の GaAs スイッチを使用した。

静電サージ除去回路はアンテナ端子 ANT とダイプレクサ Dip の間に挿入され、アンテナから入力された静電サージをグランドへ吸収する。点線枠内に示す第三のインダクタ L3 とコンデンサ C3 で構成される並列共振回路はオプションである。この並列共振回路を設けた場合、減衰極を DCS と PCS の送信周波数の 2 倍の周波数 (3420 MHz～3820 MHz) に調整することにより、EGSM 送信周波数の 4 倍の周波数 (3520 MHz～3660 MHz) と DAMPS 送信周波数の 4 倍の周波数 (3296 MHz～3396 MHz) もほぼ同時に減衰させることができる。そのため、DCS と PCS 送信周波数の 2 倍波減衰量、EGSM/DAMPS の送信信号の 4 倍波減衰量を同時に減衰させることができる。

実施例 13

図 26 は本発明の他の実施態様により EGSM、DCS 及び W-CDMA に対応するアンテナスイッチ回路に静電サージ除去回路を挿入したものである。この実施例では、第三のインダクタ L3 とコンデンサ C3 で構成される並列共振回路の共振周波数を W-CDMA の送信周波数の 2 倍の周波数 (3.9 GHz) に設定し、これをノッチフィルタ NF とする。従って、第一のインダクタ L1 とコンデンサ C1 及び第二のインダクタ L2 とコンデンサ C2 からなる回路により、500 MHz 以下の周波数の静電サージを低減し、第三のインダクタ L3 とコンデンサ C3 の並列共振回路に GHz 帯のノッチフィルタの機能も持たせたものである。

実施例 14

図 27 は本発明の他の実施態様により EGSM、DCS 及び PCS に対応するアン

テナスイッチ回路に静電サージ除去回路を挿入したものである。SP3T スイッチを用いておりアンテナ端子から入出力された信号のうち EGSM 送信信号、DCS 受信信号を分波器 Dip1 へ切り換え、DCS/PCS 送信信号、EGSM 受信信号を分波器 Dip2 へ切り換え、PCS 受信信号を PCS 受信の SAW3 へそれぞれ切り換えを行う。第一のローパスフィルタ LPF1 は EGSM TX 端子から入力される送信信号に含まれる N 次高調波歪を減衰する役割を担い、第二のローパスフィルタ LPF2 は DCS/PCS TX 端子から入力される送信信号に含まれる N 次高調波歪を減衰する役割を担う。SAW フィルタ SAW1、SAW2、SAW3 はそれぞれ EGSM 受信信号、DCS 受信信号及び PCS 受信信号に含まれる受信帯域外のノイズを除去する役割を担う。分波器 Dip1 は LPF1 及び SAW2 に接続され、分波器 Dip2 は LPF2 及び SAW1 に接続される。

静電サージ除去回路はアンテナ端子 ANT と SP3T スイッチの間に挿入され、アンテナから入力された静電サージをグランドへ吸収する。点線枠内に示す第三のインダクタ L3 と第三のコンデンサ C3 で構成される並列共振回路はオプシオンである。この並列共振回路を設けた場合、減衰極を DCS/PCS Tx の 2 倍の周波数 (3420 MHz~3820 MHz) に調整することにより、EGSM 送信の 4 倍の周波数 (3520 MHz~3660 MHz) も同時に減衰させることができる。そのため、DCS/PCS 送信の 2 倍周波数、及び EGSM 送信の 4 倍周波数を同時に減衰させることができる。また並列共振回路 L3、C3 は整合回路としての機能も兼ね備えているため、アンテナスイッチ全体のマッチング調整用としても利用できる。

上述した他の実施例でも、静電サージ除去回路を挿入することができる。静電サージ除去回路をアンテナトップに接続する場合を想定して述べているが、この静電サージ除去回路は 900 MHz~2 GHz まで十分広い帯域で整合がとれるという利点を有し、アンテナトップだけでなく複数の場所に挿入することができる。例えばダイプレクサ Dip とノッチフィルタ NF の間、ダイプレクサ Dip と高周波スイッチ SW の間、高周波スイッチ SW とローパスフィルタ LPF の間、高周波スイッチ SW とデュプレクサ Dup の間、又はダイプレクサ Dip と弾性表面波フィルタ SAW の間等に、静電サージ除去回路を適宜挿入してもよい。

[3] マルチバンドアンテナスイッチ積層モジュール複合部品

本発明のマルチバンドアンテナスイッチ積層モジュール複合部品は、マルチバンドアンテナスイッチ回路を構成するダイプレクサと、スイッチ回路の伝送線路及びコンデンサの一部を積層基板に内蔵し一体化するため、ダイプレクサとスイッチ回路の配線も積層基板の表面又は内部に形成され、配線による損失を低減でき、また両者間の整合調整が容易となる。一方、マルチバンドアンテナスイッチ回路の一部を構成する PIN ダイオードや GaAs スイッチ等のスイッチ素子、抵抗、コンデンサ及びインダクタ等のチップ部品は積層基板上に搭載することにより、小型で安価なマルチバンドアンテナスイッチ積層モジュール複合部品が得られる。

またマルチバンドアンテナスイッチ積層モジュール複合部品とデュプレクサとを組み合わせることで、W-CDMA の送受信の切り換えにも対応でき、GSM 系システムと CDMA 系の異なるマルチプルアクセスにも対応する携帯電話端末に適合したマルチモードのマルチバンドアンテナスイッチ回路を構築できる。これらのマルチバンドアンテナスイッチ回路又はマルチバンドアンテナスイッチ積層モジュール複合部品を用いた通信装置は、小型で低消費電力仕様である。

実施例 15

図 28 は実施例 2 の等価回路を有するアンテナスイッチ積層モジュール複合部品を構成するグリーンシート及び電極パターンを示す。グリーンシート 1~12 は上から順番に積層されている。グリーンシート 1 には、ダイオード、チップ抵抗及びチップコンデンサを搭載するためのランド電極 14 及びメタルシールド（金属ケース）を搭載するためのランド電極 16 が印刷されている。また異なるグリーンシートに形成された電極パターン同士を接続するビアホール電極 15（図中黒丸で表示）が形成されている。グリーンシート 12 の底面 13 にはグラウンド端子 61~67、アンテナ端子 68、EGSM 送信端子 69、DCS 送信端子 70、W-CDMA 送受信端子 71、DCS 受信端子 72、EGSM 受信端子 73、及び電源端子 74~76 が形成されている。グリーンシート 2、3、4、9、10 には主に伝送線路となるライン電極パターンが印刷されており、グリーンシート 5、6、7、8、

11 には主にコンデンサを形成する電極パターンが印刷されている。またグリーンシート 6、8、12 にはグラウンド電極 17～19 が印刷されている。

上記積層構造と図 10 の等価回路との対応を以下詳細に説明する。図 28 において、参照番号 20～28 はダイプレクサ Dip を構成する伝送線路用の電極パターンを示す。電極パターン 21 と 23 で伝送線路 L1 を形成し、電極パターン 25 と 27 で伝送線路 L2 を形成し、電極パターン 20 と 22 で伝送線路 L3 を形成し、電極パターン 26 と 28 で伝送線路 L4 を形成している。

参照番号 45～50 はダイプレクサ Dip を構成するコンデンサ用の電極パターンを示す。電極パターン 45 と 46 でコンデンサ C2 を形成し、電極パターン 47 と 48 でコンデンサ C4 を形成し、電極パターン 49 とグラウンド電極 17 でコンデンサ C1 を形成し、電極パターン 50 とグラウンド電極 17 でコンデンサ C3 を形成している。

参照番号 29～34 はスイッチ回路 SW1 を構成する伝送線路用の電極パターンを示す。電極パターン 29 と 30 で伝送線路 L11 を形成し、電極パターン 31 と 32 で伝送線路 L5 を形成し、電極パターン 33 と 34 で伝送線路 L6 を形成している。

参照番号 51～54 はスイッチ回路 SW1 を構成するコンデンサ用の電極パターンを示す。電極パターン 51 と 52 でコンデンサ C11 を形成し、電極パターン 53 とグラウンド電極 18 でコンデンサ C12 を形成し、電極パターン 52 とグラウンド電極 18 でコンデンサ C13 を形成し、電極パターン 54 とグラウンド電極 18 でコンデンサ C6 を形成している。

参照番号 35～43 はスイッチ回路 SW2 を構成する伝送線路用の電極パターンを示す。電極パターン 35 と 36 で伝送線路 L12 を形成し、電極パターン 37 で伝送線路 L7 を形成し、電極パターン 38 と 41 で伝送線路 L10 を形成し、電極パターン 39 と 42 で伝送線路 L9 を形成し、電極パターン 40 と 43 で伝送線路 L8 を形成している。

参照番号 55～59 はスイッチ回路 SW2 を構成するコンデンサ用の電極パターンを示す。電極パターン 55 と 58 でコンデンサ C14 を形成し、電極パターン 56 とグラウンド電極 19 でコンデンサ C10 を形成し、電極パターン 57 とグラウンド電

極 19 でコンデンサ C7 を形成し、電極パターン 58 とグランド電極 18 でコンデンサ C15 を形成し、電極パターン 59 とグランド電極 17 でコンデンサ C16 を形成している。電極パターン 44 はノッチフィルタ NF を構成する伝送線路を形成し、電極パターン 60 はノッチ回路 NF を構成するコンデンサを形成する。スルーホール電極 15 は各シート間の電氣的な接続を行う。

本実施例で使用するグリーンシートは 950℃以下の低温焼成が可能なセラミック誘電材料であり、伝送線路及びコンデンサ用の電極パターン及びグランド電極を形成しやすいように、シート厚さは 40～200 μm であるのが好ましい。セラミックグリーンシート 1～12 を積層し、側面電極 77 を印刷した後に、950℃で焼成することにより、アンテナスイッチ積層モジュール複合部品用の積層体を得られる。図 29 に示すように、積層体上にダイオード 78、チップ抵抗 79、及びチップコンデンサ 80 を実装することにより、図 10 に示す等価回路を有するアンテナスイッチ積層モジュール複合部品を得られる。

以上 EGSM、DCS、DAMPS、PCS 及び W-CDMA に対応するマルチバンドアンテナスイッチ回路を具体的に説明したが、これ以外にも PDC800 帯域 (810～960 MHz)、GPS 帯域 (1575.42 MHz)、PHS 帯域 (1895～1920 MHz)、Bluetooth 帯域 (2400～2484 MHz) や、米国で普及が見込まれる CDMA2000、中国で普及が見込まれる TD-SCDMA 等を組み合わせたマルチバンドアンテナスイッチ回路の場合も同様の効果が期待できる。したがって、本発明により高調波発生量を抑制し静電サージによる高周波部品の破壊を防止したデュアルバンド、3 バンド、4 バンド、5 バンド等のマルチモードマルチバンドのアンテナスイッチ回路が得られる。これらの機能は積層体内に集約することができ、このような積層体モジュールを用いた携帯電話等の通信機器は小型で低消費電力化が可能となる。

産業上の利用可能性

本発明の静電サージ除去回路を用いることにより、アンテナ端子からの静電サージをグランドに逃がし、かつ広範囲の周波数帯に対して静電サージを吸収し、十分な静電破壊対策ができる。マルチバンドアンテナスイッチ回路を構成

する PIN ダイオードスイッチ又は GaAs FET スイッチ、受信用の SAW フィルタ、送信端子に接続されるパワーアンプ、受信端子に接続されるローノイズアンプ等の回路を静電サージから保護することができるので、アンテナの後段のこれらの高周波電子部品は破壊することがない。

本発明のマルチバンドアンテナスイッチ回路は、効果的に高調波発生量を抑制することができる。またダイプレクサとスイッチ回路の伝送線路及びコンデンサの一部を積層基板に内蔵し一体化しているため、ダイプレクサとスイッチ回路との配線も積層基板の表面又は内部に形成され、配線による損失を低減し、また両者間の整合調整が容易となる。スイッチ素子、抵抗、コンデンサ及びインダクタ等のチップ部品は積層基板上に搭載するので、静電サージ除去回路を内蔵一体化した小型で高性能なアンテナスイッチ積層モジュール複合部品が得られる。

これらのマルチバンドアンテナスイッチ回路又はマルチバンドアンテナスイッチ積層モジュール複合部品を用いた通信装置は小型で低消費電力仕様である。

請求の範囲

1. 入力端子と、出力端子と、直列共振回路とを有し、前記直列共振回路は前記入力端子とグラウンドとの間に接続された第一のインダクタと、前記入力端子と前記出力端子との間に接続された第一のコンデンサと、前記出力端子に接続された第二のインダクタと、前記第二のインダクタとグラウンドに接続された第二のコンデンサとにより構成されていることを特徴とするハイパスフィルタ。
2. 請求項 1 に記載のハイパスフィルタにおいて、前記第二のインダクタと前記出力端子との間に、第三のインダクタ及び第三のコンデンサからなる並列共振回路を具備することを特徴とするハイパスフィルタ。
3. アンテナ端子に接続された通過帯域の異なる信号を分波するダイプレクサと、前記ダイプレクサで分波された低周波数側の信号を複数の送受信端子へ切り換える第一のスイッチ回路と、前記ダイプレクサで分波された高周波数側の信号を複数の送受信端子へ切り換える第二のスイッチ回路と、前記ダイプレクサと前記送信端子との間又は前記第一のスイッチ回路と前記送信端子との間の送信経路に接続された第一のローパスフィルタと、前記ダイプレクサと前記送信端子との間又は前記第二のスイッチ回路と前記送信端子との間の送信経路に接続された第二のローパスフィルタとを有し、前記ダイプレクサと前記第一のスイッチ回路との間又は前記ダイプレクサと前記第二のスイッチ回路との間の少なくとも一方にノッチフィルタが設けられていることを特徴とするマルチバンドアンテナスイッチ回路。
4. アンテナ端子に接続された通過帯域の異なる信号を分波するダイプレクサと、前記ダイプレクサで分波された低周波数側の信号を第一の送信端子及び第一の受信端子へ切り換える第一のスイッチ回路と、前記ダイプレクサで分波された高周波数側の信号を第二の送信端子、第二の受信端子及び第三の送受信端子へ切り換える第二のスイッチ回路と、前記ダイプレクサと前記第一の送信端子との間又は前記第一のスイッチ回路と前記第一の送信端子との間の送信経路に接続された第一のローパスフィルタと、前記ダイプレクサと前記第二の送信端子との間又は前記第二のスイッチ回路と前記第二の送信端子との間の送

信経路に接続された第二のローパスフィルタとを有し、前記ダイプレクサと前記第二のスイッチ回路とはノッチフィルタを介して接続されていることを特徴とするマルチバンドアンテナスイッチ回路。

5. 通過帯域の異なる信号を分波するダイプレクサと、前記ダイプレクサで分波された低周波数側の信号を複数の送受信端子へ切り換える第一のスイッチ回路と、前記ダイプレクサで分波された高周波数側の信号を複数の送受信端子へ切り換える第二のスイッチ回路と、前記ダイプレクサと送信端子との間又は第一のスイッチ回路と送信端子との間の送信経路に接続された第一のローパスフィルタと、前記ダイプレクサと送信端子との間又は第二のスイッチ回路と送信端子との間の送信経路に接続された第二のローパスフィルタとを有し、前記ダイプレクサとアンテナ端子との間にノッチフィルタが接続されていることを特徴とするマルチバンドアンテナスイッチ回路。

6. 通過帯域の異なる信号を分波するダイプレクサと、前記ダイプレクサで分波された低周波数側の信号を第一の送信端子及び第一の受信端子へ切り換える第一のスイッチ回路と、前記ダイプレクサで分波された高周波数側の信号を第二の送信端子、第二の受信端子及び第三の送受信端子へ切り換える第二のスイッチ回路と、前記ダイプレクサと第一の送信端子との間又は第一のスイッチ回路と第一の送信端子との間の送信経路に接続された第一のローパスフィルタと、前記ダイプレクサと第二の送信端子との間又は第二のスイッチ回路と第二の送信端子との間の送信経路に接続された第二のローパスフィルタとを有し、前記ダイプレクサとアンテナ端子との間にノッチフィルタが接続されていることを特徴とするマルチバンドアンテナスイッチ回路。

7. 請求項 4 又は 6 に記載のマルチバンドアンテナスイッチ回路において、前記第三の送受信端子にデュプレクサが接続されていることを特徴とするマルチバンドアンテナ。

8. 請求項 3～7 のいずれかに記載のマルチバンドアンテナスイッチ回路において、入力端子及び出力端子を有し、前記入力端子とグランドとの間に接続された第一のインダクタと、前記入力端子と前記出力端子との間に接続された第一のコンデンサと、前記出力端子に接続された第二のインダクタと、前記

第二のインダクタとグラウンドに接続された第二のコンデンサとからなるハイパスフィルタが、少なくとも前記ダイプレクサとアンテナ端子との間に設けられていることを特徴とするマルチバンドアンテナスイッチ回路。

9. 請求項 8 に記載のマルチバンドアンテナスイッチ回路において、前記ハイパスフィルタの第二のインダクタと前記出力端子との間に第三のインダクタ及び第三のコンデンサからなる並列共振回路が挿入されていることを特徴とするマルチバンドアンテナスイッチ回路。

10. (a) 第一の送信端子と、第二の受信端子と、第一の共通端子とを有する第一のダイプレクサと、(b) 第二の送信端子と、第一の受信端子と、第二の共通端子とを有する第二のダイプレクサと、(c) 第一の送受信端子と、第二の送受信端子とアンテナ端子とを有し、前記第一の送受信端子と前記第二の送受信端子とのいずれか一方が前記アンテナ端子に切り替え接続されるスイッチ回路と、(d) 前記スイッチ回路と前記アンテナ端子との間に設けられたノッチフィルタとを有し、前記第一の共通端子が前記第一の送受信端子に接続され、前記第二の共通端子が前記第二の送受信端子に接続されていることを特徴とするマルチバンドアンテナスイッチ回路。

11. 請求項 10 に記載のマルチバンドアンテナスイッチ回路において、前記ノッチフィルタがインダクタ、ダイオード、コンデンサ、抵抗及び電源端子を有し、前記電源端子に印加する電圧により共振周波数が可変であることを特徴とするマルチバンドアンテナスイッチ回路。

12. 請求項 10 又は 11 に記載のマルチバンドアンテナスイッチ回路において、前記ノッチフィルタが前記ダイオードに逆電圧を印加するための逆電圧端子を有することを特徴とするマルチバンドアンテナスイッチ回路。

13. 請求項 10～12 のいずれかに記載のマルチバンドアンテナスイッチ回路において、少なくとも前記ノッチフィルタと前記アンテナ端子との間にハイパスフィルタを有し、前記ハイパスフィルタは入力端子と、出力端子と、前記入力端子とグラウンドとの間に接続された第一のインダクタと、前記入力端子と前記出力端子との間に接続された第一のコンデンサと、前記出力端子に接続された第二のインダクタと、前記第二のインダクタ及びグラウンドに接続された第二

のコンデンサとからなることを特徴とするマルチバンドアンテナスイッチ回路。

14. 請求項 13 に記載のマルチバンドアンテナスイッチ回路において、前記ハイパスフィルタの第二のインダクタと前記出力端子との間に第三のインダクタ及び第三のコンデンサからなる並列共振回路が挿入されていることを特徴とするマルチバンドアンテナスイッチ回路。

15. 請求項 10～14 のいずれかに記載のマルチバンドアンテナスイッチ回路において、前記第一の送信端子に接続された第一のローパスフィルタと、前記第二の送信端子に接続された第二のローパスフィルタとを有することを特徴とするマルチバンドアンテナスイッチ回路。

16. 請求項 10～15 のいずれかに記載のマルチバンドアンテナスイッチ回路において、前記スイッチ回路が GaAs 半導体からなることを特徴とするマルチバンドアンテナスイッチ回路。

17. 複数の基板の積層体からなるマルチバンドアンテナスイッチの積層モジュール複合部品であって、請求項 3～16 のいずれかに記載のマルチバンドアンテナスイッチ回路を構成する伝送線路及びコンデンサの一部は前記積層体内の基板上に形成されており、前記マルチバンドアンテナスイッチ回路の一部を構成するスイッチ素子、抵抗、コンデンサ及びインダクタはチップ部品として前記積層体上に搭載されていることを特徴とするマルチバンドアンテナスイッチ積層モジュール複合部品。

18. 請求項 3～16 のいずれかに記載のマルチバンドアンテナスイッチ回路、又は請求項 17 に記載のマルチバンドアンテナスイッチ積層モジュール複合部品を用いたことを特徴とする通信装置。

補正書の請求の範囲

[2003年1月15日(15.01.03)国際事務局受理：出願当初の請求の範囲1, 8及び13は補正された；他の請求の範囲は変更なし。(5頁)]

1. (補正後) 入力端子と、出力端子と、直列共振回路とを有し、前記直列共振回路は、その共振周波数が100~500 MHzとなるように前記入力端子とグラウンドとの間に接続された第一のインダクタと、前記入力端子と前記出力端子との間に接続された第一のコンデンサと、前記出力端子に接続された第二のインダクタと、前記第二のインダクタとグラウンドに接続された第二のコンデンサとにより構成されており、静電サージ対策に用いることを特徴とするハイパスフィルタ。
2. 請求項1に記載のハイパスフィルタにおいて、前記第二のインダクタと前記出力端子との間に、第三のインダクタ及び第三のコンデンサからなる並列共振回路を具備することを特徴とするハイパスフィルタ。
3. アンテナ端子に接続された通過帯域の異なる信号を分波するダイプレクサと、前記ダイプレクサで分波された低周波数側の信号を複数の送受信端子へ切り換える第一のスイッチ回路と、前記ダイプレクサで分波された高周波数側の信号を複数の送受信端子へ切り換える第二のスイッチ回路と、前記ダイプレクサと前記送信端子との間又は前記第一のスイッチ回路と前記送信端子との間の送信経路に接続された第一のローパスフィルタと、前記ダイプレクサと前記送信端子との間又は前記第二のスイッチ回路と前記送信端子との間の送信経路に接続された第二のローパスフィルタとを有し、前記ダイプレクサと前記第一のスイッチ回路との間又は前記ダイプレクサと前記第二のスイッチ回路との間の少なくとも一方にノッチフィルタが設けられていることを特徴とするマルチバンドアンテナスイッチ回路。
4. アンテナ端子に接続された通過帯域の異なる信号を分波するダイプレクサと、前記ダイプレクサで分波された低周波数側の信号を第一の送信端子及び第一の受信端子へ切り換える第一のスイッチ回路と、前記ダイプレクサで分波された高周波数側の信号を第二の送信端子、第二の受信端子及び第三の送受信端子へ切り換える第二のスイッチ回路と、前記ダイプレクサと前記第一の送信端子との間又は前記第一のスイッチ回路と前記第一の送信端子との間の送信

経路に接続された第一のローパスフィルタと、前記ダイプレクサと前記第二の送信端子との間又は前記第二のスイッチ回路と前記第二の送信端子との間の送

信経路に接続された第二のローパスフィルタとを有し、前記ダイプレクサと前記第二のスイッチ回路とはノッチフィルタを介して接続されていることを特徴とするマルチバンドアンテナスイッチ回路。

5. 通過帯域の異なる信号を分波するダイプレクサと、前記ダイプレクサで分波された低周波数側の信号を複数の送受信端子へ切り換える第一のスイッチ回路と、前記ダイプレクサで分波された高周波数側の信号を複数の送受信端子へ切り換える第二のスイッチ回路と、前記ダイプレクサと送信端子との間又は第一のスイッチ回路と送信端子との間の送信経路に接続された第一のローパスフィルタと、前記ダイプレクサと送信端子との間又は第二のスイッチ回路と送信端子との間の送信経路に接続された第二のローパスフィルタとを有し、前記ダイプレクサとアンテナ端子との間にノッチフィルタが接続されていることを特徴とするマルチバンドアンテナスイッチ回路。

6. 通過帯域の異なる信号を分波するダイプレクサと、前記ダイプレクサで分波された低周波数側の信号を第一の送信端子及び第一の受信端子へ切り換える第一のスイッチ回路と、前記ダイプレクサで分波された高周波数側の信号を第二の送信端子、第二の受信端子及び第三の送受信端子へ切り換える第二のスイッチ回路と、前記ダイプレクサと第一の送信端子との間又は第一のスイッチ回路と第一の送信端子との間の送信経路に接続された第一のローパスフィルタと、前記ダイプレクサと第二の送信端子との間又は第二のスイッチ回路と第二の送信端子との間の送信経路に接続された第二のローパスフィルタとを有し、前記ダイプレクサとアンテナ端子との間にノッチフィルタが接続されていることを特徴とするマルチバンドアンテナスイッチ回路。

7. 請求項 4 又は 6 に記載のマルチバンドアンテナスイッチ回路において、前記第三の送受信端子にデュプレクサが接続されていることを特徴とするマルチバンドアンテナ。

8. (補正後) 請求項 3～7 のいずれかに記載のマルチバンドアンテナスイッチ回路において、入力端子及び出力端子を有し、前記入力端子とグラウンドとの間に接続された第一のインダクタと、前記入力端子と前記出力端子との間に接続された第一のコンデンサと、前記出力端子に接続された第二のインダクタ

と、前記

第二のインダクタとグラウンドに接続された第二のコンデンサとからなるハイパスフィルタが、前記回路内に設けられていることを特徴とするマルチバンドアンテナスイッチ回路。

9. 請求項 8 に記載のマルチバンドアンテナスイッチ回路において、前記ハイパスフィルタの第二のインダクタと前記出力端子との間に第三のインダクタ及び第三のコンデンサからなる並列共振回路が挿入されていることを特徴とするマルチバンドアンテナスイッチ回路。

10. (a) 第一の送信端子と、第二の受信端子と、第一の共通端子とを有する第一のダイプレクサと、(b) 第二の送信端子と、第一の受信端子と、第二の共通端子とを有する第二のダイプレクサと、(c) 第一の送受信端子と、第二の送受信端子とアンテナ端子とを有し、前記第一の送受信端子と前記第二の送受信端子とのいずれか一方が前記アンテナ端子に切り替え接続されるスイッチ回路と、(d) 前記スイッチ回路と前記アンテナ端子との間に設けられたノッチフィルタとを有し、前記第一の共通端子が前記第一の送受信端子に接続され、前記第二の共通端子が前記第二の送受信端子に接続されていることを特徴とするマルチバンドアンテナスイッチ回路。

11. 請求項 10 に記載のマルチバンドアンテナスイッチ回路において、前記ノッチフィルタがインダクタ、ダイオード、コンデンサ、抵抗及び電源端子を有し、前記電源端子に印加する電圧により共振周波数が可変であることを特徴とするマルチバンドアンテナスイッチ回路。

12. 請求項 10 又は 11 に記載のマルチバンドアンテナスイッチ回路において、前記ノッチフィルタが前記ダイオードに逆電圧を印加するための逆電圧端子を有することを特徴とするマルチバンドアンテナスイッチ回路。

13. (補正後) 請求項 10～12 のいずれかに記載のマルチバンドアンテナスイッチ回路において、前記回路内にハイパスフィルタを有し、前記ハイパスフィルタは入力端子と、出力端子と、前記入力端子とグラウンドとの間に接続された第一のインダクタと、前記入力端子と前記出力端子との間に接続された第一のコンデンサと、前記出力端子に接続された第二のインダクタと、前記第二のインダクタ及びグラウンドに接続された第二

条約第 19 条(1)に基づく説明書

請求の範囲第 1 項は、本発明のハイパスフィルタが有する直列共振回路を明らかにし、本発明のハイパスフィルタの用途を明らかにしたものである。

請求の範囲第 8 項は、ハイパスフィルタの位置を明らかにしたものである。

請求の範囲第 13 項は、ハイパスフィルタの位置を明らかにしたものである。

図 1

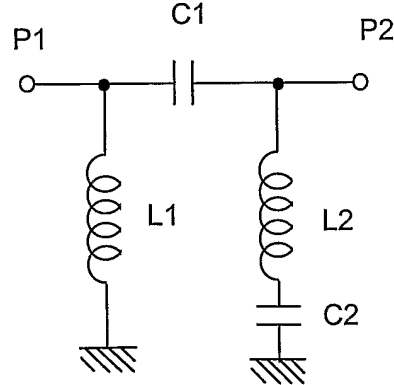


図 2

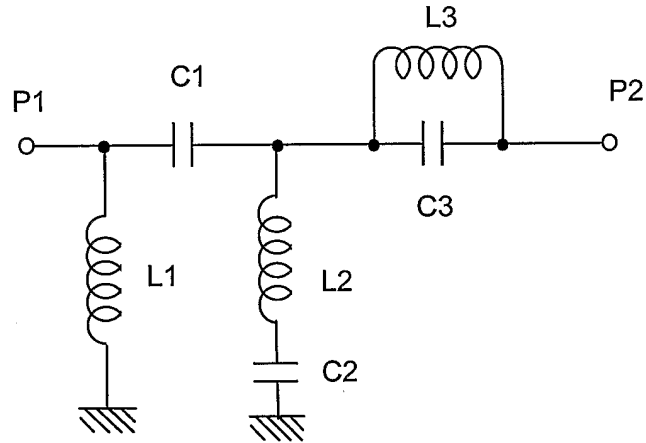


図 3

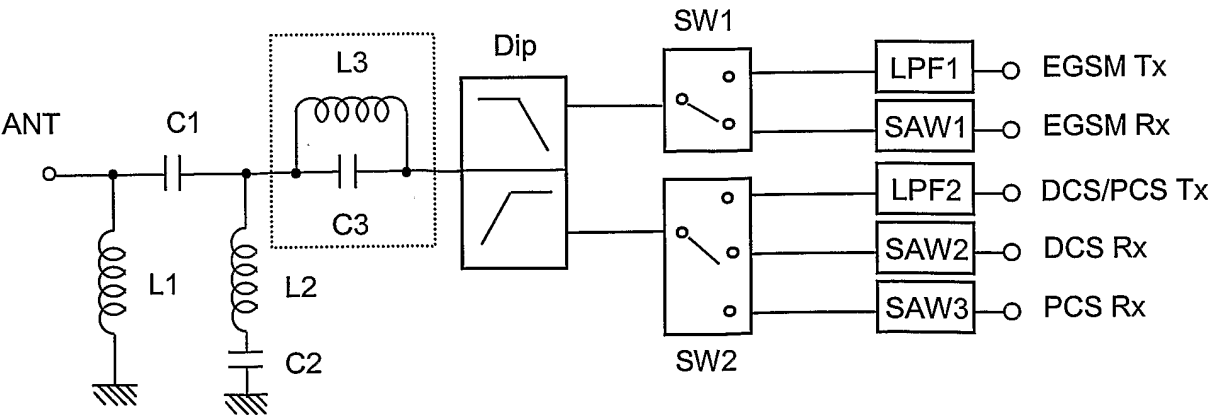


図4

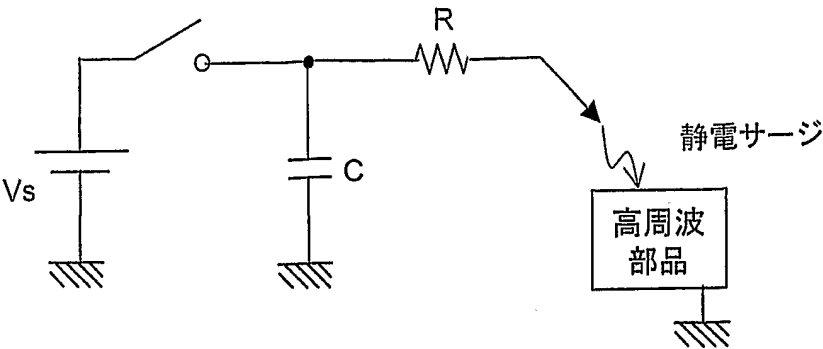


図5

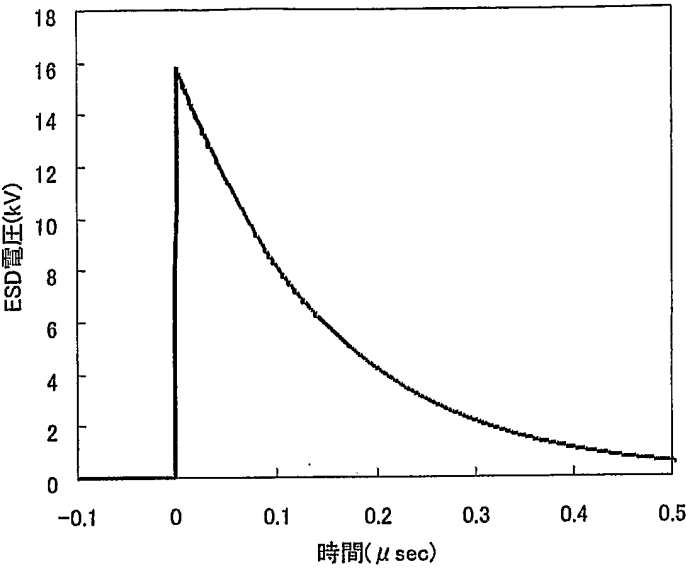


図6

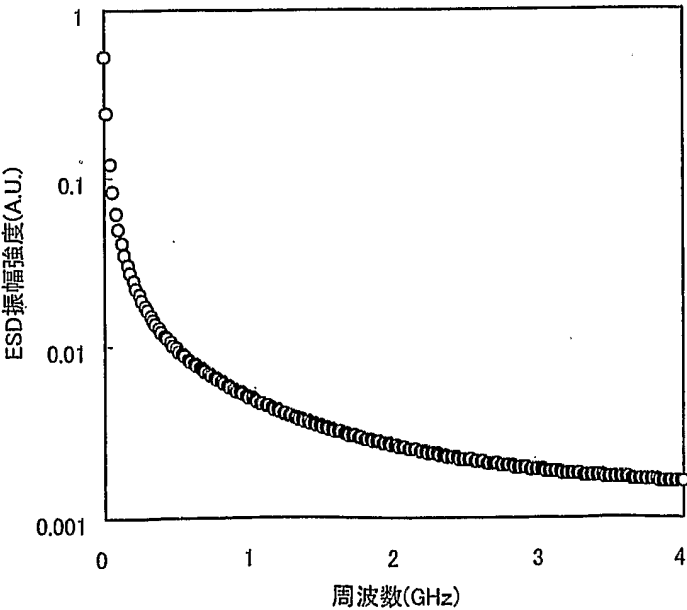


図7

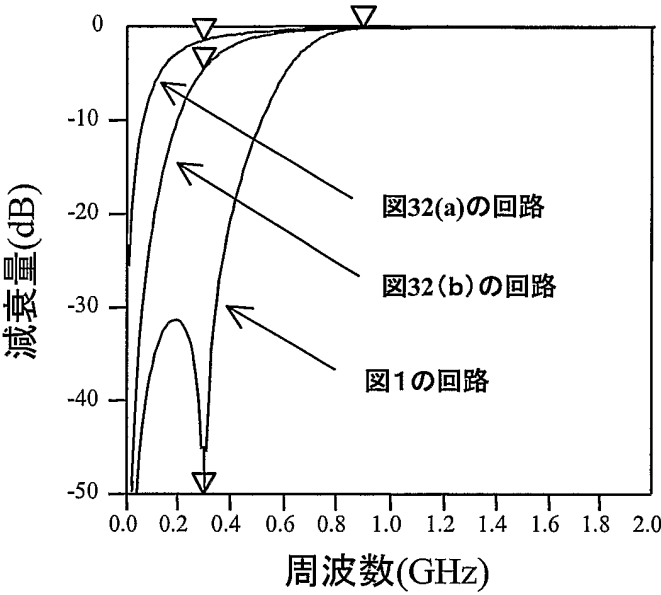


図8

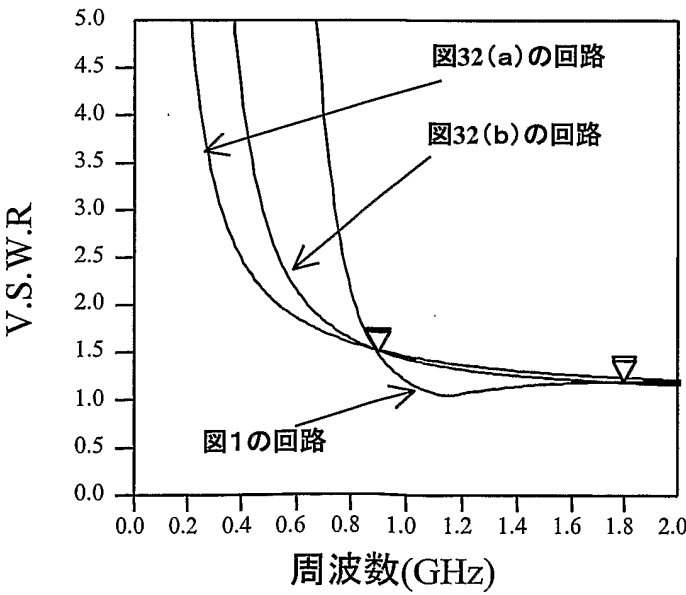


図9

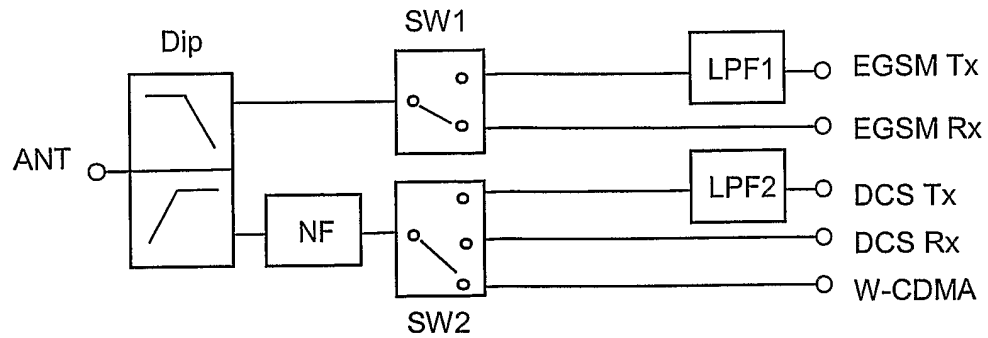


図10

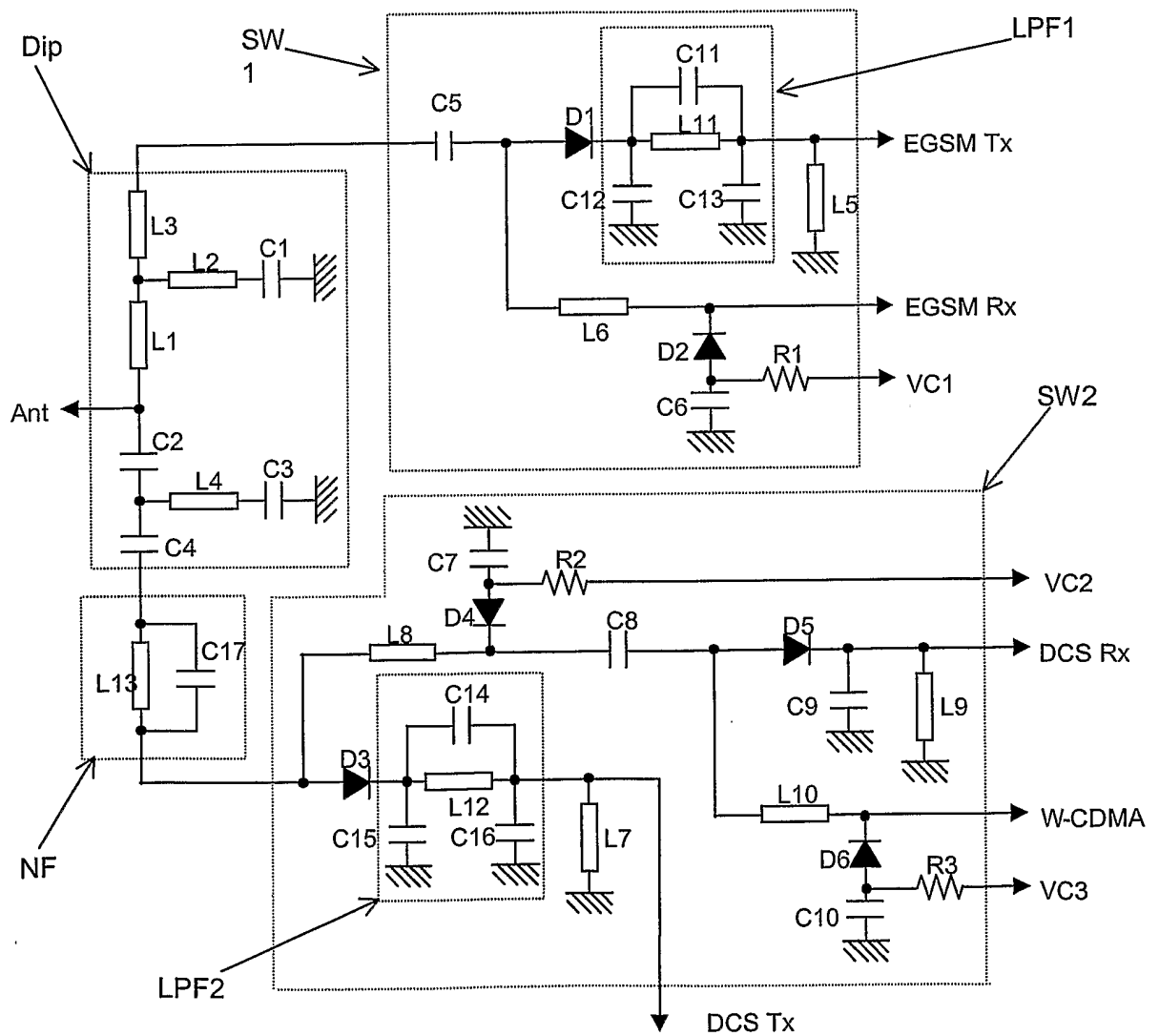


図11

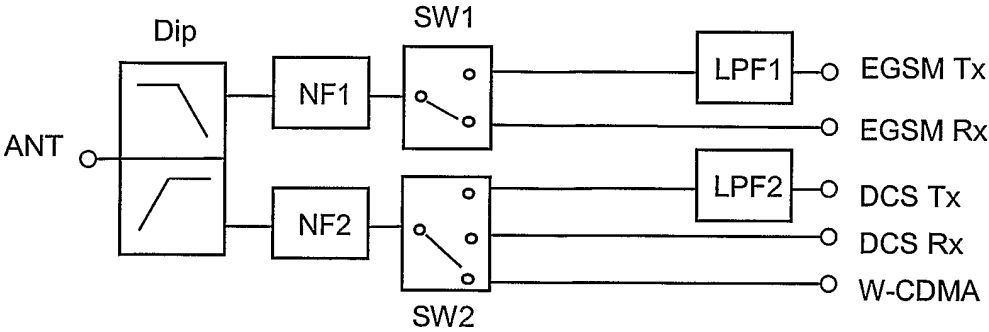


図12

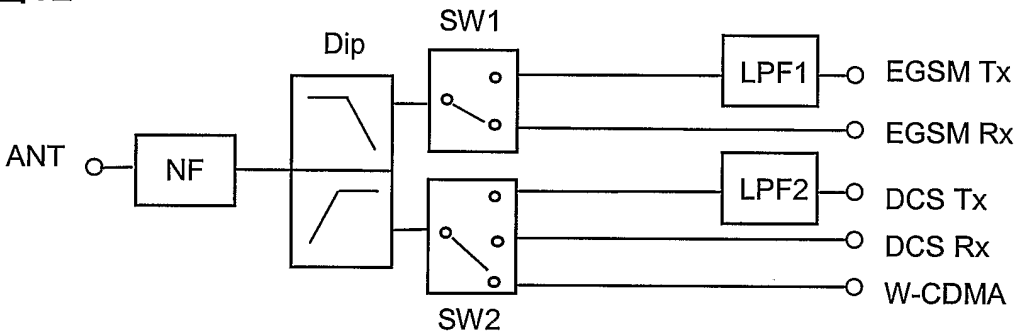


図13

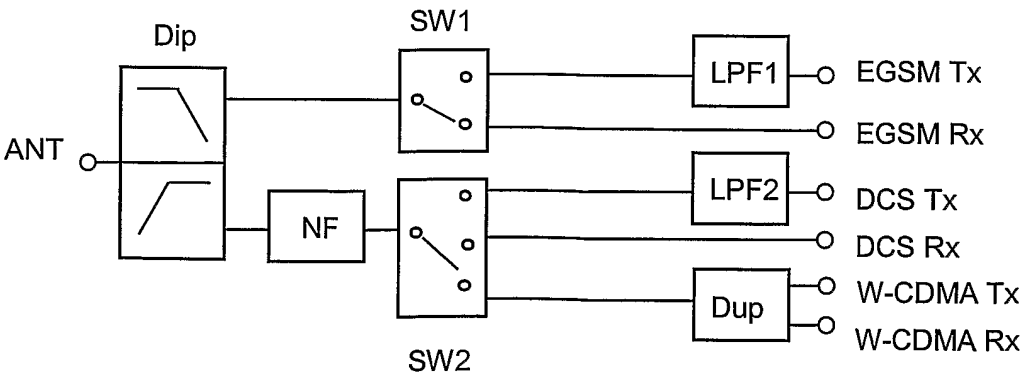


図14(a)

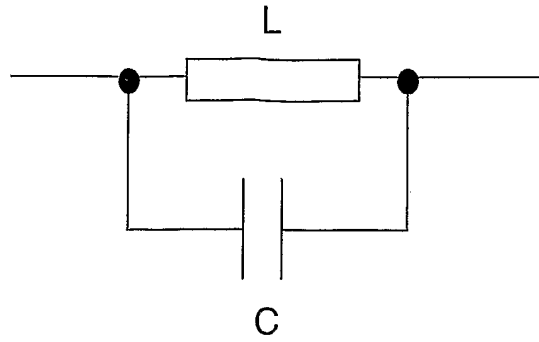


図14(b)

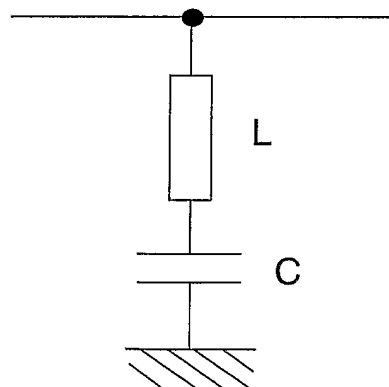


図15

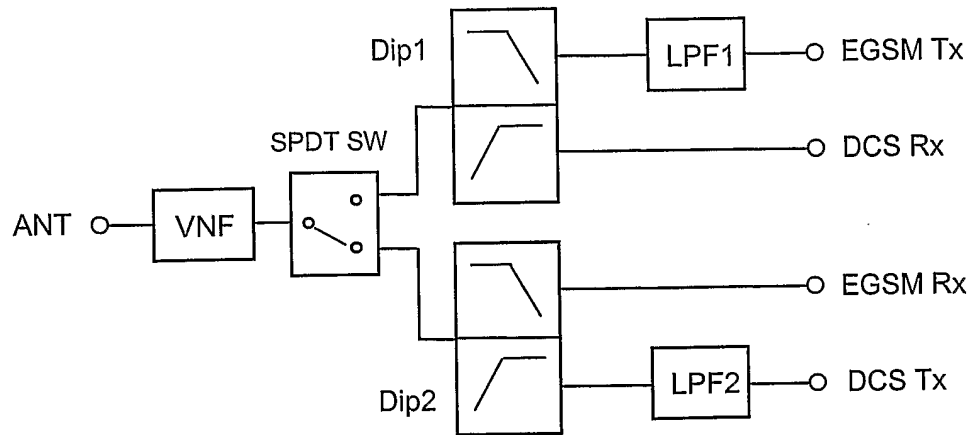


図16

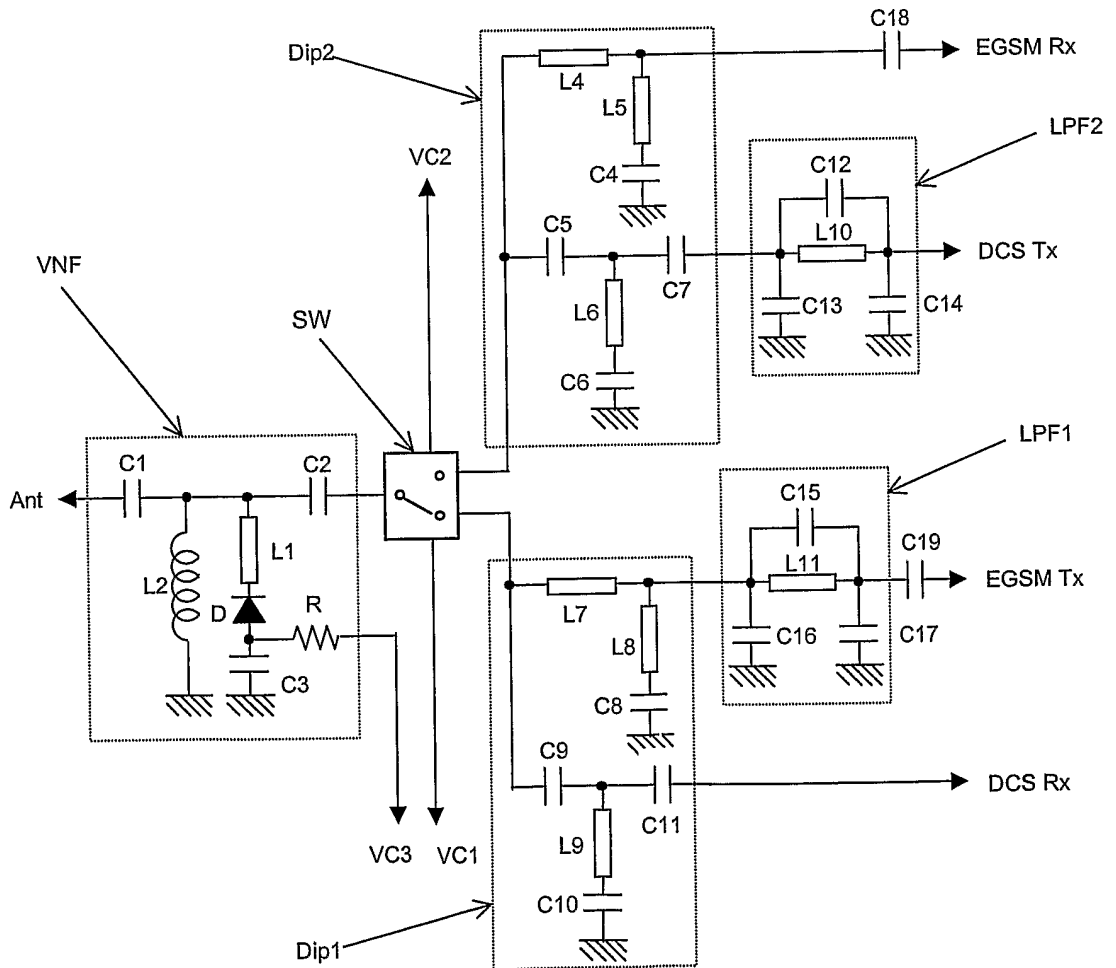


図17

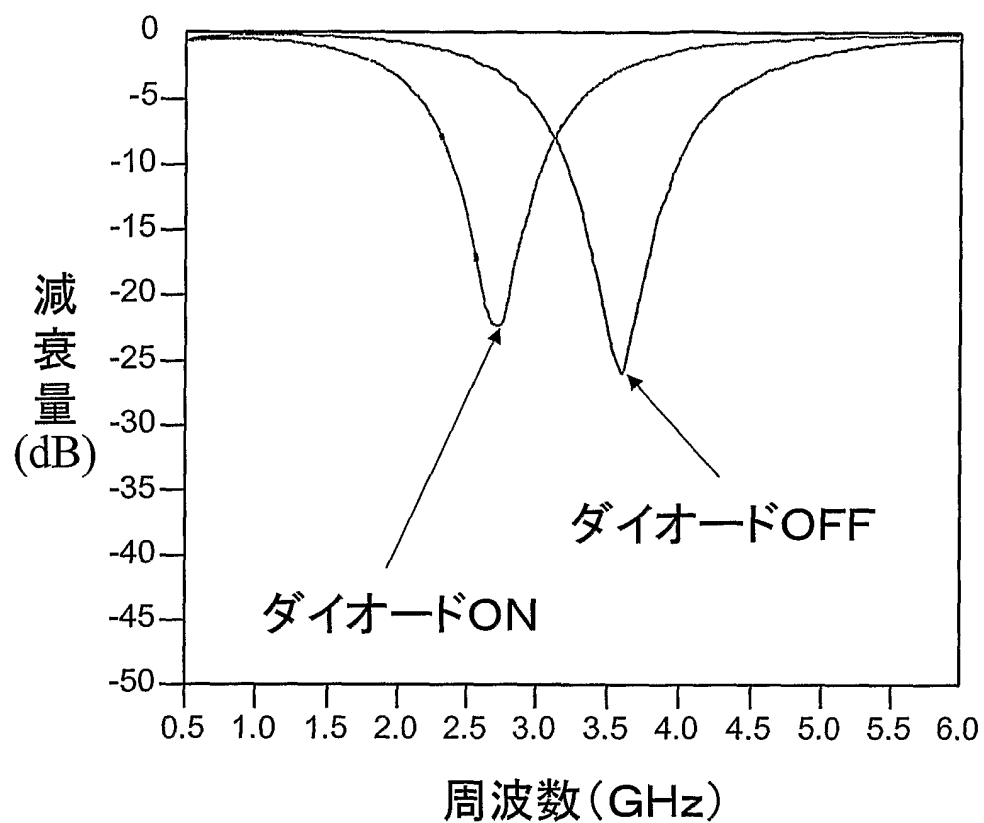


図19

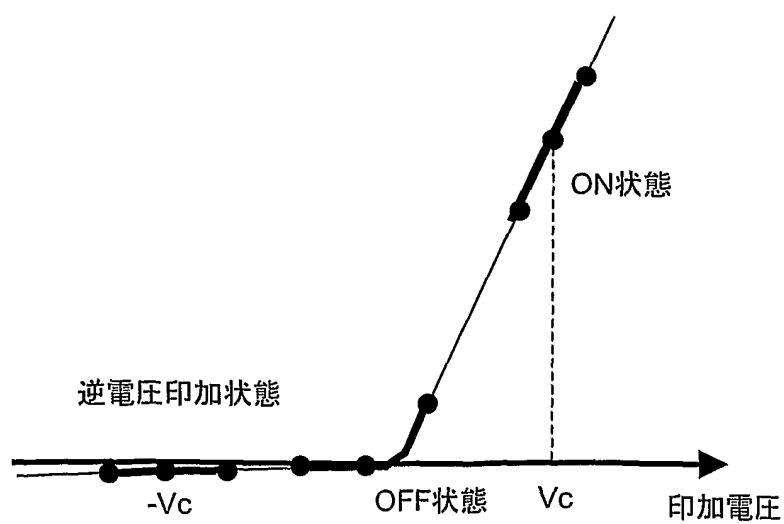


図18

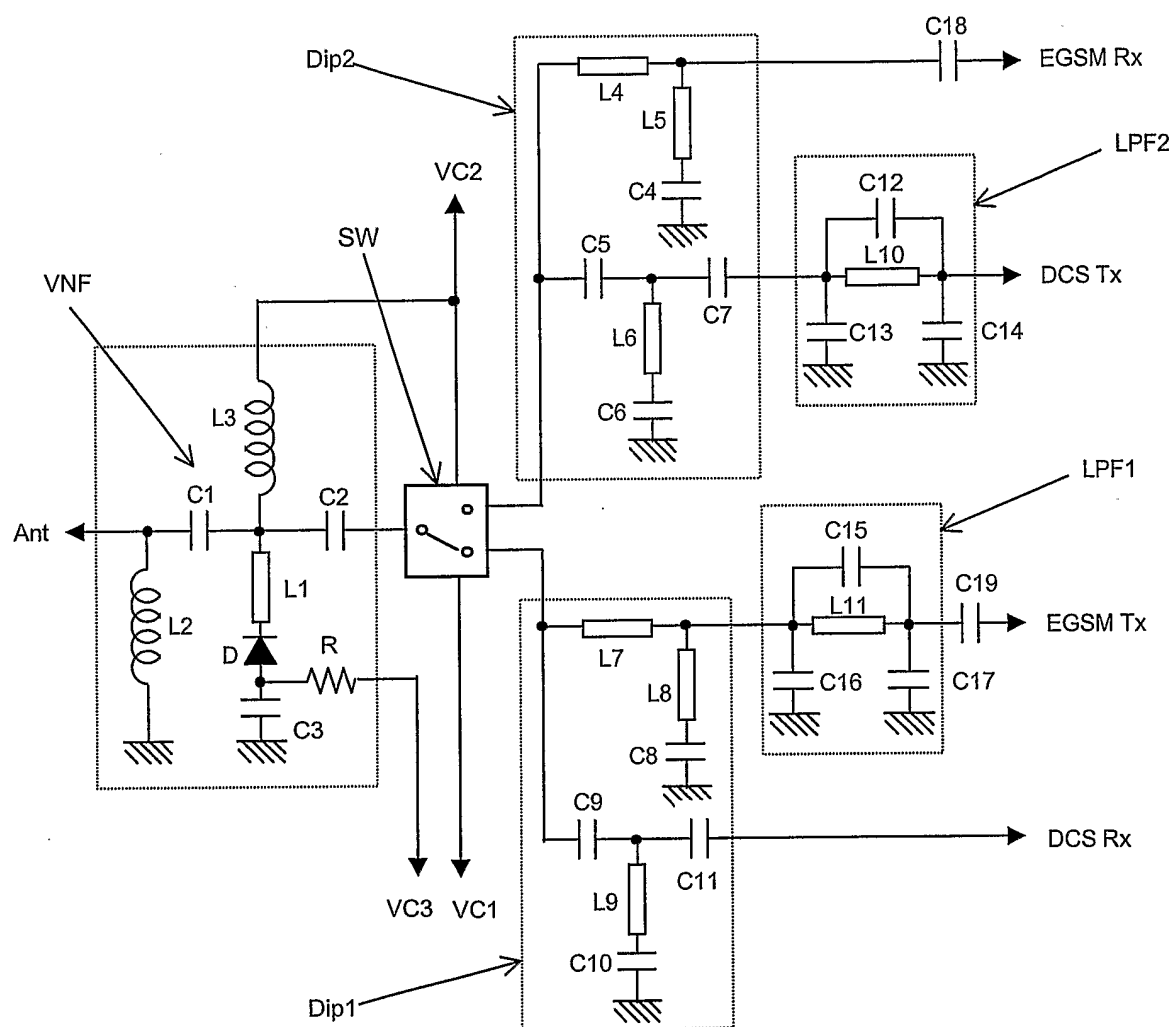


図20

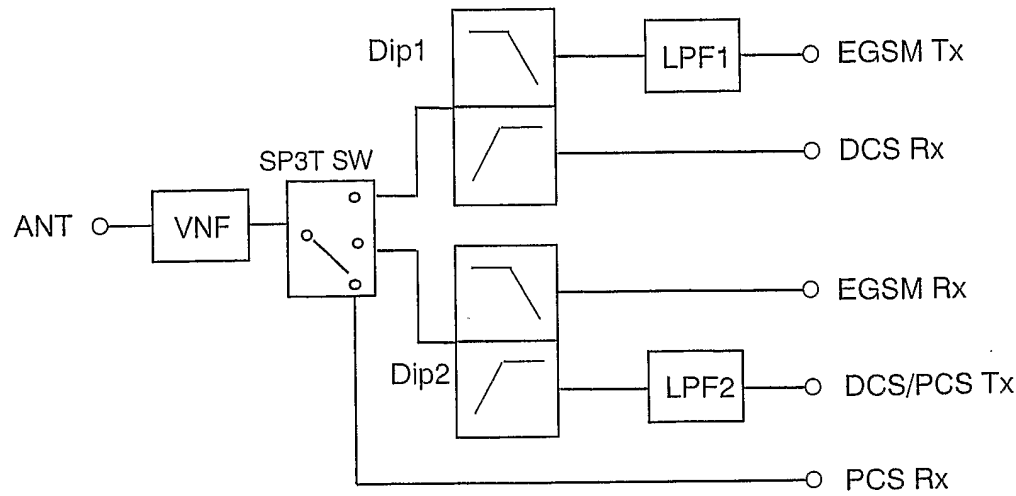


図21

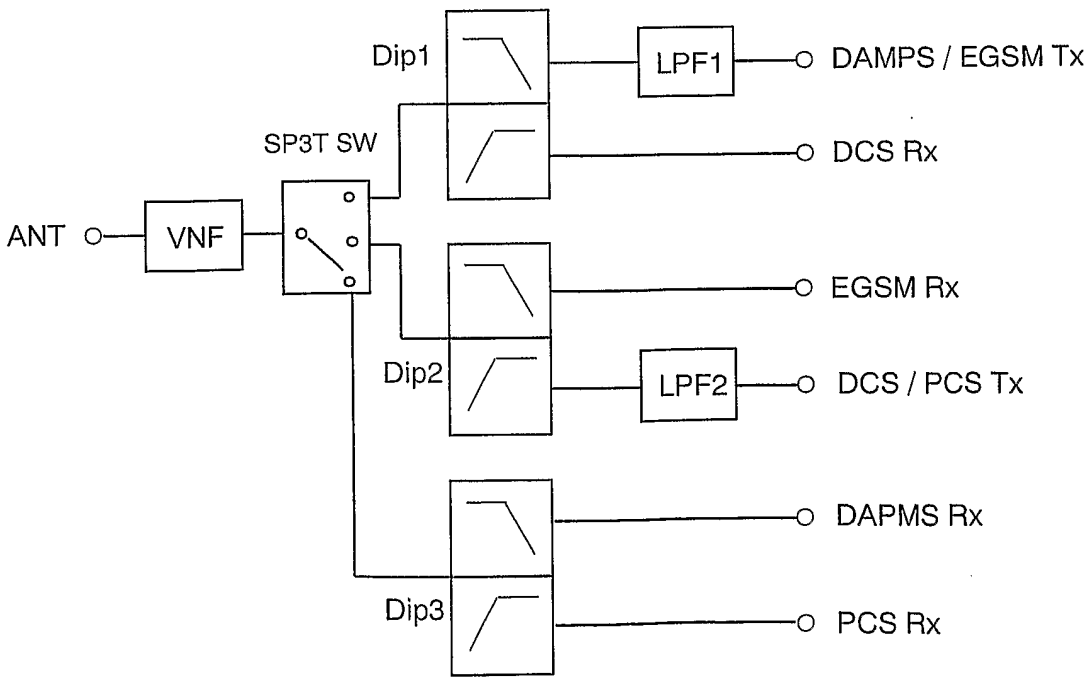


図22

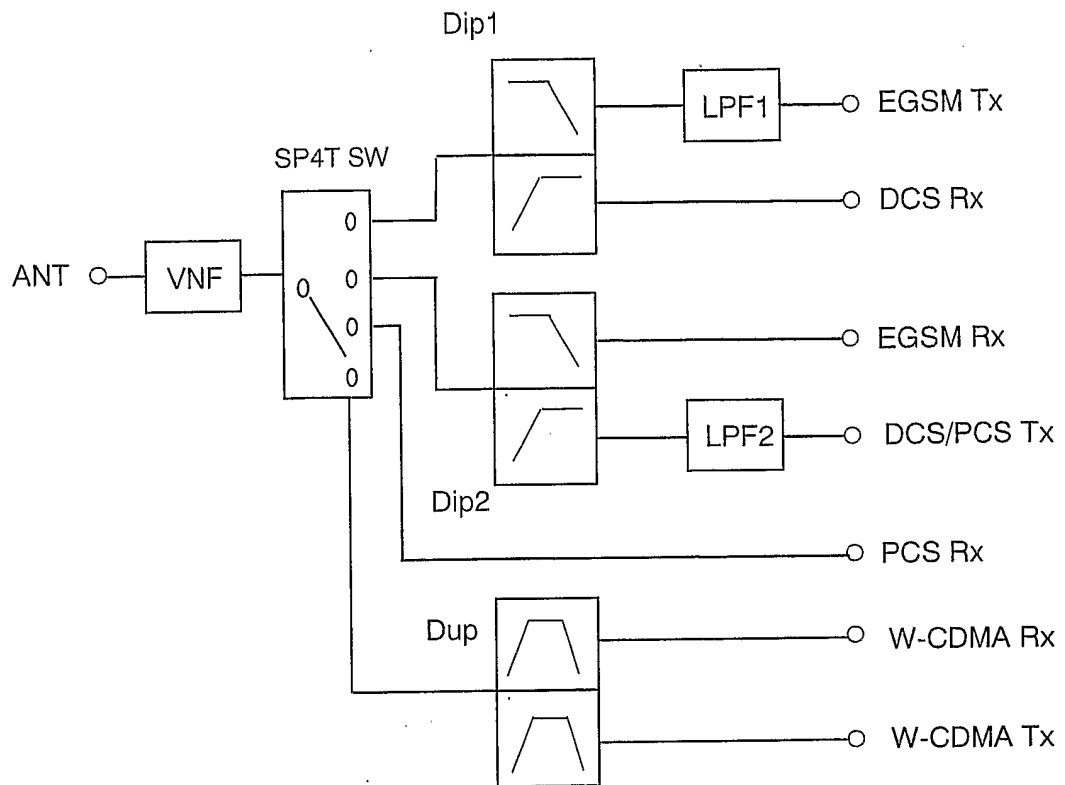


図23

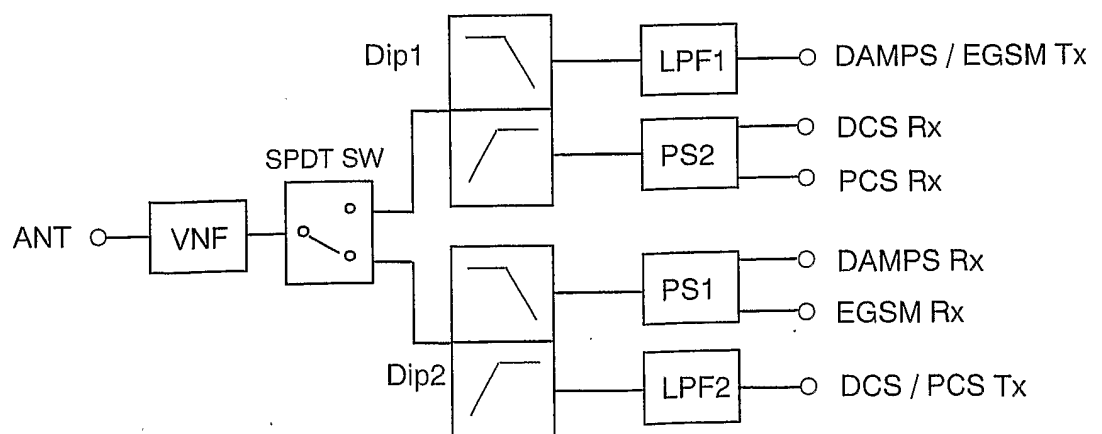


図24

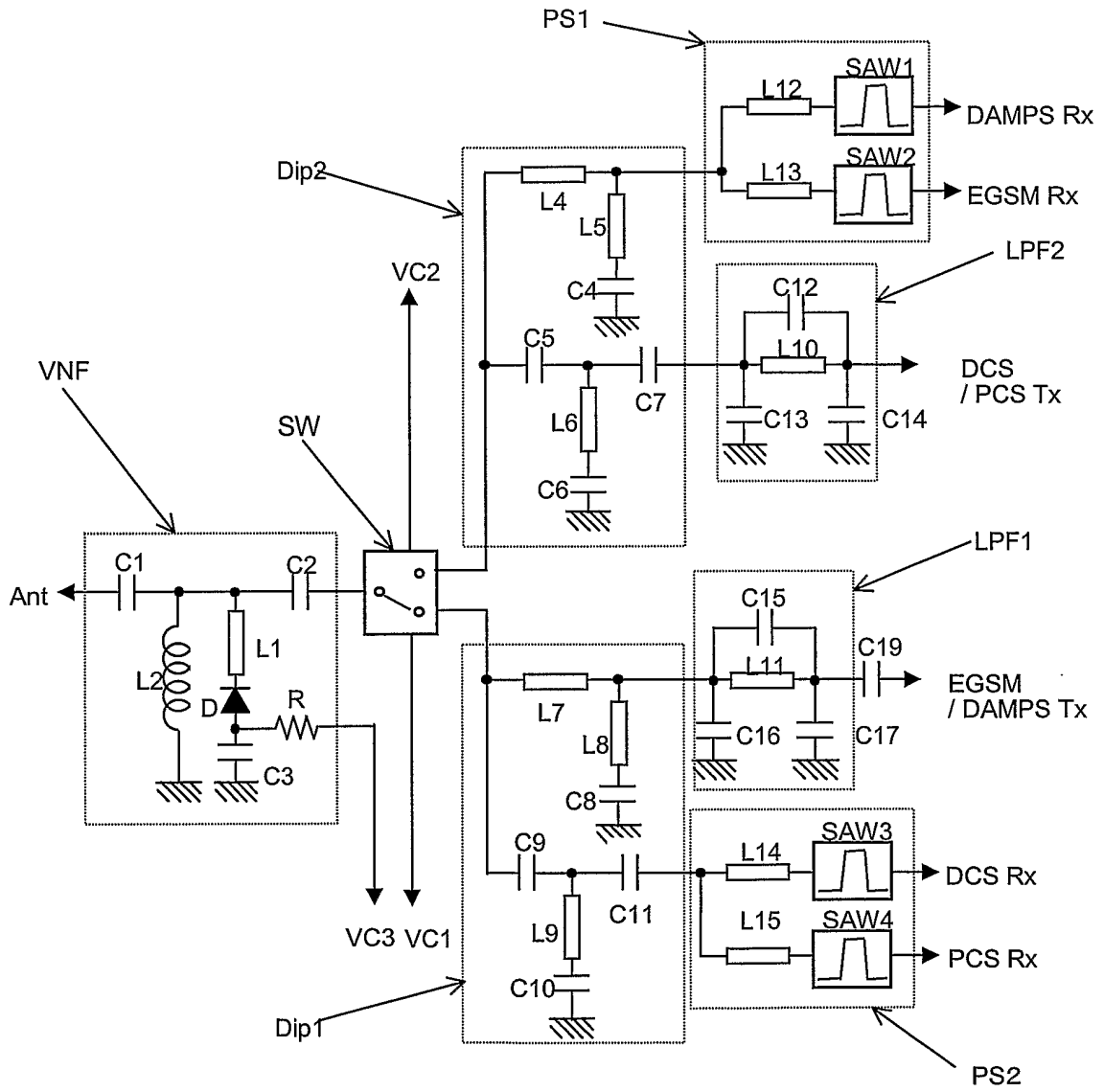


図25

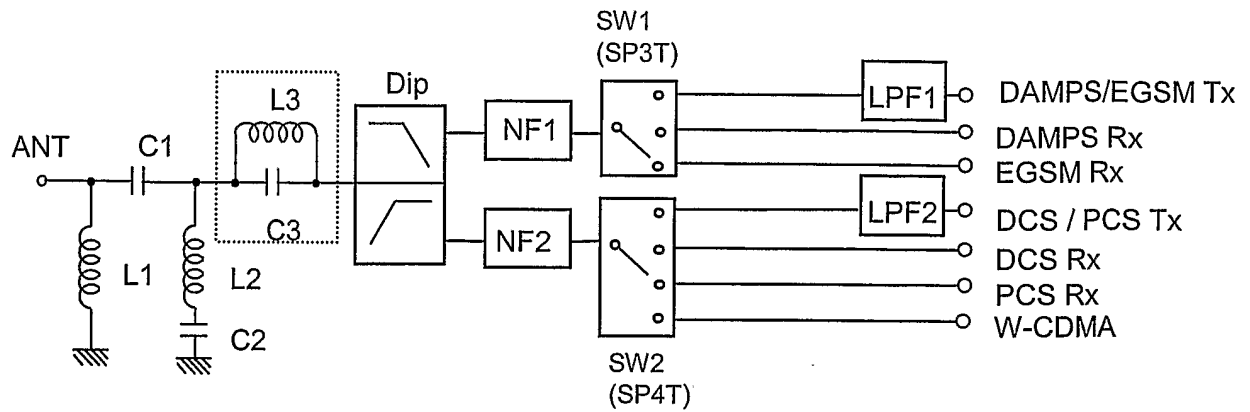


図26

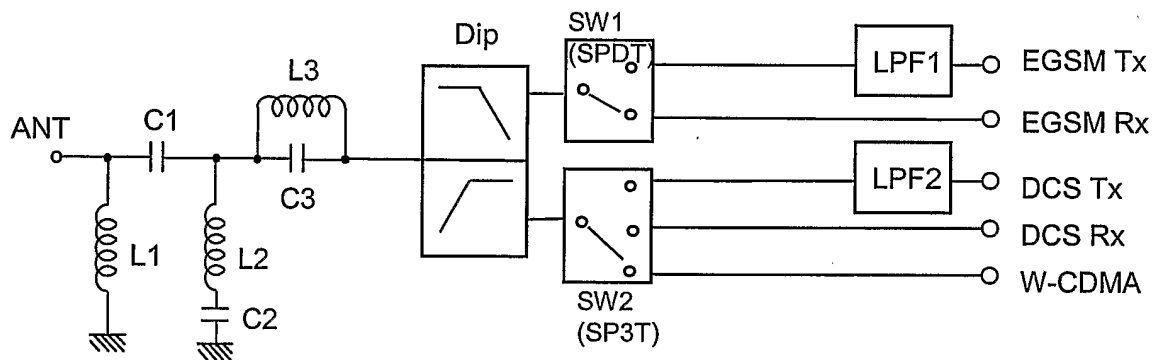


図27

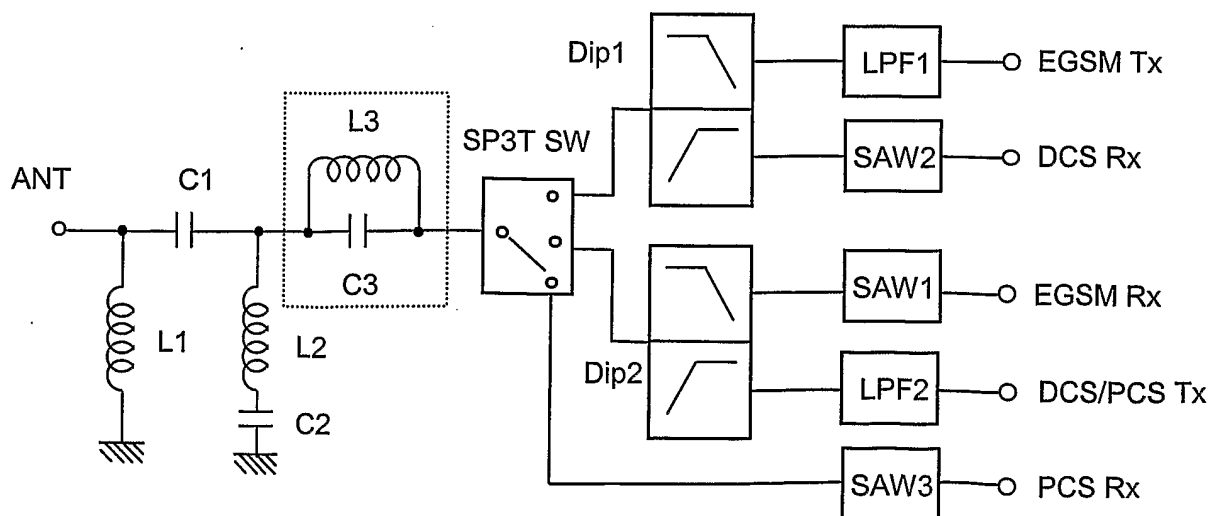


図28

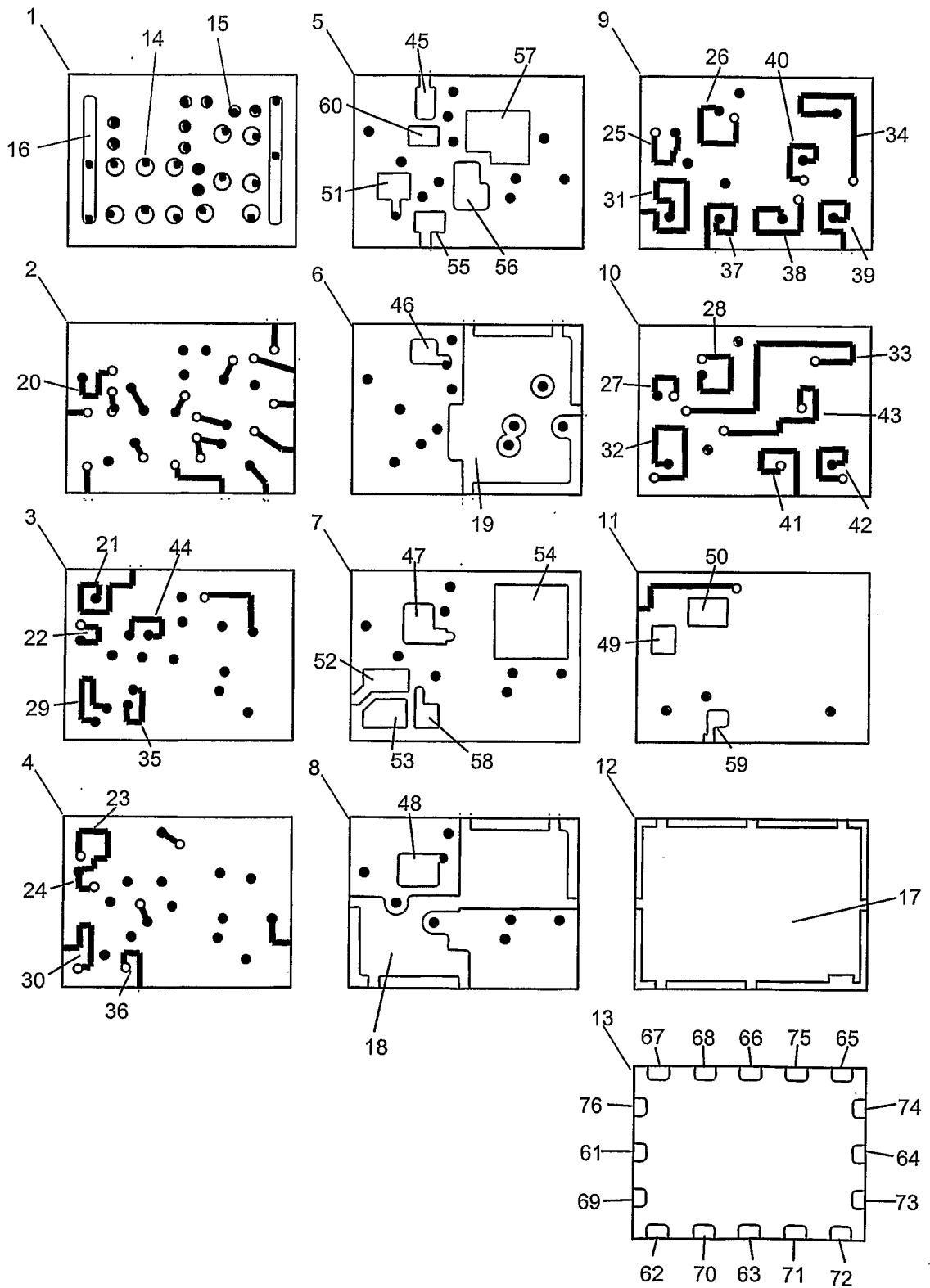


図29

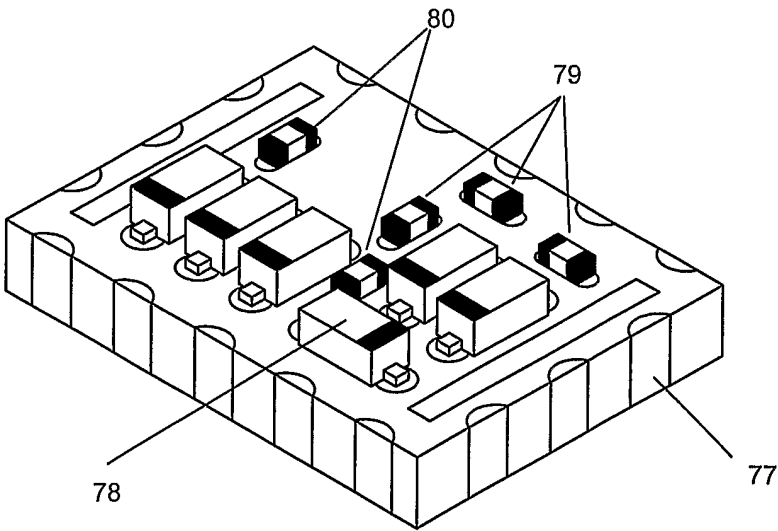


図33

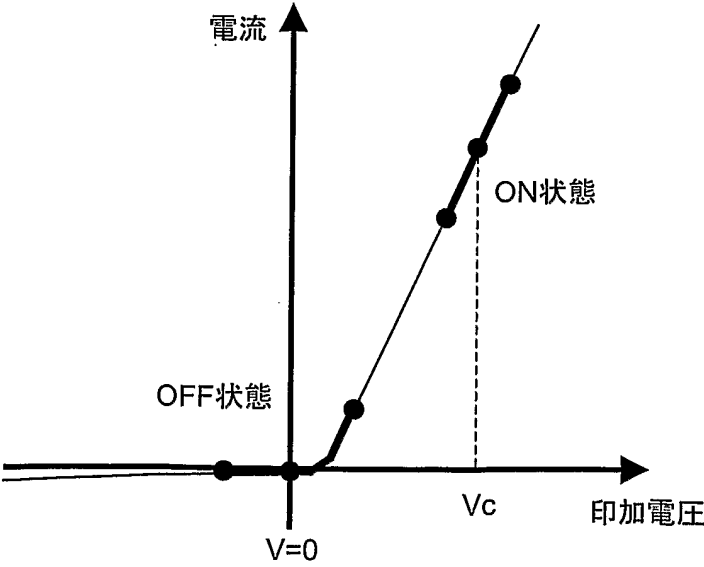


図30

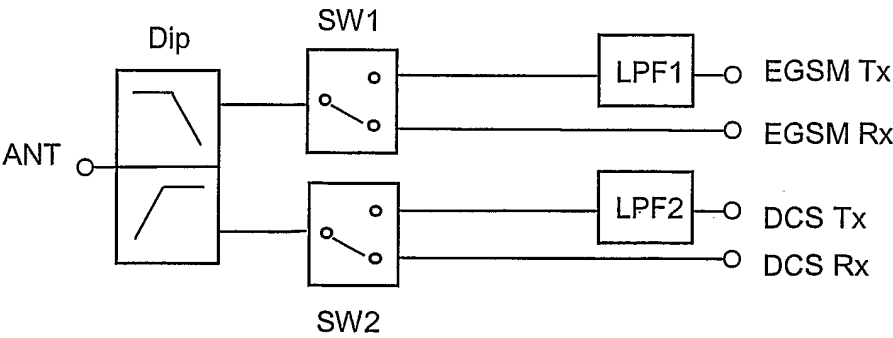


図32(a)

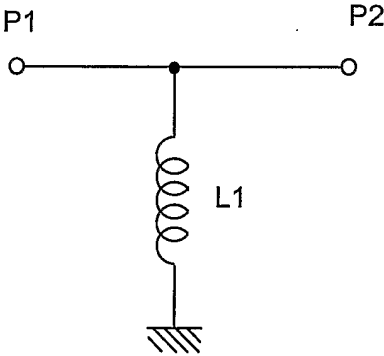


図32(b)

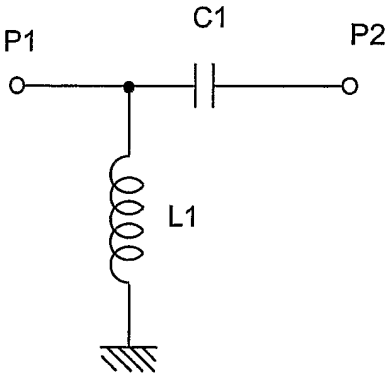


図35

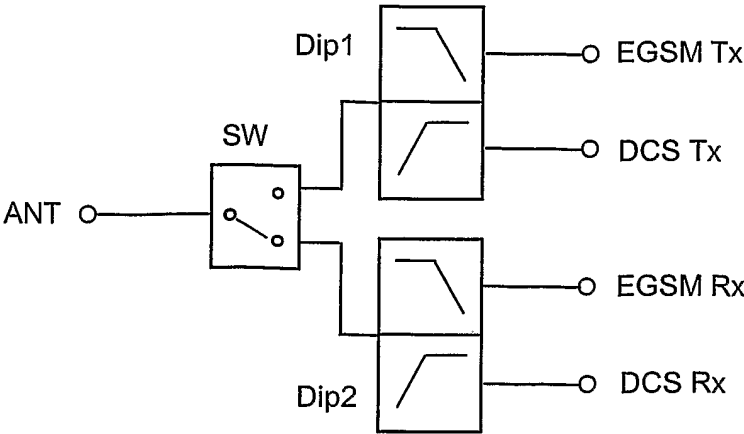


図31

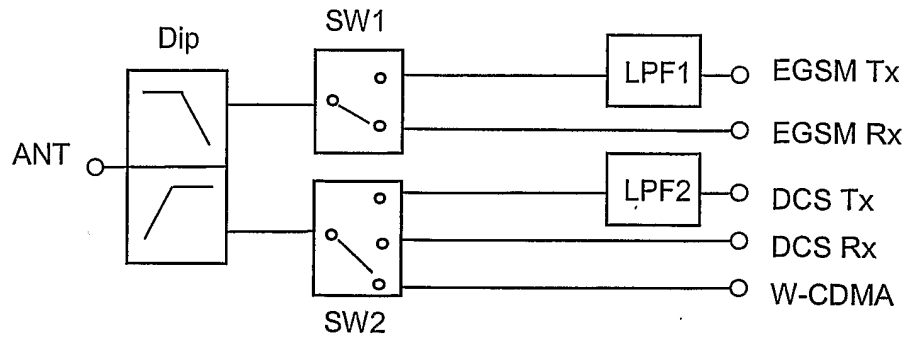
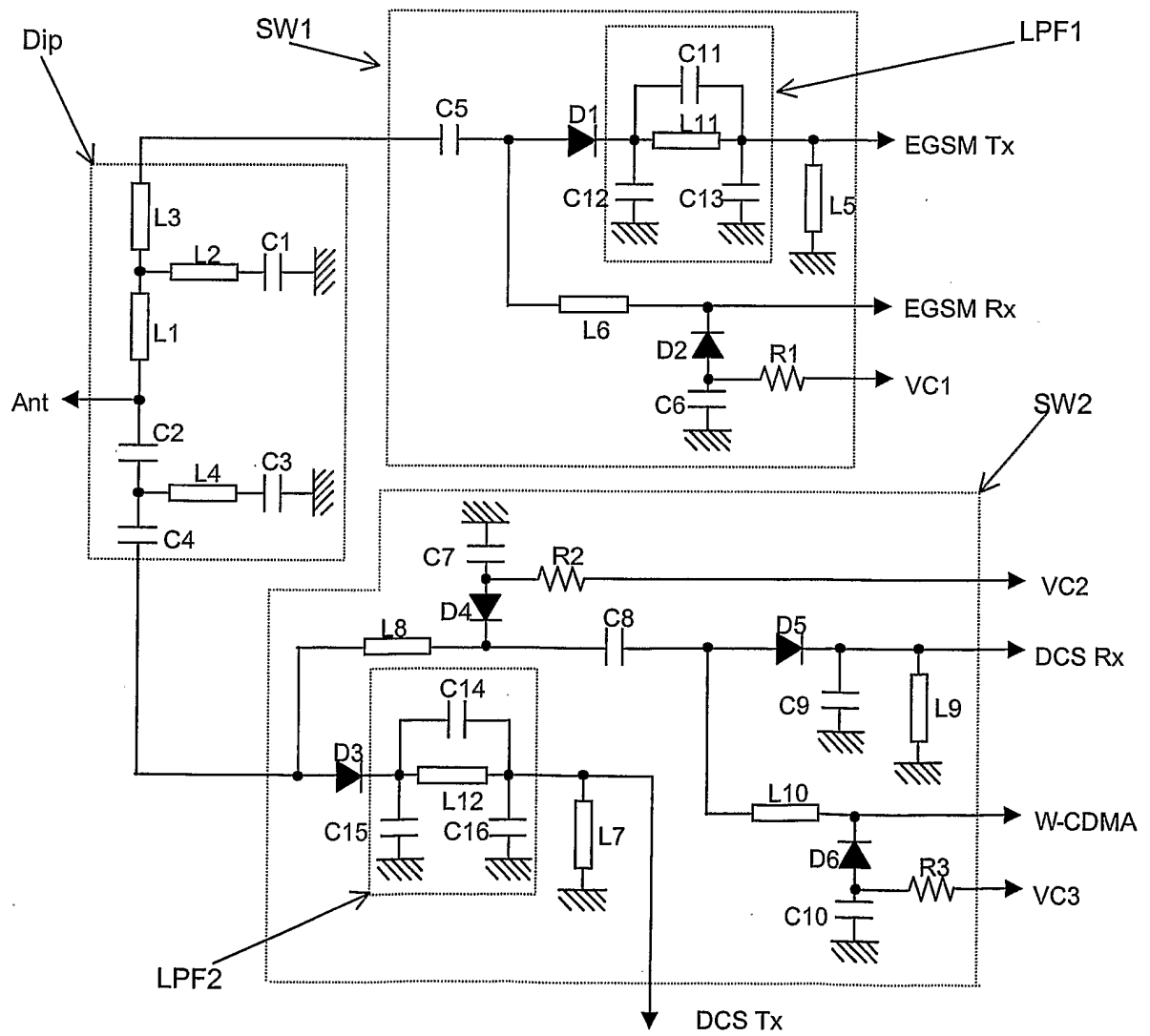


図34



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP02/08215

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
Int.Cl⁷ H04B1/50, H03H7/075

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
Int.Cl⁷ H04B1/38-1/58, H03H7/00-7/54

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched
Jitsuyo Shinan Koho 1922-1996 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-2002
Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2002 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2002

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	JP 11-8562 A (Alps Electric Co., Ltd.), 12 January, 1999 (12.01.99), Column 2, line 30 to column 4, line 32; Fig. 4 & US 6351294 B1	1, 2
X	JP 2000-165274 A (Murata Mfg. Co., Ltd.), 16 June, 2000 (16.06.00), Full text; Figs. 1 to 6 & EP 1003291 A2	3-9, 17, 18
X	JP 10-93473 A (Nokia Mobile Phones Ltd.), 10 April, 1998 (10.04.98), Full text; Figs. 1 to 14 & EP 823751 A2 & US 5768691 A & US 6115585 A	10-16

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	"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
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"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
"E" earlier document but published on or after the international filing date	"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
"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)	"&" document member of the same patent family
"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	

Date of the actual completion of the international search
06 November, 2002 (06.11.02)

Date of mailing of the international search report
19 November, 2002 (19.11.02)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP02/08215

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 4-260221 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 16 September, 1992 (16.09.92), Full text; Figs. 1 to 4 (Family: none)	1,2
A	JP 11-168303 A (Hitachi Metals, Ltd.), 22 June, 1999 (22.06.99), Full text; Figs. 1 to 13 & EP 921642 A2 & JP 2000-49651 A	3-9,17,18
A	JP 2000-165273 A (Murata Mfg. Co., Ltd.), 16 June, 2000 (16.06.00), Full text; Figs. 1 to 9 & EP 998035 A2 & JP 2000-165288 A & JP 2000-201097 A	3-9,17,18
A	JP 2001-44885 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 16 February, 2001 (16.02.01), Full text; Figs. 1 to 16 (Family: none)	3-9,17,18
A	JP 2001-102957 A (Murata Mfg. Co., Ltd.), 13 April, 2001 (13.04.01), Full text; Figs. 1 to 10 & EP 1089449 A2	3-9,17,18
A	JP 11-112382 A (Sanyo Electric Co., Ltd.), 23 April, 1999 (23.04.99), Full text; Figs. 1 to 7 (Family: none)	10-16

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl⁷ H04B1/50, H03H7/075

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl⁷ H04B1/38-1/58, H03H7/00-7/54

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1922-1996年

日本国公開実用新案公報 1971-2002年

日本国実用新案登録公報 1996-2002年

日本国登録実用新案公報 1994-2002年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
X	JP 11-8562 A (アルプス電気株式会社) 1999. 01. 12, 第2欄第30行~第4欄第32行, 第4図 & US 6351294 B1	1, 2
X	JP 2000-165274 A (株式会社村田製作所) 2000. 06. 16, 全文, 第1-6図 & EP 1003291 A2	3-9, 17, 18
X	JP 10-93473 A (ノキア モービル フォーンズ リ ミテッド) 1998. 04. 10, 全文, 第1-14図	10-16

☒ C欄の続きにも文献が列挙されている。☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの

「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの

「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)

「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献

「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&」 同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

06. 11. 02

国際調査報告の発送日

19.11.02

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)

郵便番号100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

溝 本 安 展

5 J

9473

電話番号 03-3581-1101 内線 3535

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
	& EP 823751 A2 & US 5768691 A & US 6115585 A	
A	JP 4-260221 A (松下電器産業株式会社) 1992. 09. 16, 全文, 第1-4図 (ファミリーなし)	1, 2
A	JP 11-168303 A (日立金属株式会社) 1999. 06. 22, 全文, 第1-13図 & EP 921642 A2 & JP 2000-49651 A	3-9, 17, 18
A	JP 2000-165273 A (株式会社村田製作所) 2000. 06. 16, 全文, 第1-9図 & EP 998035 A2 & JP 2000-165288 A & JP 2000-201097 A	3-9, 17, 18
A	JP 2001-44885 A (松下電器産業株式会社) 2001. 02. 16, 全文, 第1-16図 (ファミリーなし)	3-9, 17, 18
A	JP 2001-102957 A (株式会社村田製作所) 2001. 04. 13, 全文, 第1-10図 & EP 1089449 A2	3-9, 17, 18
A	JP 11-112382 A (三洋電機株式会社) 1999. 04. 23, 全文, 第1-7図 (ファミリーなし)	10-16