

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局



(43) 国際公開日
2008年7月10日 (10.07.2008)

PCT

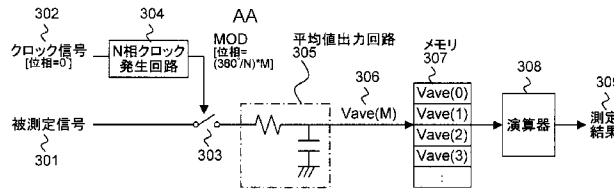
(10) 国際公開番号
WO 2008/081713 A1

- (51) 国際特許分類:
G01R 19/00 (2006.01) G01R 23/16 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2007/074329
- (22) 国際出願日: 2007年12月18日 (18.12.2007)
- (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2007-000567 2007年1月5日 (05.01.2007) JP
特願2007-146818 2007年6月1日 (01.06.2007) JP
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 日本電気株式会社 (NEC CORPORATION) [JP/JP]; 〒1088001 東京都港区芝五丁目7番1号 Tokyo (JP).
- (72) 発明者; および
- (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 野瀬 浩一
- (54) 代理人: 宮崎 昭夫, 外 (MIYAZAKI, Teruo et al.); 〒1070052 東京都港区赤坂1丁目9番20号 第16興和ビル8階 Tokyo (JP).
- (81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, SV, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

[続葉有]

(54) Title: SIGNAL QUALITY MEASURING DEVICE, SPECTRUM MEASURING CIRCUIT, AND PROGRAM

(54) 発明の名称: 信号品質測定装置、スペクトラム測定回路、プログラム



- 302 CLOCK SIGNAL [PHASE=0]
- 301 SIGNAL-TO-BE-MEASURED
- 304 N-PHASE CLOCK GENERATION CIRCUIT
- AA MOD [PHASE=(360°/N)*M]
- 305 AVERAGE VALUE OUTPUT CIRCUIT
- 307 MEMORY
- 308 CALCULATOR
- 309 MEASUREMENT RESULT

(57) Abstract: In a signal quality measuring device, a spectrum measuring circuit (101) includes: an N (N is an integer not smaller than 2)-phase clock generation circuit (304) which outputs a phase modulation signal in which a clock signal phase is shifted according to a phase modulation amount each time the amount setting is switched; a mixer circuit (303) which obtains a product of a signal-to-be-measured outputted from a transmitter multiplied by a phase modulation signal outputted from the N-phase clock generation circuit (304); an average value output circuit (305) which outputs an average voltage value of the output signals of the mixer circuit (303); a memory (307) which stores the average voltage value outputted from the average value output circuit (305) for each of the phase modulation amounts of the N-phase clock generation circuit (304); and a calculator (308) which calculates a signal intensity of the signal-to-be-measured by using the average voltage value for each of the phase modulation amounts of the N-phase clock generation circuit (304) stored in the memory (307).

(57) 要約: 本発明の信号品質測定装置において、スペクトラム測定回路(101)は、位相変調量の設定が切り替えられる度に、クロック信号の位相を当該位相変調量だけずらした位相変調信号を出力するN(Nは2以上の整数)相クロック発生回路(304)と、送信器から出力された被測定信号とN相クロック発生回路(304)か

[続葉有]



WO 2008/081713 A1



(84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MT, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK,

TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:
— 国際調査報告書

ら出力された位相変調信号との積をとるミキサ回路 (303) と、ミキサ回路 (303) の出力信号の平均電圧値を出力する平均値出力回路 (305) と、N相クロック発生回路 (304) の位相変調量ごとに、平均値出力回路 (305) から出力される平均電圧値を格納するメモリ (307) と、メモリ (307) に格納された、N相クロック発生回路 (304) の位相変調量ごとの平均電圧値を用いて、被測定信号の信号強度を演算する演算器 (308) と、を有する。

明 細 書

信号品質測定装置、スペクトラム測定回路、プログラム

技術分野

[0001] 本発明は、LSI(集積回路)の信号品質を測定する技術に関する。

背景技術

[0002] 近年、LSIの動作周波数が向上し、また、GHz帯域を用いる無線(RF)LSIの需要が高まっている。そのため、無線LSIの試験において、無線LSIの信号品質を測定し、無線LSIの選別や補正を行う重要性が増してきている。

[0003] 関連する無線LSIの試験においては、デジタルテスタを用いて、ウェハ上で大量の無線LSIの測定を並列に行うという方法が採られている。この方法は、安価でかつ測定時間が短いという利点がある一方で、帯域の狭い(およそ、数100MHz以下)デジタル信号のみしか測定することができないという問題がある。

[0004] そこで、高速(GHz)なアナログI/Oに対応した専用プロービング装置およびスペクトラムアナライザなどの専用測定装置を用いて、1個ずつ無線LSIの測定を行うという方法を採用することが考えられる。しかし、この方法は、装置コストおよび測定時間が増大するという問題がある。

[0005] そのため、最近では、無線LSIの試験を、より低コストでかつ高速に行いたいという要求が高まっている。

[0006] 例えば、RF受信器の試験においては、高速なキャリア信号であってかつ-100dBmレベルの微弱信号をRF受信器に入力し、エラーレートなどを測定し、RF受信器の選別や補正を行っている。

[0007] これに対応すべく、関連する信号品質測定装置は、図1に示すように、RF受信器1203に対し、チップ外の任意波形発生器1201および波形減衰器(アッテネータ)1202を介して信号を入力する構成となっている。しかし、この装置は、測定時間がかかりすぎるといった問題や、装置コストが高くなってしまふといった問題があった。

[0008] この問題を解決するため、図2に示すように、チップ内に波形減衰器1303を内蔵させ、RF送信器1301の出力信号を、波形減衰器1303を介することで70~100dBm

減衰させた上で、RF受信器1302に入力する構成が提案されている。この構成で行う試験は、送信器－受信器間対向試験と称される。これにより、RF受信器10302に対して、チップ外から信号を与えることなく、チップ内のRF送信器1301から適切な強度の信号を与えることができるため、測定時間の短縮化および装置コストの低減を図ることができる。

[0009] しかし、近年、RFチップのプロセスが微細化し、また、波形減衰器に用いる素子のばらつきなどによってチップ間の信号強度のばらつきが大きくなってきている。そのため、送信器－受信器間対向試験では、測定精度を保証すること、つまりRF受信器へ入力される信号の強度を測定し、RF送信器から出力される信号の強度を適切に設定すること、が困難になってきている。そこで、RF受信器に入力される信号の強度や波形減衰器の特性を、高精度にかつチップ外の安価なデジタルテスト等の測定装置でも測定可能な技術が要求されている。

[0010] また、RF送信器の試験においても、キャリア周波数 f_0 を有する、RF送信器の出力信号の強度が仕様を満たしているかを観測することが重要になっている。

[0011] ところが、RF送信器の出力信号の信号波形には、波形ひずみ(単一周波数正弦波からの波形差分)成分として、 $K * f_0$ ($K = 2, 3, 4, \dots$)の高調波成分が存在する。しかし、法規では、高調波成分の信号強度を一定値以下にすることが定められているため、異常な高調波成分が出力されていないかを測定することも必須である。また、近年、RFチップのプロセスが微細化し、また、帯域除去フィルタのオンチップ化などにより、RFチップ間の高調波成分の信号強度のばらつきが大きくなってきている。

[0012] そのため、無線LSIごとに、信号強度の周波数分布(スペクトラム)を測定する信号強度スペクトラム試験を行うことが必要となってきた。

[0013] そこで、関連する信号品質測定装置は、無線LSIの信号強度を測定し、その測定値を従来のテスト環境でも測定可能なDC電圧値に変換するスペクトラム測定回路を設けている。

[0014] 関連するスペクトラム測定回路としては、主に以下の3つが提案されている。

[0015] 関連するスペクトラム測定回路の第1の例として、非特許文献1には、図3に示すように、LNA(低雑音増幅器)1401、ミキサ1402、帯域透過フィルタ1403、およびデ

デジタル-アナログ変換器1404からなる構成のスペクトラム測定回路が開示されている。この構成は、Low-IF RF受信器の構成とほぼ同じである。

[0016] しかし、第1の例の場合、帯域透過フィルタ1403やLNA1401といったアナログ回路を多用しているために、面積や設計複雑度が增大するという問題がある。さらに、被測定信号のキャリア周波数 f_0 成分の測定のためにミキサ1402に注入する信号の周波数を f_0 にしたとき、被測定信号に $K * f_0$ の高調波成分が存在した場合、キャリア周波数成分の信号強度が一定であっても、高調波成分の信号強度に応じて測定結果が変化してしまうという問題がある。

[0017] そこで、一般的なRF受信器と同様に、アンチエイリアシングフィルタを入力部分に付加する必要がある。しかし、アンチエイリアシングフィルタを付加すると、面積オーバーヘッドが増大してしまうという問題がある。さらに、異なる周波数成分を測定する際に、アンチエイリアシングフィルタのフィルタ特性を、周波数成分ごとに変更する必要があるため、フィルタ特性を変更する機能の追加により面積が増大してしまうという問題がある。

[0018] 関連するスペクトラム測定回路の第2の例として、非特許文献2には、電圧比較回路を用いて信号波形を測定し、その測定結果をスペクトラム測定に流用するスペクトラム測定回路が開示されている。しかし、5次高調波($5f_0$)成分の信号強度を測定するためには、サンプリング定理によって、その2倍の $10f_0$ 以上の分解能を有する測定装置が必要となる。そのため、測定ポイントの増大により測定時間が増加してしまうという問題や、広帯域なコンパレータ回路が必要となることにより面積や設計複雑度が增大してしまうという問題がある。

[0019] 関連するスペクトラム測定回路の第3の例として、非特許文献3には、自己相関を求めるスペクトラム測定回路が開示されている。第3の例の動作の概要を図4に示す。

[0020] 第3の例では、被測定信号の電圧を、第1および第2の測定装置を用いて測定する。このとき、周波数 f_0 (=周期 t_0)成分の測定のために、第1および第2の測定装置で被測定信号の電圧を測定するタイミングを t_0 だけずらす。そして、第1および第2の測定装置の各々の測定結果($v(T_i)$, $v(T_i + t_0)$)の相関係数 $R(t) = v(T_i) * v(T_i + t_0)$ を算出した後、フーリエ変換を用いて信号強度スペクトラムを得る。

- [0021] しかし、第3の例の場合、図5に示すように、周波数 f_0 (=周期 t_0)の測定時において、被測定信号のうち f_0 成分、 $2f_0$ 成分、 $3f_0$ 成分、…の信号に対しては、いずれも時間差 t_0 で測定した自己相関係数 $R(\tau)$ はすべて同じとなる。そのため、周波数 f_0 の測定時に(つまり、 $t=t_0$)、高調波成分と周波数 f_0 成分との信号強度の区別がつかない、という問題がある。また、あらゆる位相差の結果を用いて自己相関関数を求める必要があることから、測定時間が増大してしまうという問題や、あらゆる位相差で測定するためにランダムな位相を発生する装置などが必要となることから、設計複雑度が増大してしまうという問題がある。
- [0022] 高調波成分の測定を、簡易かつ小面積な構成で実現するスペクトラム測定回路として、ロックインアンプを用いる構成がある。この構成では、周波数 f_0 のパルス波に応じて入力信号のスイッチング動作を行い、スイッチの出力信号を時定数が十分大きなフィルタで平滑化、つまり電圧平均化処理をすると、スイッチの出力信号が周波数 f_0 成分の強度に応じたDC電圧値に変換される。この処理を、パルス波の周波数を変えるたびに繰り返し行うことにより、信号強度スペクトラムの測定が可能となる。
- [0023] ロックインアンプを用いた、関連するスペクトラム測定回路の第4の例の構成を図6に示す。以下、図6に示すスペクトラム測定回路の動作を、図7に示すタイミング図を用いて説明する。ここでは、被測定信号1701の周波数成分が f_0 であり、振幅A、位相 θ 、DCオフセットBであるものとして説明する。
- [0024] 被測定信号1701を、クロック信号1702で制御されたスイッチ1703を通過させ、平均値出力回路1705に入力する。すると、平均値出力回路1705からは、スイッチ1703がオンであった期間の被測定信号1701の平均電圧 V_{ave} が出力されることになる。ここでは、 V_{ave} は、 $(2A \cos \theta / \pi) + B$ となる。
- [0025] このように、スイッチ1703および平均値出力回路1705を用いることにより、信号波形を、その信号強度(振幅A)に比例したDC電圧(時間によって変動しない電圧)に変換することができる。しかし、 V_{ave} の測定結果のみでは、被測定信号1701の位相 θ に応じてDC電圧の値がずれてしまうという問題と、被測定信号1701にオフセット電圧Bが含まれていると、このオフセット電圧BがそのままDC電圧の値に反映されてしまい、信号振幅Aと区別できない、という問題があった。

[0026] 被測定信号のオフセット電圧および位相に応じて測定結果が変動してしまう問題を解決する技術として、特許文献1に記載の方法がある。この方法は、図8に示すように、制御回路1901の出力タイミングで離散的に被測定信号 $f(t)$ 1902から電荷を取り込んで、加算信号ADDと減算信号SUBの値に応じて電荷量を変化可能なスイッチドキャパシタ回路1902を用意する。制御回路1901の動作タイミングは、図9に示すように、第1のスイッチドキャパシタ回路1903には解析周波数の正弦波信号2001の振幅を多値で近似したものを、第2のスイッチドキャパシタ回路1903には解析周波数の余弦波信号の振幅を多値で近似したものをを用いる。そして、その多値の振幅に応じた単位時間あたりの取り込み回数(制御回路1901の周波数の m 倍($m=1, 2, 3$))で、スイッチドキャパシタ回路1903により入力信号から離散的に電荷を取り込み、その取り込み値を2乗して加算後に平方根をとることにより、両者の位相角に影響されない出力、すなわち入力信号に含まれる解析周波数成分のパワースペクトラムを得る。この方法により、被測定信号 $f(t)$ 1902の位相 θ やオフセット電圧 B の値に依存しない結果を得られる。

[0027] しかしながら、上記方法では、被測定信号の周波数の通倍のパルス波を生成し、スイッチドキャパシタ回路を動作させる必要があるため、被測定信号の周波数が1GHzを超えるRF信号のスペクトラム測定においては、パルス波生成回路やスイッチドキャパシタ回路のスイッチ動作を4GHzを越えて行う必要があり、設計が困難となる。さらに、RF信号の高調波(1GHzの整数倍)測定にあたっては、パルス波生成回路やスイッチドキャパシタ回路のスイッチ動作を4GHzの整数倍の速度となるため、さらに設計困難となる。また、加算・減算回路が可能なスイッチドキャパシタ回路に用いられるキャパシタ回路は、無極性(両極の電圧に応じて電荷量に変化しない)である必要があるが、一般的なゲート容量は極性があるため、適用が困難である。また、正弦波信号の近似方法(制御回路の周波数の m 倍($m=1, 2, 3$)の組み合わせ)では、近似正弦波信号成分から3次・5次高調波成分を完全に除去することができないため、被測定信号に3次・5次信号が含まれている場合、その値に応じて測定結果が変動してしまう、という課題もあった。

[0028] 上述したように、関連する信号品質測定装置においては、次のような課題があった

。

[0029] 信号強度スペクトラム試験における課題は、被測定信号の信号強度の測定結果が、被測定信号の奇数次高調波成分の影響を受けてしまうという点にある。また、被測定信号の位相やオフセット電圧による変動を受けないことと、高帯域の被測定信号を測定可能にすることとの両立が困難であるという点にある。

[0030] 送信器－受信器間対向試験における課題は、受信器の入力信号の強度や波形減衰器の特性を、高精度にかつ安価に測定することができないという点にある。

特許文献1:特開2000－9768号公報

非特許文献1:VLSI Test Symposium, 2005. Proceedings. 23rd IEEE p p. 131－136, May 2005

非特許文献2:Symp. VLSI Circuits Dig. 18, pp. 240－243

非特許文献3:IEEE JOURNAL OF SOLID－STATE CIRCUITS, VOL. 40, NO. 4, APRIL 2005, pp820

発明の開示

[0031] そこで、本発明の第1の目的は、無線LSIの信号強度スペクトラム試験において、被測定信号の信号強度を被測定信号よりも高い周波数のクロックを用いずに測定可能とし、さらにクロックの位相をずらして測定した結果を用い、演算処理を行うことで、被測定信号の位相や奇数次高調波成分の影響を除去することができる技術を提供することにある。

[0032] また、本発明の第2の目的は、無線LSIの送信器－受信器間対向試験において、受信器の入力信号の強度や波形減衰器の特性を、高精度にかつ安価な外部の測定装置でも測定することができる技術を提供することにある。

[0033] 上記目的を達成するために本発明は、試験対象の送信器および受信器と、送信器から出力された被測定信号を減衰させた上で受信器に入力する波形減衰器と、送信器から出力された被測定信号の信号強度を測定するスペクトラム測定回路と、を有する信号品質測定装置に適用される。

[0034] 本発明の特徴点は、スペクトラム測定回路は、位相変調量の設定が切り替えられる度に、クロック信号の位相を当該位相変調量だけずらした位相変調信号を出力する

N(Nは2以上の整数)相クロック発生回路と、送信器から出力された被測定信号とN相クロック発生回路から出力された位相変調信号との積をとるミキサ回路と、ミキサ回路の出力信号の平均電圧値を出力する平均値出力回路と、N相クロック発生回路の位相変調量ごとに、平均値出力回路から出力される平均電圧値を格納するメモリと、メモリに格納された、N相クロック発生回路の位相変調量ごとの平均電圧値を用いて、被測定信号の信号強度を演算する演算器と、を有する点にある。

[0035] この構成によれば、クロック信号を使用した場合の平均値出力回路の平均電圧値に限らず、クロック信号の位相をずらした位相変調信号を使用した場合の平均値出力回路の平均電圧値を用いて、クロック信号を使用した場合の平均電圧値を用いるだけでは解決できなかった課題を解決すること、すなわち被測定信号の信号強度の測定結果から被測定信号の位相や奇数次高調波成分の影響を除去することができる。

[0036] さらに、この構成で用いるクロック信号の周波数は、測定したいスペクトラム成分の周波数と同一、あるいはその $1/m$ 倍(mは整数)でよいため、従来の被測定信号の周波数の通倍のパルス波を生成し、スイッチ動作を行う必要がなくなり、設計の容易化が実現できる。

[0037] また、本発明の他の特徴点は、波形減衰器は、外部から電圧が印加される第1および第2の端子と、一端が第1の端子に接続される第1の抵抗と、一端が第2の端子に接続され、他端が第1の抵抗の他端に接続される第2の抵抗と、一端が第1および第2の抵抗の接続点に接続され、他端が接地される第3の抵抗と、を有する点にある。

[0038] この構成によれば、波形減衰器の第1および第2の端子にDC電圧を印加し、そのときの電流値をチップ外で読み取ることにより、波形減衰器を構成する第1～第3の抵抗の抵抗値を高精度に測定することができる。また、スペクトラム測定回路により測定された被測定信号の信号強度をチップ外で読み取ることもできる。

[0039] したがって、受信器の入力信号の強度や波形減衰器の特性を、高精度にかつ安価なチップ外のデジタルテスト等の測定装置でも測定することができる。

図面の簡単な説明

[0040] [図1]関連する信号品質測定装置の一構成例を示すブロック図である。

[図2]関連する信号品質測定装置の他の構成例を示すブロック図である

[図3]関連するスペクトラム測定回路の第1の例の構成を示すブロック図である。

[図4]関連するスペクトラム測定回路の第3の例の動作を示す図である。

[図5]関連するスペクトラム測定回路の第3の例の問題点を説明するタイミング図である。

[図6]関連するスペクトラム測定回路の第4の例の構成を示すブロック図である。

[図7]関連するスペクトラム測定回路の第4の例の基本動作を説明するタイミング図である。

[図8]関連するスペクトラム測定回路の第5の例の構成を示すブロック図である。

[図9]関連するスペクトラム測定回路の第5の例の基本動作を説明するタイミング図である。

[図10]本発明の第1～第3の実施形態の信号品質測定装置の全体構成を示すブロック図である。

[図11]本発明の第1～第4の実施形態に係る波形減衰器の構成を示すブロック図である。

[図12]本発明の第1の実施形態に係るスペクトラム測定回路の構成を示すブロック図である。

[図13]本発明の第1の実施形態に係るスペクトラム測定回路の基本動作を説明するタイミング図である。

[図14]本発明の第1の実施形態に係るスペクトラム測定回路において、被測定信号がキャリア周波数成分以外の周波数成分を含まない波形である場合に用いられる位相変調信号を説明するタイミング図である。

[図15]本発明の第1の実施形態に係るスペクトラム測定回路において、図13に示した位相変調信号を用いて被測定信号の信号強度を測定する過程を説明するタイミング図である。

[図16]本発明の第1の実施形態に係るスペクトラム測定回路において、図13に示した位相変調信号を用いて被測定信号の信号強度を測定する過程を説明するタイミング図である。

[図17]本発明の第1の実施形態に係るスペクトラム測定回路において、被測定信号がキャリア周波数成分以外の周波数成分を有する波形である場合に用いられる位相変調信号MODを説明するタイミング図である。

[図18]本発明の第1の実施形態に係るスペクトラム測定回路において、被測定信号がキャリア周波数成分以外の周波数成分を有する波形である場合に用いられる位相変調信号MODを説明するタイミング図である。

[図19]本発明の第2の実施形態に係るスペクトラム測定回路の構成を示すブロック図である。

[図20]本発明の第3の実施形態に係るスペクトラム測定回路の構成の一部を示すブロック図である。

[図21]本発明の第3の実施形態に係るスペクトラム測定回路の基本動作を説明するタイミング図である。

[図22]本発明の第4の実施形態の信号品質測定装置の構成の一部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

[0041] 以下に、本発明を実施するための最良の形態について図面を参照して説明する。

[0042] (第1の実施形態)

図10は、本発明の第1の実施形態の信号品質測定装置の全体構成を示すブロック図である。なお、後述の第2～第3の実施形態の信号品質測定装置の全体構成は、図10と同様である。

[0043] 図10に示すように、本実施形態の信号品質測定装置は、スペクトラム測定回路101と、RF送信器102と、RF受信器103と、波形減衰器104とを、同一チップ内に有する構成となっている。

[0044] 本実施形態の信号品質測定装置においては、送信器—受信器間対向試験および信号強度スペクトラム試験において、RF送信器102の出力信号を、波形減衰器104を介することで70～100dBm減衰させた上で、RF受信器103に入力する。すなわち、RF受信器103に対し、チップ外から信号を与えることなく、チップ内のRF送信器102から信号を与える。また、RF受信器103の入力信号の高調波成分の信号強度

を一定値以下にするため、RF送信器102の出力信号の信号強度をスペクトラム測定回路101で測定する。

[0045] 図11は、本発明の第1の実施形態に係る波形減衰器104の構成を示すブロック図である。なお、後述の第2～第4の実施形態に係る波形減衰器104の構成は、図11と同様である。

[0046] 図11に示すように、波形減衰器104は、外部から電圧が印加される第1および第2の端子X1、X2と、一端が第1の端子X1に接続される抵抗201と、一端が第2の端子X2に接続され、他端が抵抗201の他端に接続される抵抗202と、一端が抵抗201、202の接続点に接続され、他端が接地される抵抗203とを有している。なお、抵抗201～203の抵抗値は、それぞれR1～R3となっている。

[0047] ここで、波形減衰器104の抵抗201～203の抵抗値R1～R3を測定する方法について説明する。

[0048] まず、第1の端子X1に電圧V1を印加するとともに、第2の端子X2をハイインピーダンス状態にする。そのときの電流をI1とすると、 $V1 = I1 * (R1 + R3)$ となる。

[0049] 次に、第2の端子X2に電圧V2を印加するとともに、第1の端子X1をハイインピーダンス状態にする。そのときの電流をI2とすると、 $V2 = I2 * (R2 + R3)$ となる。

[0050] その後、第1の端子X1に電圧V3を印加するとともに、第2の端子X2を接地状態にする。そのときの電流をI3とすると、 $V3 = I3 * (R1 + (R2 * R3) / (R2 + R3))$ となる。

[0051] よって、上記の3つの式から、R1～R3を求めることができるため、波形減衰器104の特性を高精度に測定することができる。

[0052] 図12は、本発明の第1の実施形態に係るスペクトラム測定回路101の構成を示すブロック図である。

[0053] 図12に示すように、本実施形態に係るスペクトラム測定回路101は、スイッチ303と、N相クロック発生回路304(N=2, 3, …であり、設計時に決定される)と、平均値出力回路305と、メモリ307と、演算器308とを有している。

[0054] ここで、図12に示したスペクトラム測定回路101の動作について、図13のタイミング図を用いて説明する。

- [0055] まず、被測定信号301が周波数 f_0 の正弦波であり、振幅A、位相 θ 、DCオフセットBである場合のスペクトラム測定回路101の動作について説明する。
- [0056] この場合、被測定信号301のキャリア周波数 f_0 成分の信号強度(信号振幅)を測定するために、クロック信号302の周波数を f_0 に設定する。N相クロック発生回路304は、クロック信号302の位相を、位相変調量 $(360^\circ / N) * M$ ($M=0, 1, \dots, (N-1)$)であり、外部より設定可能)だけずらした位相を有する位相変調信号MODを出力する。N相クロック発生回路304から出力された位相変調信号MODとクロック信号302との位相関係を図14に示す。
- [0057] 位相変調信号MODは、スイッチ303のオン・オフを制御する信号となる。位相変調信号MODがハイレベルにある期間のみ、スイッチ303がオンとなり、被測定信号301はスイッチ303を通過することができる。
- [0058] スwitch303を通過した被測定信号301を平均値出力回路305に入力すると、平均値出力回路305から出力される信号306の平均電圧Vaveは、スイッチ303がオンであった期間の被測定信号301の平均電圧値となる。Vaveは、N相クロック発生回路304の制御に用いたMの値ごとに、メモリ307に格納される。
- [0059] その後、演算器308は、メモリ307に格納されたVaveの測定結果を基に、被測定信号301の周波数 f_0 成分の信号強度を測定し、測定した信号強度に応じたDC電圧を測定結果309として出力する。
- [0060] 例えば、 $N=1$ 、 $M=0$ に固定した場合、つまりクロック信号302と位相変調信号MODを同一とした場合、関連技術として図6に示したスペクトラム測定回路とほぼ同一の構成になる。しかし、 $M=0$ のときのVaveの測定結果のみで信号強度を測定すると、その測定結果309が被測定信号301の位相 θ に応じてずれてしまうという問題と、被測定信号301にオフセット電圧Bが含まれていると、このオフセット電圧Bがそのまま測定結果309に反映されてしまい、被測定信号309の振幅Aを反映した結果と区別できない、という問題があった。
- [0061] そこで、上記問題を解決するために、 $N=4$ とし、Mの値を0から3まで順次切り替えてVaveの測定を行い、それらの測定結果を基に演算器308にて信号強度の測定を行う。以下、この測定方法を図15のタイミング図を用いて説明する。

- [0062] まず、N相クロック発生回路304にM=0を設定する。すると、N相クロック発生回路304から出力される位相変調信号MODは、クロック信号302と同一の周波数および同一の位相を有する信号となる。このときのVaveをVave(0)とすると、図13に示すように、 $Vave(0) = (2A \cos \theta / \pi) + B$ となる。この値をメモリ307に格納する。
- [0063] 次に、M=1に切り替えると、位相変調信号MODは、クロック信号302と同一の周波数であるが、位相はクロック信号302に比べて90度遅れた信号となる。このときのVaveをVave(1)とすると、 $Vave(1) = (-2A \sin \theta / \pi) + B$ となる。この値を、メモリ307内のVave(0)が格納された場所と異なる場所に格納する。
- [0064] 同様に、M=2に切り替えた場合のVave(2)、M=3に切り替えた場合のVave(3)をメモリ307に順次格納する。このとき、 $Vave(2) = (-2A \cos \theta / \pi) + B$ 、 $Vave(3) = (2A \sin \theta / \pi) + B$ となる。
- [0065] その後、演算器308は、Vave(0)～Vave(3)を用いて、以下の数式1の演算を行うことで、被測定信号301の周波数 f_0 成分の信号強度を測定する。すると、その測定結果309は振幅Aのみに比例し、 θ 、Bの値に依存しない結果となる。
- [0066] [数1]

$$\sqrt{\{V(0) - V(2)\}^2 + \{V(1) - V(3)\}^2} = \frac{4\sqrt{2}}{\pi} A$$

よって、関連技術のようにM=0のときのVaveの測定結果のみを用いる場合には解決できなかった問題を、解決することができる。

- [0067] また、Vave(0)～Vave(3)の値として、数式1により得られた値を代入すると、 θ 、Bの値も求めることができる。
- [0068] また、測定結果309として、従来のテスト環境でも測定可能なDC信号を出力するため、無線LSIの試験に要するコストを削減することができる。
- [0069] なお、数式1の演算を、チップ外の測定装置などで行うことも可能である。その場合、チップ内に演算器308が不要となり、回路構成はより簡単になるため、さらなる小面積化・設計容易化が図れる。

- [0070] さらに、N=4の場合以外にも、Nが4以上の任意の値で信号強度の測定が可能である。
- [0071] 第1の例として、N=6の場合について説明する。
- [0072] Mの値は0から5まで順次切り替えてVaveの測定を行い、それらの測定結果を基に演算器308にて信号強度の測定を行う。以下、この測定方法を図16のタイミング図を用いて説明する。
- [0073] まず、N相クロック発生回路304にM=0を設定する。すると、N相クロック発生回路304から出力される位相変調信号MODは、クロック信号302と同一の周波数および同一の位相を有する信号となる。このときのVaveをVave(0)とすると、図16に示すように、 $Vave(0) = (2A \cos \theta / \pi) + B$ となる。この値をメモリ307に格納する。
- [0074] 次に、M=1に切り替えると、位相変調信号MODは、クロック信号302と同一の周波数であるが、位相はクロック信号302に比べて60度遅れた信号となる。このときのVaveをVave(60)とすると、 $Vave(60) = ((A(\cos \theta - \sqrt{3} \sin \theta)) / \pi) + B$ となる。この値を、メモリ307内のVave(0)が格納された場所と異なる場所に格納する。
- [0075] 同様に、M=2からM=5に切り替えた場合のVaveをそれぞれVave(120)、Vave(180)、Vave(240)、Vave(300)とし、メモリ307に順次格納する。このとき、 $Vave(120) = ((A(-\cos \theta - \sqrt{3} \sin \theta)) / \pi) + B$ 、 $Vave(180) = (-2A \cos \theta / \pi) + B$ 、 $Vave(240) = ((A(-\cos \theta + \sqrt{3} \sin \theta)) / \pi) + B$ 、 $Vave(300) = ((A(\cos \theta + \sqrt{3} \sin \theta)) / \pi) + B$ となる。
- [0076] その後、演算器308は、Vave(0)からVave(300)までを用いて、以下の数式2の演算を行うことで、被測定信号301の周波数 f_0 成分の信号強度を測定する。すると、その測定結果309は振幅Aのみに比例し、 θ 、Bの値に依存しない結果となる。
- [0077] [数2]

$$\sqrt{\{Vave(0) - Vave(180)\}^2 + \frac{1}{3} \left\{ \frac{Vave(60) + Vave(120)}{2} - \frac{Vave(240) + Vave(300)}{2} \right\}^2} = \frac{4}{\pi} A$$

よって、M=0のときのVaveの測定結果のみを用いる場合には解決できなかった

問題を、解決することができる。さらに、 $N=4$ や $N=8$ のときに必要であった $V_{ave}(90)$ 、 $V_{ave}(270)$ を用いなくても上記問題を解決できる。

[0078] なお、数式2の演算を、チップ外の測定装置などで行うことも可能である。その場合、チップ内に演算器308が不要となり、回路構成はより簡単になるため、さらなる小面積化・設計容易化が図れる。

[0079] 第2の例として、周波数は同一であるが、位相が互いに任意で異なり、かつそれらの位相が既知である4種の位相変調信号MODを用いた場合に信号強度を測定可能であることについて説明する。

[0080] 一般的に、周波数が f_0 である位相変調信号MODを用いて、 f_0 周波数の正弦波信号である被測定信号301を測定した場合、以下のような数式3により測定結果 $V_{ave}(\phi)$ が得られる。

[0081] [数3]

$$V_{ave}(\phi) = \frac{-A\{F(\phi)\cos\theta + G(\phi)\sin\theta\}}{\pi} + B$$

ここで、 ϕ はMOD信号の位相、 $F(\phi)$ 、 $G(\phi)$ は ϕ によって一意に決まる定数である。このとき、不定な値は、 A 、 B 、 $\cos\theta$ 、 $\sin\theta$ であるため、4種以上の ϕ で測定し、 V_{ave} を得る。つまり、4組以上の $V_{ave}(\phi)$ 、 $F(\phi)$ 、 $G(\phi)$ の組が得られれば、 A 、 B 、 $\cos\theta$ 、 $\sin\theta$ を独立に求めることができる。

[0082] 次に、被測定信号301が周波数 f_0 成分以外の周波数成分を有する波形である場合のスペクトラム測定回路101の動作について説明する。

[0083] スペクトラム測定回路101においては、被測定信号301を、位相変調信号MODで制御されたスイッチ303を通過させ、 V_{ave} を得ている。このことは、被測定信号301と位相変調信号MODとの積が信号306となり、信号306のDC成分が V_{ave} となることと等価である。すなわち、スイッチ303は、被測定信号301と位相変調信号MODとの積をとるミキサ回路として動作する。被測定信号301の周波数 f_0 成分の信号強度を測定するとき、つまりクロック信号302の周波数を f_0 に設定したときに、位相変調信号

MOD (パルス波)をフーリエ変換すると、数式4のように表される。

[0084] [数4]

$$\sin(2\pi f_0 t) + \frac{\sin(3 \cdot 2\pi f_0 t)}{3} + \frac{\sin(5 \cdot 2\pi f_0 t)}{5} + \dots$$

したがって、被測定信号301の周波数 f_0 成分と数式4の第1項との積がDC成分(時間 t で変動しない値)となり、 V_{ave} が得られる。しかし、被測定信号301に周波数 f_0 の奇数倍の高調波成分 $3f_0, 5f_0, \dots$ が存在する場合、これら高調波成分と数式4の第2項、第3項、 \dots との積もDC成分となり、これらのDC成分も V_{ave} の値に加算されてしまう。つまり、被測定信号301に周波数 f_0 の奇数倍の高調波成分が存在する場合、 $V_{ave}(0)$ が変動してしまう。

[0085] 以上をまとめると、被測定信号301の周波数 f (f は任意の正数)成分の信号強度を $A(f)$ とし、クロック信号302の周波数を f_0 としたとき、 $V_{ave}(0)$ の値は、数式5に示すように、 f の値に依存した結果となる。

[0086] [数5]

$$V_{ave}(0) = \begin{cases} \frac{2A(f)\cos\theta}{r\pi} + B & (f = rf_0, r = 1, 3, 5, 7, \dots) \\ 0 & (f = rf_0, r \neq 1, 3, 5, 7, \dots) \end{cases}$$

演算器308による測定結果309が高調波成分により変動してしまうという問題を解決するための方法の1つとして考えられるのは、位相変調信号MODを $3f_0, 5f_0, \dots$ を含まない波形、つまり周波数 f_0 の正弦波にする方法である。

[0087] しかし、位相変調信号MODを正弦波に変換するには正弦波生成回路が必要となり、正弦波生成回路をチップ内に設けると面積・電力が増加してしまう。さらに、スイッチ303をMOSトランジスタで設計する場合、MOSトランジスタのゲート電圧とソース・ドレイン間の電流特性は、非線形であることから、位相変調信号MOD(ゲート電圧)を正弦波にする方法では非線形歪が発生してしまい、高調波成分を除去できない。

[0088] そこで、位相変調信号MODを矩形のパルス波の合成波とすることにより、高調波成分の影響を除去する。

[0089] 例えば、図17に示すように、周波数が同一で、位相が互いに45度ずれた3個のパルス波を用意する。振幅が1の第1のパルス波(位相-45度)と、振幅が1の第3のパルス波(位相+45度)と、振幅が $\sqrt{2}$ の第2のパルス波(位相0度)に $\sqrt{2}$ 倍を掛けたパルス波と、を合成して合成波701とする。すると、合成波701は、数式6に示すように、3次、5次高調波成分の無い波形になる。

[0090] [数6]

$$(1 + \sqrt{2}) + (1 + \sqrt{2}) * \{ \sin(2\pi f_0 t) + 1/7 * \sin(7 * 2\pi f_0 t) + 1/9 * \sin(9 * 2\pi f_0 t) + \dots \}$$

この現象を利用し、位相変調信号MODを第1のパルス波とした場合のVaveの測定結果と、第3のパルス波とした場合のVaveの測定結果と、第2のパルス波とした場合のVaveの測定結果に $\sqrt{2}$ 倍を掛けた値と、の和を真のVaveとみなすことによつて、3次、5次高調波成分の影響を除去する。以下、この測定方法の例を説明する。

[0091] まず、N相クロック発生回路304のNの値を8とする。これにより、Mが1増加した場合の位相変動が45度になる。

[0092] 次に、N相クロック発生回路304にM=0を設定する。そして、このときの平均値出力回路305の出力信号306のDC成分であるVave(0)をメモリ307に格納する。

[0093] 次に、M=7に切り替えた場合の信号306のDC成分であるVave(7)と、M=1に切り替えた場合の信号306のDC成分であるVave(1)も、メモリ307に順次格納する。

[0094] その後、演算器308は、 $Vave(7) + (\sqrt{2} * Vave(0)) + Vave(1)$ を求める。この測定結果309をVs(0)とすると、Vs(0)は数式7のように表される。

[0095] [数7]

$$V_s(0) = \begin{cases} \left(1 + \frac{\sqrt{2}}{2}\right) \cdot \frac{2A(f)\cos\theta}{r\pi} + B + 1 + \frac{\sqrt{2}}{2} & (f = rf_0, r = 1 \text{ または } 7, 9, 11, 13, \dots) \\ 0 & (f = rf_0, r \neq 1 \text{ または } 7, 9, 11, 13, \dots) \end{cases}$$

数式7の $V_s(0)$ と数式5の $V_{ave}(0)$ とを比較すると、 $V_s(0)$ は、3次、5次高調波成分($3f_0$ 、 $5f_0$)によって値が変化しない値になっている。

[0096] そのため、被測定信号301に周波数 f_0 の3倍または5倍の高調波成分が存在する場合に、被測定信号301の周波数 f_0 成分の信号強度を測定する際に(クロック信号302の周波数を f_0 に設定したとき)、 $V_{ave}(0)$ が変動してしまうという問題を解決することができる。

[0097] また、 $V_s(1)$ を $V_{ave}(1) + (\sqrt{2} * V_{ave}(2)) + V_{ave}(3)$ とし、 $V_s(2)$ を $V_{ave}(3) + (\sqrt{2} * V_{ave}(4)) + V_{ave}(5)$ とし、 $V_s(3)$ を $V_{ave}(5) + (\sqrt{2} * V_{ave}(6)) + V_{ave}(7)$ とし、演算器308で数式8の演算を行う。すると、演算器308による測定結果309は、Aのみに比例し、 θ 、Bの値には依存しない結果となる。

[0098] [数8]

$$\sqrt{\{V_s(0) - V_s(2)\}^2 + \{V_s(1) - V_s(3)\}^2}$$

さらに、 $V_s(0) \sim V_s(3)$ の値として、数式8により得られた値を代入すると、 θ 、Bの値も求めることができる。

[0099] 上述したように本実施形態においては、N相クロック発生回路105により、クロック信号302の位相を $(360^\circ / N) * M$ だけずらした位相変調信号MODを発生し、この位相変調信号MODによりロックインアンプのスイッチ103の開閉を制御する。

[0100] 被測定信号301の周波数 f_0 成分の信号強度を求めるためには、まず、クロック信号302の周波数を f_0 とする。そして、 $N=4$ に固定し、 $M=0$ のときの平均電圧 V_{ave} を $V_{ave}(0)$ 、 $M=1$ のときの V_{ave} を $V_{ave}(1)$ として、 $V_{ave}(N-1)$ まで測定し、これらの

結果をメモリ107に格納する。その後、メモリ107の値を基に演算器108において被測定信号101のキャリア周波数 f_0 成分の信号強度を演算する。さらに、 $N=8$ に固定し、 $M=7, 0, 1$ のときの平均電圧 $V_{ave}(7)$ 、 $V_{ave}(0)$ 、 $V_{ave}(1)$ をそれぞれ1倍、 $\sqrt{2}$ 倍、1倍で掛けて足し合わせた結果を用いれば、キャリア周波数 f_0 成分の信号強度の測定結果から、3次、5次高調波の影響を除去することができる。

[0101] したがって、被測定信号301のキャリア周波数 f_0 成分の信号強度の測定結果から、被測定信号の位相や奇数次高調波成分の影響を除去することができる。

[0102] さらに、 $N=8$ 以外の場合でも、高調波成分の影響を除去した測定が可能である。

[0103] 例えば、 $N=6$ の場合、図18に示すように、周波数が同一で、位相が互いに60度ずれた3個のパルス波が用意できる。振幅が1の第1のパルス波(位相 -60 度)と、振幅が1の第3のパルス波(位相 $+60$ 度)と、振幅が1の第2のパルス波(位相 0 度)に2倍を掛けたパルス波と、を合成して合成波701とする。すると、合成波701は、数式9に示すように、3次高調波成分の無い波形になる。

[0104] [数9]

$$2 + 2 * \{ \sin(2\pi f_0 t) + 1/5 * \sin(5 * 2\pi f_0 t) + 1/7 * \sin(7 * 2\pi f_0 t) + \dots \}$$

この現象を利用し、第1のパルス波を位相変調信号MODとした場合の V_{ave} の測定結果と、第3のパルス波を位相変調信号MODとした場合の V_{ave} の測定結果と、第2のパルス波を位相変調信号MODとした場合の V_{ave} の測定結果に2倍を掛けた値と、の和を真の V_{ave} とみなすことによって、3次高調波成分の影響を除去する。このとき、 N 相クロック発生回路304の N の値を6として第1のパルス波、第2のパルス波、第3のパルス波を発生させる。

[0105] $N=6$ に設定した場合、 M が1増加した場合の位相変動は60度である。第1のパルス波(-60 度)で測定した結果を $V_{ave}(5)$ 、第2のパルス波(0 度)で測定した結果を $V_{ave}(0)$ 、第3のパルス波($+60$ 度)で測定した結果を $V_{ave}(1)$ とすると、演算器308は、 $V_{ave}(5) + (2 * V_{ave}(0)) + V_{ave}(1)$ を求める。この測定結果309を $V_s(0)$ とすると、 $V_s(0)$ は数式10のように表される。

[0106] [数10]

$$V_s(0) = \begin{cases} \frac{6A(f)\cos\theta}{r\pi} + 4B & (f = rf_0, r = 1 \text{ または } 7, 9, 11, 13, \dots) \\ 0 & (f = rf_0, r \neq 1 \text{ または } 7, 9, 11, 13, \dots) \end{cases}$$

数式10の $V_s(0)$ と数式5の $V_{ave}(0)$ とを比較すると、 $V_s(0)$ は、3次高調波成分($3f_0$)によって値が変化しない値になっている。

[0107] そのため、被測定信号301に周波数 f_0 の3倍の高調波成分が存在する場合に、被測定信号301の周波数 f_0 成分の信号強度を測定する際に(クロック信号302の周波数を f_0 に設定したとき)、 $V_{ave}(0)$ が変動してしまうという問題を解決できる。

[0108] 一般的に、振幅が1の第1のパルス波(位相0度)と、振幅が1で位相を $+/-r$ 度ずらした2つのパルス波を $S1$ 倍したパルス波と、振幅が1で位相を $+/-2r$ 度ずらした2つのパルス波を $S2$ 倍したパルス波と、…振幅が1で位相を $+/(k \times r)$ 度ずらした2つのパルス波を S_k 倍したパルス波と、を合成して合成波としたとき、その波形の値は数式11のように表される

[0109] [数11]

$$\begin{aligned} & \cos(2\pi f_0 t) \left\{ 1 + 2S1 \cos\left(2\pi \times \frac{r}{360}\right) + 2S2 \cos\left(2\pi \times \frac{2r}{360}\right) + \dots + 2S_k \cos\left(2\pi \times \frac{kr}{360}\right) \right\} \\ & + \frac{1}{3} \cos(3 \cdot 2\pi f_0 t) \left\{ 1 + 2S1 \cos\left(3 \cdot 2\pi \times \frac{r}{360}\right) + 2S2 \cos\left(3 \cdot 2\pi \times \frac{2r}{360}\right) + \dots + 2S_k \cos\left(3 \cdot 2\pi \times \frac{kr}{360}\right) \right\} \\ & + \frac{1}{5} \cos(5 \cdot 2\pi f_0 t) \left\{ 1 + 2S1 \cos\left(5 \cdot 2\pi \times \frac{r}{360}\right) + 2S2 \cos\left(5 \cdot 2\pi \times \frac{2r}{360}\right) + \dots + 2S_k \cos\left(5 \cdot 2\pi \times \frac{kr}{360}\right) \right\} \\ & + \dots \end{aligned}$$

ここで、数式11の第1項が基本波成分(f_0 成分)、第2項が3次高調波成分($3f_0$ 成分)、第3項が5次高調波成分($5f_0$ 成分)、…となっている。 r が既知であれば、例えば3次高調波成分を除去した波形にするためには、数式12が成立するような $S1, S2, \dots, S_k$ の組を選択すればよい。数式12の1番目の式を成立させる必要がある理由は、この式の左辺が0になってしまうと、基本波成分(f_0 成分)が0になってしまうためである。

[0110] [数12]

$$1 + 2S_1 \cos\left(2\pi \times \frac{r}{360}\right) + 2S_2 \cos\left(2\pi \times \frac{2r}{360}\right) + \dots + 2S_k \cos\left(2\pi \times \frac{kr}{360}\right) \neq 0$$

$$1 + 2S_1 \cos\left(3 \cdot 2\pi \times \frac{r}{360}\right) + 2S_2 \cos\left(3 \cdot 2\pi \times \frac{2r}{360}\right) + \dots + 2S_k \cos\left(3 \cdot 2\pi \times \frac{kr}{360}\right) = 0$$

このように、一般的なm次高調波成分(m=3, 5, 7, …)のうち、任意のp個の高調波成分を除去するためには、数式11のm次高調波成分の係数が0になるようなp元連立方程式および数式12の第1項が示される。その解として、S₁, S₂, …, S_kの組を設定する(k=pであるが、k<pでもp元連立方程式が解ける場合は、pより小さなkで可)。その後、振幅が1の第1のパルス波(位相0度)を位相変調信号MODとした場合のVaveの測定結果と、位相をずらしたパルス波を位相変調信号MODとした場合のVaveの測定結果にS_x倍(xは1, 2, 3, …)を掛けた値と、の和を真のVaveとみなすことによって、所望の高調波成分の影響を除去できる。このように、パルス波の数を増やし、合成波が所望の奇数次高調波成分が削除できるような係数を求め、それぞれのパルス波で測定したVaveに乗じて加算を行えば、所望のm次高調波成分を除去した測定結果Vsが得られる。

[0111] また、本実施形態においては、波形減衰器104内の第1および第2の端子X1, X2にDC電圧を印加し、そのときの電流値をチップ外で読み取ることにより、波形減衰器104を構成する抵抗201~203の抵抗値R1~R3を高精度に測定することができる。また、スペクトラム測定回路101により測定された被測定信号301の信号強度をチップ外で読み取ることもできる。

[0112] したがって、RF受信器103の入力信号の強度や波形減衰器104の特性を、高精度にかつ安価なチップ外のデジタルテスト等の測定装置でも測定することができる。

[0113] (第2の実施形態)

本実施形態の信号品質測定装置は、全体構成は図10に示したものと同様であるが、スペクトラム測定回路101の構成が、図12に示したものとは異なる。

[0114] 図19は、本発明の第2の実施形態に係るスペクトラム測定回路101の構成を示すブロック図である。

[0115] 図19に示すように、本実施形態に係るスペクトラム測定回路101は、図12に示した構成と比較して、平均値出力回路305の出力信号306の平均電圧 V_{ave} と後述の参照電圧 V_{ref} との大小を判定するコンパレータ801と、コンパレータ801の判定結果に応じてカウンタ値を増減させるカウンタ802と、カウンタ802のカウンタ値をデジタル信号からアナログ信号に変換することにより、カウンタ値に応じた参照電圧 V_{ref} をコンパレータ801に対して出力するデジタルーアナログ変換器(DAコンバータ)803とを設けた点が異なる。

[0116] ここで、本実施形態に係るスペクトラム測定回路101の動作について説明する。

[0117] 平均値出力回路305から出力される信号306の電圧 V_{ave} の方が参照電圧 V_{ref} よりも低い場合、コンパレータ801の出力はローレベルとなる。すると、カウンタ802がカウンタ値を1つインクリメントし、参照電圧 V_{ref} が上昇するため、コンパレータ801にて再度の比較を行う。一方、 V_{ave} の方が高い場合、コンパレータ801の出力はハイレベルとなる。すると、カウンタ802がカウンタ値を1つデクリメントし、参照電圧 V_{ref} が低下するため、コンパレータ801にて再度の比較を行う。

[0118] 以上の動作を繰り返すことで、 V_{ave} と参照電圧 V_{ref} とが等しくなるようなカウンタ値を探索し、探索されたカウンタ値を V_{ave} としてメモリ307に格納する。

[0119] これにより、 V_{ave} をデジタル値としてメモリ307に格納することができるようになり、スペクトラム測定回路101内にアナログDC信号がなくなることから、測定結果309を容易に出力することができる。

[0120] さらに、 V_{ave} となるカウンタ値は、時間によって変化しないため、デジタルーアナログ変換器803として、速度が遅いが小面積なパイプライン型DAコンバータを用いても参照電圧 V_{ref} の測定が可能とある、という利点もある。

[0121] (第3の実施形態)

本実施形態の信号品質測定装置は、全体構成は図10に示したものと同様であるが、スペクトラム測定回路101の構成が、図12に示したものとは異なる。

[0122] 被測定信号301の周波数 f_0 成分の信号強度を測定する場合には、スペクトラム測

定回路101には、クロック信号302として、RF送信器102で用いる周波数 f_0 のキャリア生成クロックを直接入力すればよい。

[0123] 一般的に、RF送信器102で用いるキャリア生成クロックは、チップ内のフェーズロックドグループ(PLL)回路(不図示)で生成されるため、チップ外から高速信号を入力する必要はない。

[0124] しかし、被測定信号301の高調波成分、つまり $K * f_0$ ($K=2, 3, \dots$ であり、外部より設定可能)周波数成分の信号強度を測定するためには、クロック信号302としては、キャリア生成クロックのK倍のクロックが必要となる。ただし、キャリア周波数(1GHz以上) f_0 のK倍という高調波のクロックを外部から入力しようとする、高速I/O設計や高速クロックに対応したテストが必要となり、装置コストの増加につながってしまう。

[0125] そこで、クロック信号302として、キャリア信号(周波数 f_0)のみを用いてK次高調波成分の信号強度を測定する方法について、図20を用いて説明する。

[0126] 図20は、本発明の第3の実施形態に係るスペクトラム測定回路101の構成の一部を示すブロック図である。

[0127] 図20に示すように、本実施形態に係るスペクトラム測定回路101は、図12に示した構成と比較して、N相クロック発生回路304として、互いに並列接続された第1および第2のN相クロック発生回路903, 904と、論理回路907と、を設けた点異なる。

[0128] K次高調波成分の信号強度の測定においては、第1のN相クロック発生回路903は、クロック信号302を、位相変調量 $(360^\circ / K * J) * (M/N)$ ($J=0, 1, \dots, (K-1)$ であり、外部より設定可能)だけずらした中間信号905を出力する。また、第2のN相クロック発生回路904は、クロック信号302を、位相変調量 $(360^\circ / K * J) * (M/N) + (180^\circ / K)$ だけずらした中間信号906を出力する。そして、論理回路907は、中間信号905の値と中間信号906の反転値とのNANDを演算し、この演算結果を位相変調信号MODとする。

[0129] ここで、上記の動作を図21のタイミング図を用いて詳細に説明する。

[0130] 理想的なK次高調波成分の信号強度を測定するためには、図19に示す周波数 $K * f_0$ の位相変調信号MODの波形1001, 1002, ...を用いて、 $V_{ave}(0)$, $V_{ave}(1)$, ...を測定する。これら $V_{ave}(0)$, $V_{ave}(1)$, ...を、図20に示した回路、つまりクロ

ック信号302として、キャリア信号(周波数 f_0)のみを用いて測定する。なお、Nは任意の数値に固定する。

[0131] まず、 $J=0$ 、 $M=0$ とすると、中間信号905の位相は0、中間信号906の位相は $(180^\circ / K)$ となる。そのため、論理回路907の演算結果は、図21に示す波形1005となる。この波形1005を位相変調信号MODとした場合の、平均値出力回路305の測定結果を $Vave0(0)$ とする。

[0132] 次に、 $J=1$ 、 $M=0$ とすると、中間信号905の位相は $(360^\circ / K)$ 、中間信号906の位相は $(360^\circ / K + 180^\circ / K)$ となる。そのため、論理回路907の演算結果は、図21に示す波形1006となる。この波形1006を位相変調信号MODとした場合の、平均値出力回路305の測定結果を $Vave1(0)$ とする。

[0133] 以上の動作を $J=2, 3, \dots, (K-1)$ まで繰り返すことにより、平均値出力回路305の測定結果 $Vave2(0), \dots, VaveK-1(0)$ を得る。

[0134] 波形1005, 1006, ...の和をとると、図21に示す波形1007となり、波形1001と同一になる。

[0135] したがって、 $Vave0(0) + Vave1(0) + \dots + VaveK-1(0)$ は、 $Vave(0)$ に等しくなる。

[0136] $M=1, 2, \dots, (N-1)$ についても同様な処理によって、 $Vave(1), Vave(2), \dots, Vave(N-1)$ が得られる。

[0137] 上記の方法により、クロック信号302として、キャリア信号(周波数 f_0)のみを用いて、被測定信号301のK次高調波成分の信号強度の測定が可能となる。

[0138] (第4の実施形態)

図22は、本発明の第4の実施形態の信号品質測定装置の構成の一部を示すブロック図である。

[0139] 図22に示すように、本実施形態の信号品質測定装置は、図10に示した構成と比較して、レジスタ1101を設けた点が異なる。

[0140] RF送信器102は、デジタル信号である補正信号に応じて、キャリア周波数成分および高調波成分の強度補正が可能なパワーアンプとする。

[0141] レジスタ1101は、スペクトラム測定回路の測定結果309であるDC電圧値を一時的

に保持し、そのDC電圧値に応じた補正信号をRF送信器102に対して出力する。

[0142] そのため、RF送信器102の出力信号のキャリア周波数成分の強度が不足している場合や高調波成分の強度が規定値を超えている場合は、RF送信器102のキャリア周波数成分および高調波成分の強度を出荷可能な状態に補正することができる。これにより、チップの歩留まりを高めることが可能となる。

[0143] なお、上述したスペクトラム測定回路101の動作は、予めその動作手順をプログラムとしてROMなどの記録媒体に格納しておき、これをコンピュータに読み取らせて実行させるように構成できることは明白である。

[0144] 以上、実施形態を参照して本願発明を説明したが、本願発明は上記実施形態に限定されものではない。本願発明の構成や詳細には、本願発明の範囲内で当業者が理解し得る様々な変更をすることができる。

[0145] この出願は、2007年1月5日に出願された日本出願特願2007-000567および2007年6月1日に出願された日本出願特願2007-146818を基礎とする優先権を主張し、その開示の全てをここに取り込む。

請求の範囲

- [1] 試験対象の送信器および受信器と、前記送信器から出力された被測定信号を減衰させた上で前記受信器に入力する波形減衰器と、前記送信器から出力された前記被測定信号の信号強度を測定するスペクトラム測定回路と、を有する信号品質測定装置において、
- 前記スペクトラム測定回路は、
- 位相変調量の設定が切り替えられる度に、クロック信号の位相を当該位相変調量だけずらした位相変調信号を出力するN(Nは2以上の整数)相クロック発生回路と、
- 前記送信器から出力された前記被測定信号と前記N相クロック発生回路から出力された前記位相変調信号との積をとるミキサ回路と、
- 前記ミキサ回路の出力信号の平均電圧値を出力する平均値出力回路と、
- 前記N相クロック発生回路の前記位相変調量ごとに、前記平均値出力回路から出力される前記平均電圧値を格納するメモリと、
- 前記メモリに格納された、前記N相クロック発生回路の前記位相変調量ごとの前記平均電圧値を用いて、前記被測定信号の信号強度を演算する演算器と、を有する、信号品質測定装置。
- [2] 前記N相クロックの周波数は、測定したい周波数成分の周波数と同一あるいはその整数分の1の周波数である、請求項1に記載の信号品質測定装置。
- [3] 前記ミキサ回路は、前記N相クロック発生回路から出力された前記位相変調信号に応じて開閉し、閉じた状態において前記送信器から出力された前記被測定信号を通過出力させるスイッチである、請求項1または2に記載の信号品質測定装置。
- [4] 前記N相クロック発生回路は、前記被測定信号のキャリア周波数成分の信号強度の測定において、Nの値が4以上に固定され、位相が互いに異なり、かつ周波数が同一であり、かつそれぞれの位相の値が既知である前記位相変調信号を出力する、請求項1から3のいずれか1項に記載の信号品質測定装置。
- [5] 前記N相クロック発生回路は、前記被測定信号のキャリア周波数成分の信号強度の測定において、前記位相変調量を $(360^\circ / N) * M$ (Mは0以上N-1以下の整数)とし、前記位相変調量の設定の切り替えの際にはNの値が固定でMの値が切り

替えられる、請求項1から3のいずれか1項に記載の信号品質測定装置。

[6] 前記N相クロック発生回路は、Nの値が4に固定される、請求項4または5に記載の信号品質測定装置。

[7] 前記N相クロック発生回路は、Nの値が8に固定される、請求項4または5に記載の信号品質測定装置。

[8] 前記平均値出力回路から出力された前記平均電圧値と参照電圧値との大小を判定するコンパレータと、

前記コンパレータによる判定結果に応じてカウンタ値が増減するカウンタと、

前記カウンタのカウンタ値をデジタル値からアナログ値に変換し、変換したアナログ値に応じた前記参照電圧値を前記コンパレータに出力するデジタルーアナログ変換器と、をさらに有し、

前記メモリは、前記平均値出力回路から出力された前記平均電圧値と前記参照電圧値とが等しくなった時点における前記カウンタのカウンタ値を、前記平均電圧値として格納する、請求項4から7のいずれか1項に記載の信号品質測定装置。

[9] 前記N相クロック発生回路は、

前記被測定信号のK (Kは2以上の整数)次高調波成分の信号強度の測定において、前記位相変調量を $(360^\circ / K * J) * (M / N)$ (Jは0以上K-1以下の整数)とし、前記位相変調量の設定の切り替えの際にはNの値が固定でJおよびMの値が切り替えられる第1のN相クロック発生回路と、

前記被測定信号のK次高調波成分の信号強度の測定において、前記位相変調量を $(360^\circ / K * J) * (M / N) + (180^\circ / K)$ とし、前記位相変調量の設定の切り替えの際にはNの値が固定でJおよびMの値が切り替えられる第2のN相クロック発生回路と、

前記第1のN相クロック発生回路の出力信号の電圧値と前記第2のN相クロック発生回路の出力信号の反転電圧値とのNANDを演算し、該演算結果を前記位相変調信号として出力する論理回路と、含む、請求項1から3のいずれか1項に記載の信号品質測定装置。

[10] 前記波形減衰器は、

外部から電圧が印加される第1および第2の端子と、
一端が前記第1の端子に接続される第1の抵抗と、
一端が前記第2の端子に接続され、他端が前記第1の抵抗の他端に接続される第2の抵抗と、
一端が前記第1および第2の抵抗の接続点に接続され、他端が接地される第3の抵抗と、を有する、請求項1から9のいずれか1項に記載の信号品質測定装置。

[11] 試験対象の送信器および受信器と、前記送信器から出力された被測定信号を減衰させた上で前記受信器に入力する波形減衰器と、を有する信号品質測定装置において、

前記波形減衰器は、
外部から電圧が印加される第1および第2の端子と、
一端が前記第1の端子に接続される第1の抵抗と、
一端が前記第2の端子に接続され、他端が前記第1の抵抗の他端に接続される第2の抵抗と、
一端が前記第1および第2の抵抗の接続点に接続され、他端が接地される第3の抵抗と、を有する、信号品質測定装置。

[12] 被測定信号の信号強度を測定するスペクトラム測定回路において、
位相変調量の設定が切り替えられる度に、クロック信号の位相を当該位相変調量だけずらした位相変調信号を出力するN(Nは2以上の整数)相クロック発生回路と、
前記被測定信号と前記N相クロック発生回路から出力された前記位相変調信号との積をとるミキサ回路と、
前記ミキサ回路の出力信号の平均電圧値を出力する平均値出力回路と、
前記N相クロック発生回路の前記位相変調量ごとに、前記平均値出力回路から出力される前記平均電圧値を格納するメモリと、
前記メモリに格納された、前記N相クロック発生回路の前記位相変調量ごとの前記平均電圧値を用いて、前記被測定信号の信号強度を演算する演算器と、を有する、
スペクトラム測定回路。

[13] 前記N相クロックの周波数は、測定したい周波数成分の周波数と同一あるいはその

整数分の1の周波数である、請求項12に記載のスペクトラム測定回路。

- [14] 前記ミキサ回路は、前記N相クロック発生回路から出力された前記位相変調信号に応じて開閉し、閉じた状態において前記被測定信号を通過出力させるスイッチである、請求項12または13に記載のスペクトラム測定回路。
- [15] 前記N相クロック発生回路は、前記被測定信号のキャリア周波数成分の信号強度の測定において、Nの値が4以上に固定され、位相が互いに異なり、かつ周波数が同一であり、かつそれぞれの位相の値が既知である前記位相変調信号を出力する、請求項12から14のいずれか1項に記載のスペクトラム測定回路。
- [16] 前記N相クロック発生回路は、前記被測定信号のキャリア周波数成分の信号強度の測定において、前記位相変調量を $(360^\circ / N) * M$ (Mは0以上N-1以下の整数)とし、前記位相変調量の設定の切り替えの際にはNの値が固定でMの値が切り替えられる、請求項12から14のいずれか1項に記載のスペクトラム測定回路。
- [17] 前記N相クロック発生回路は、Nの値が4に固定される、請求項15または16に記載のスペクトラム測定回路。
- [18] 前記N相クロック発生回路は、Nの値が8に固定される、請求項15または16に記載のスペクトラム測定回路。
- [19] 前記平均値出力回路から出力された前記平均電圧値と参照電圧値との大きさを判定するコンパレータと、
前記コンパレータによる判定結果に応じてカウンタ値が増減するカウンタと、
前記カウンタのカウンタ値をデジタル値からアナログ値に変換し、変換したアナログ値に応じた前記参照電圧値を前記コンパレータに出力するデジタル-アナログ変換器と、をさらに有し、
前記メモリは、前記平均値出力回路から出力された前記平均電圧値と前記参照電圧値とが等しくなった時点における前記カウンタのカウンタ値を、前記平均電圧値として格納する、請求項15から18のいずれか1項に記載のスペクトラム測定回路。
- [20] 前記N相クロック発生回路は、
前記被測定信号のK (Kは2以上の整数)次高調波成分の信号強度の測定において、前記位相変調量を $(360^\circ / K * J) * (M / N)$ (Jは0以上K-1以下の整数)と

し、前記位相変調量の設定の切り替えの際にはNの値が固定でJおよびMの値が切り替えられる第1のN相クロック発生回路と、

前記被測定信号のK次高調波成分の信号強度の測定において、前記位相変調量を $(360^\circ / K * J) * (M / N) + (180^\circ / K)$ とし、前記位相変調量の設定の切り替えの際にはNの値が固定でJおよびMの値が切り替えられる第2のN相クロック発生回路と、

前記第1のN相クロック発生回路の出力信号の電圧値と前記第2のN相クロック発生回路の出力信号の反転電圧値とのNANDを演算し、該演算結果を前記位相変調信号として出力する論理回路と、含む、請求項12から14のいずれか1項に記載のスペクトラム測定回路。

- [21] 被測定信号の信号強度を測定するコンピュータを、
位相変調量の設定が切り替えられる度に、クロック信号の位相を当該位相変調量だけずらした位相変調信号を出力するN(Nは2以上の整数)相クロック発生手段と、
前記被測定信号と前記N相クロック発生手段から出力された前記位相変調信号との積をとるミキサ手段と、
前記ミキサ手段の出力信号の平均電圧値を出力する平均値出力手段と、
前記N相クロック発生手段の前記位相変調量ごとに、前記平均値出力手段から出力される前記平均電圧値を格納する記憶手段と、
前記記憶手段に格納された、前記N相クロック発生手段の前記位相変調量ごとの前記平均電圧値を用いて、前記被測定信号の信号強度を演算する演算手段と、として機能させるためのプログラム。
- [22] 前記N相クロックの周波数は、測定したい周波数成分の周波数と同一あるいはその整数分の1の周波数である、請求項21に記載のプログラム。
- [23] 前記ミキサ手段は、前記N相クロック発生手段から出力された前記位相変調信号に応じて開閉し、閉じた状態において前記被測定信号を通過出力させる、請求項21または22に記載のプログラム。
- [24] 前記N相クロック発生手段は、前記被測定信号のキャリア周波数成分の信号強度の測定において、Nの値が4以上に固定され、位相が互いに異なり、かつ周波数が

同一であり、かつそれぞれの位相の値が既知である前記位相変調信号を出力する、請求項21から23のいずれか1項に記載のプログラム。

[25] 前記N相クロック発生手段は、前記被測定信号のキャリア周波数成分の信号強度の測定において、前記位相変調量を $(360^\circ / N) * M$ (Mは0以上N-1以下の整数)とし、前記位相変調量の設定の切り替えの際にはNの値が固定でMの値が切り替えられる、請求項21から23のいずれか1項に記載のプログラム。

[26] 前記N相クロック発生手段は、Nの値が4に固定される、請求項24または25に記載のプログラム。

[27] 前記N相クロック発生手段は、Nの値が8に固定される、請求項24または25に記載のプログラム。

[28] 前記コンピュータを、

前記平均値出力手段から出力された前記平均電圧値と参照電圧値との大小を判定する手段と、

前記判定結果に応じてカウンタ値が増減するカウンタ手段と、

前記カウンタ値をデジタル値からアナログ値に変換し、変換したアナログ値に応じた前記参照電圧値を前記コンパレータに出力する手段と、としてさらに機能させ、

前記記憶手段は、前記平均値出力手段から出力された前記平均電圧値と前記参照電圧値とが等しくなった時点における前記カウンタ手段のカウンタ値を、前記平均電圧値として格納する、請求項24から27のいずれか1項に記載のプログラム。

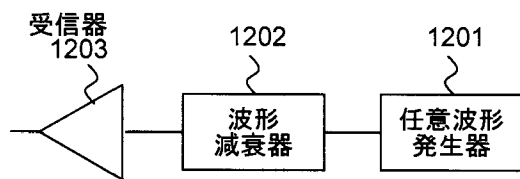
[29] 前記N相クロック発生手段は、

前記被測定信号のK (Kは2以上の整数)次高調波成分の信号強度の測定において、前記位相変調量を $(360^\circ / K * J) * (M / N)$ (Jは0以上K-1以下の整数)とし、前記位相変調量の設定の切り替えの際にはNの値が固定でJおよびMの値が切り替えられる第1のN相クロック発生手段と、

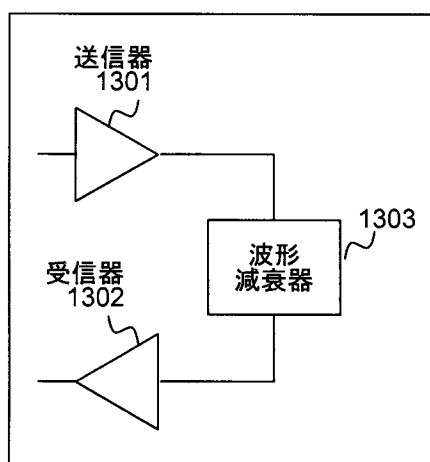
前記被測定信号のK次高調波成分の信号強度の測定において、前記位相変調量を $(360^\circ / K * J) * (M / N) + (180^\circ / K)$ とし、前記位相変調量の設定の切り替えの際にはNの値が固定でJおよびMの値が切り替えられる第2のN相クロック発生手段と、

前記第1のN相クロック発生手段の出力信号の電圧値と前記第2のN相クロック発生手段の出力信号の反転電圧値とのNANDを演算し、該演算結果を前記位相変調信号として出力する論理手段と、含む、請求項21から23のいずれか1項に記載のプログラム。

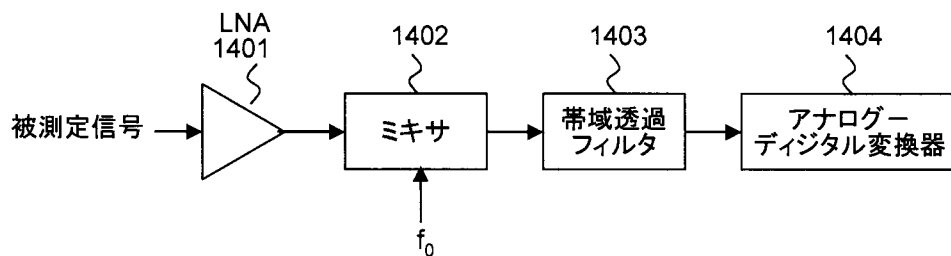
[図1]



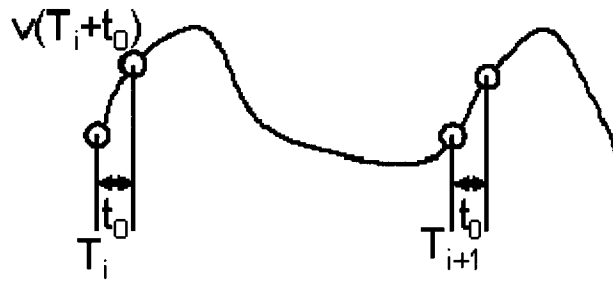
[図2]



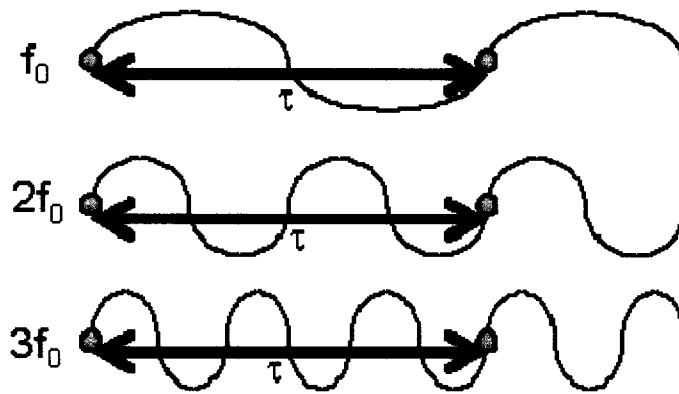
[図3]



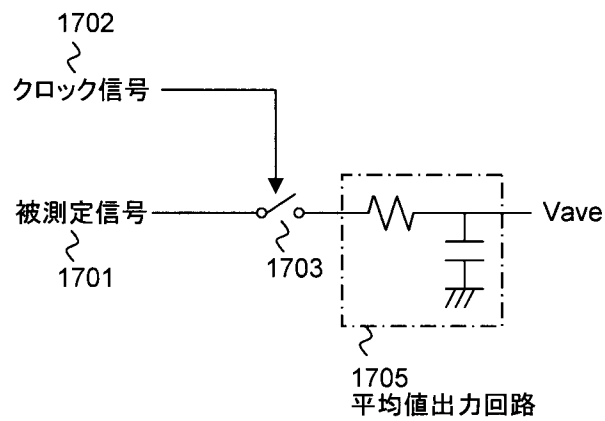
[図4]



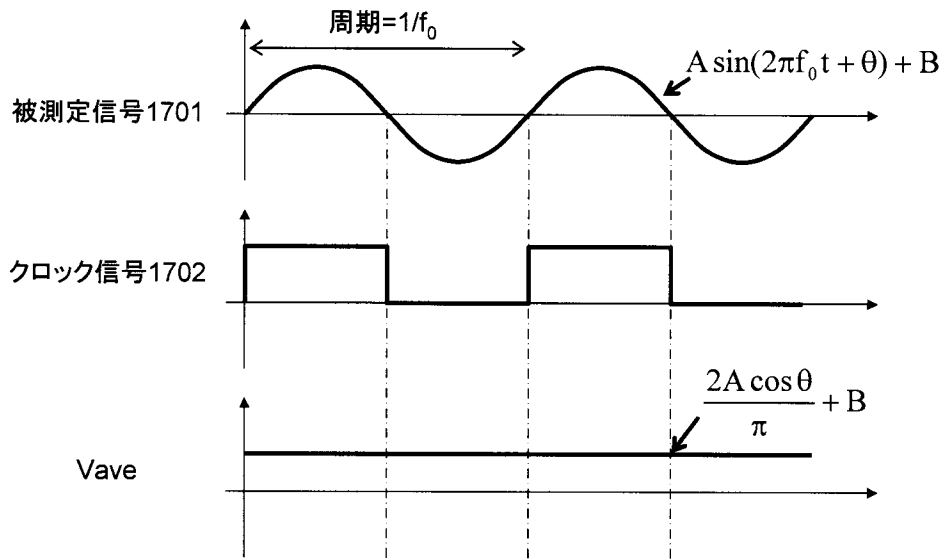
[図5]



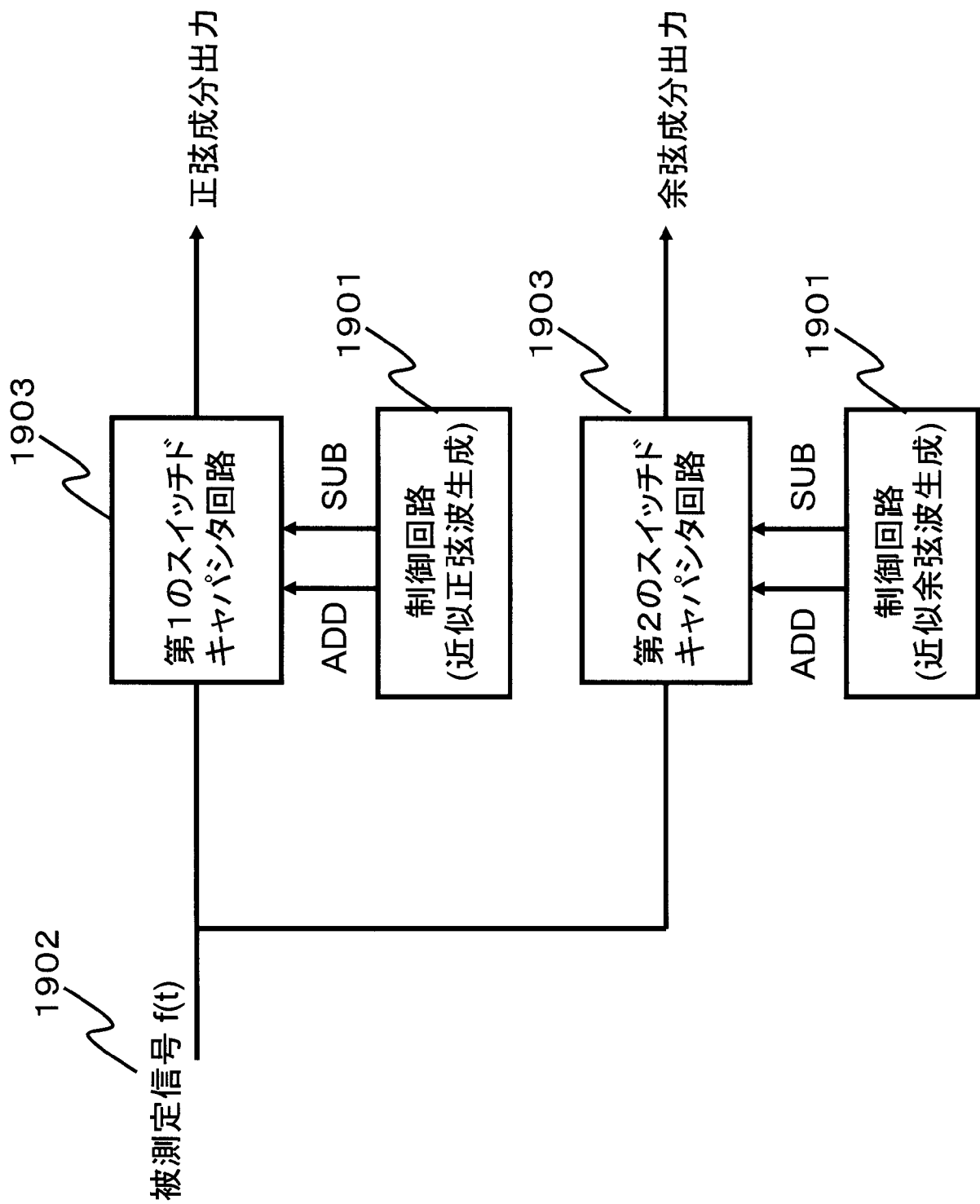
[図6]



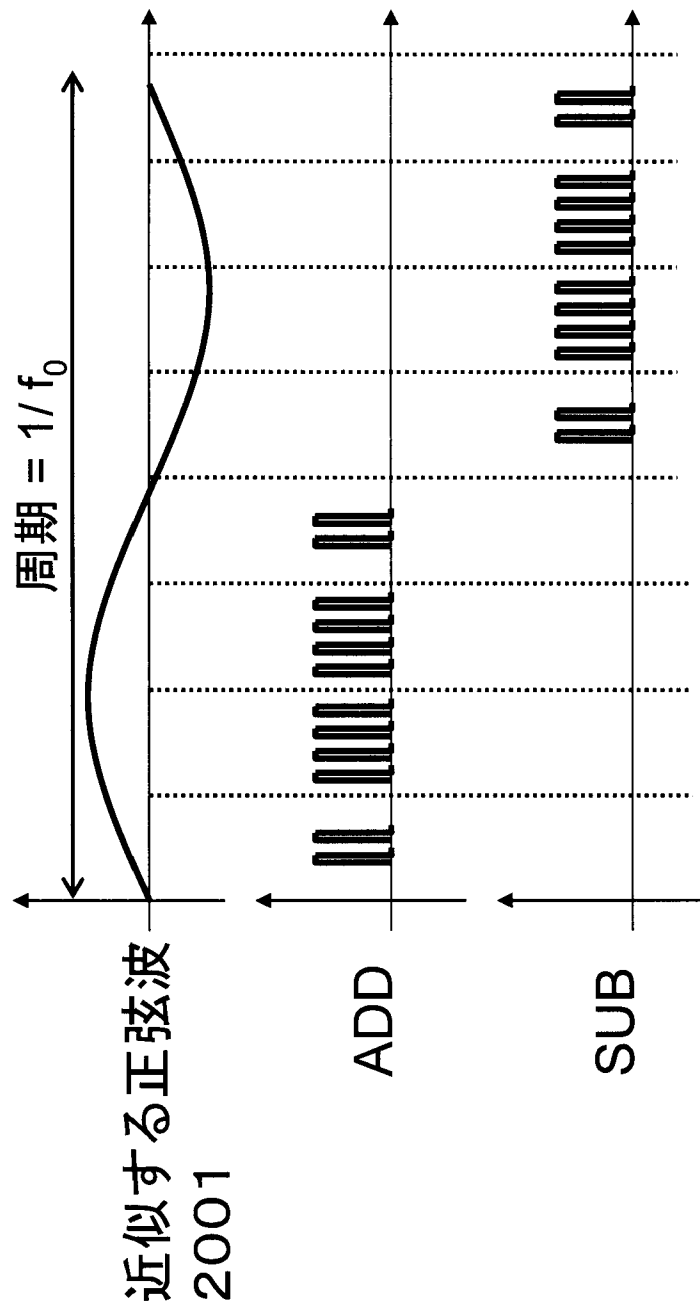
[図7]



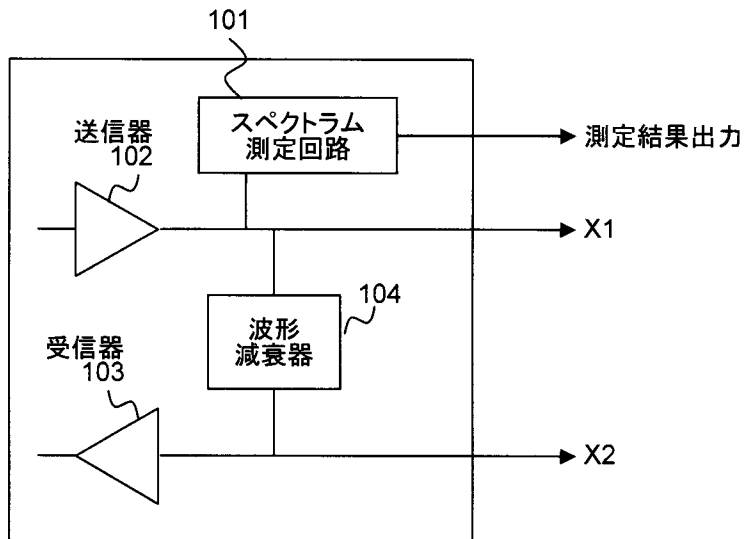
[図8]



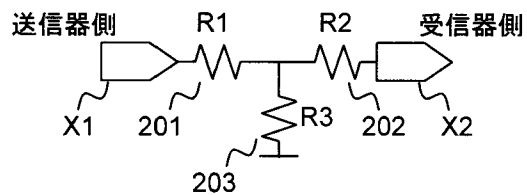
[図9]



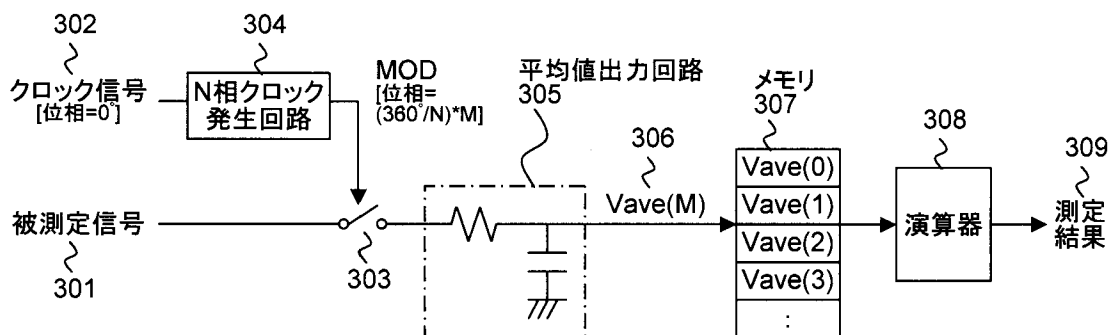
[図10]



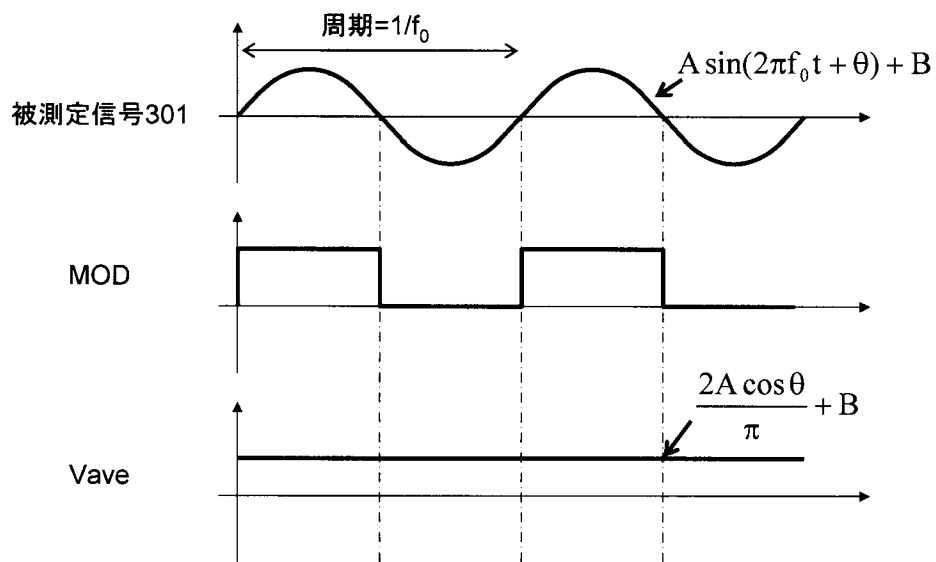
[図11]



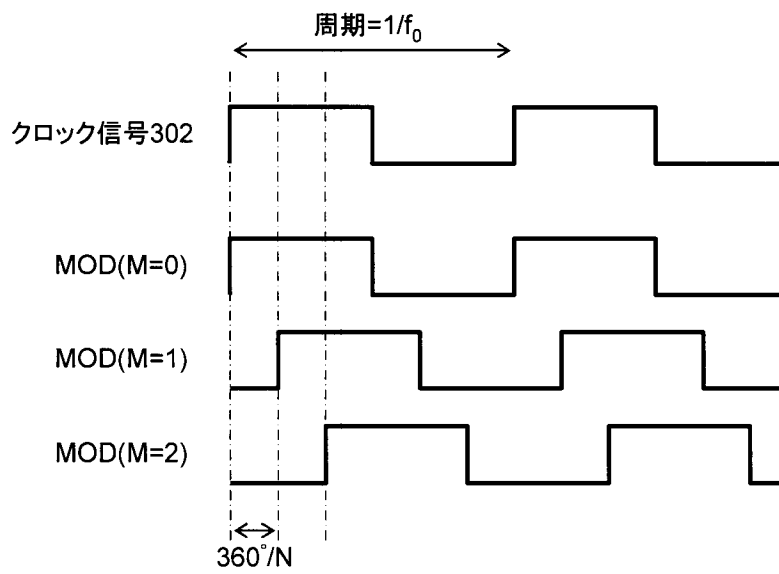
[図12]



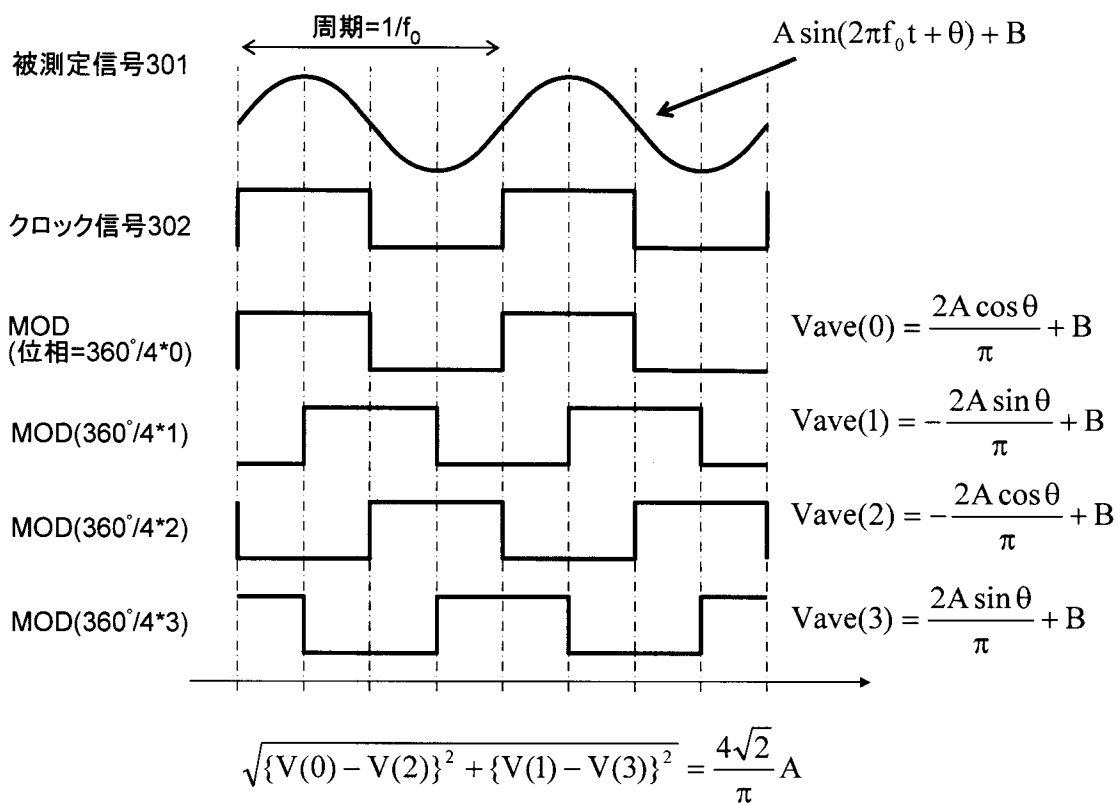
[図13]



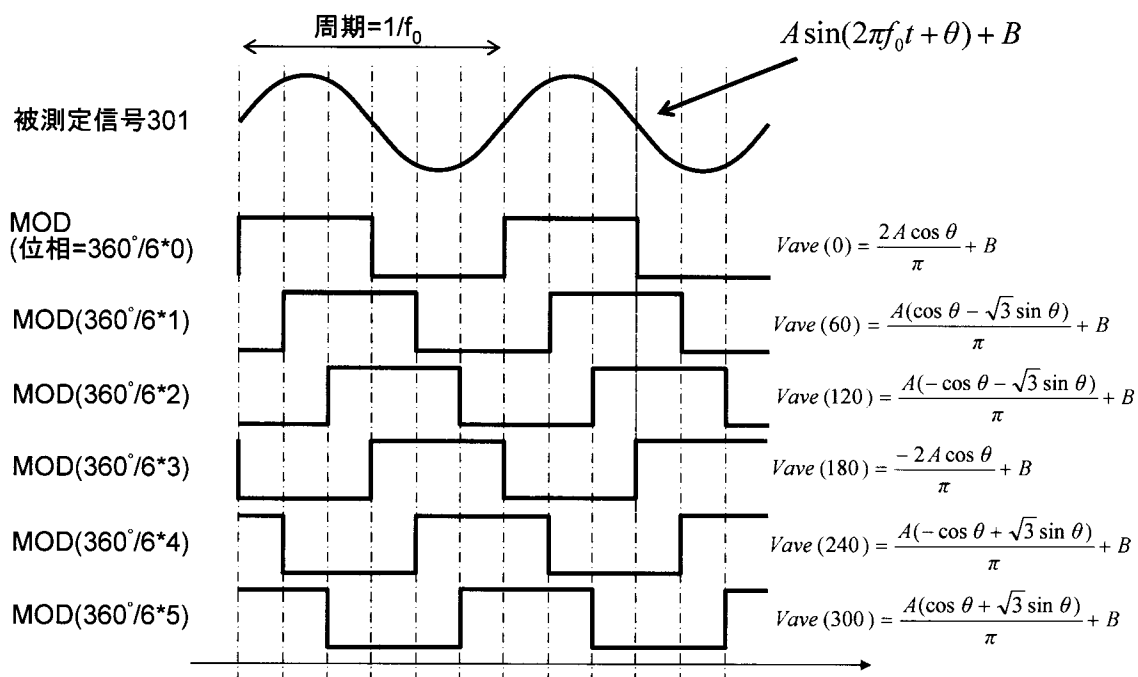
[図14]



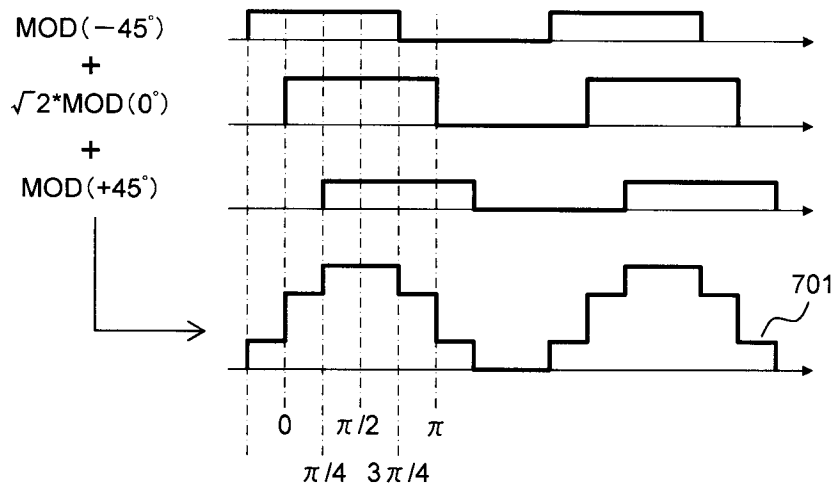
[図15]



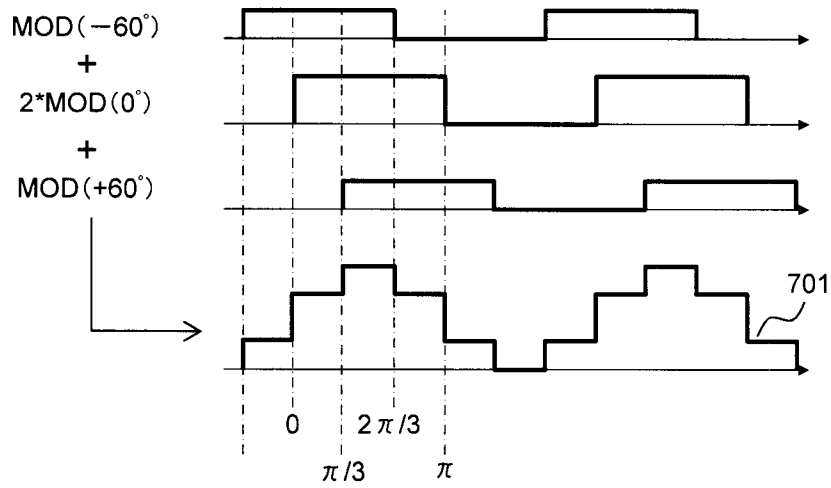
[図16]



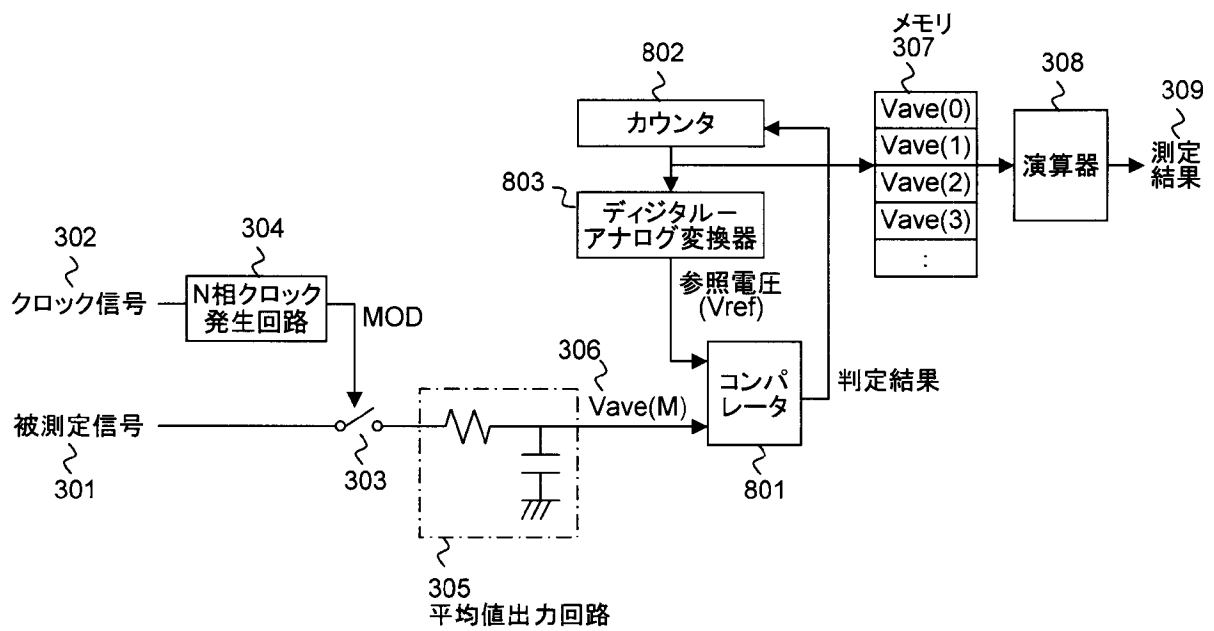
[図17]



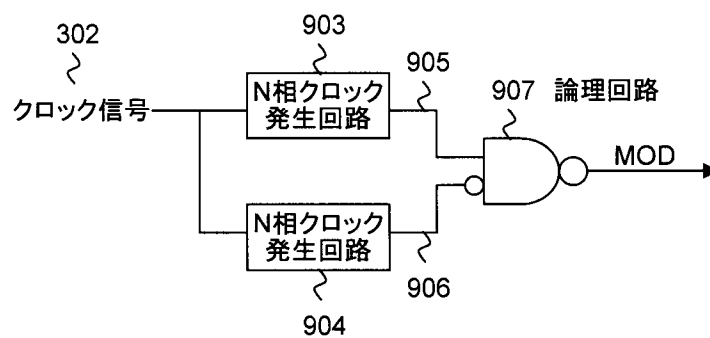
[図18]



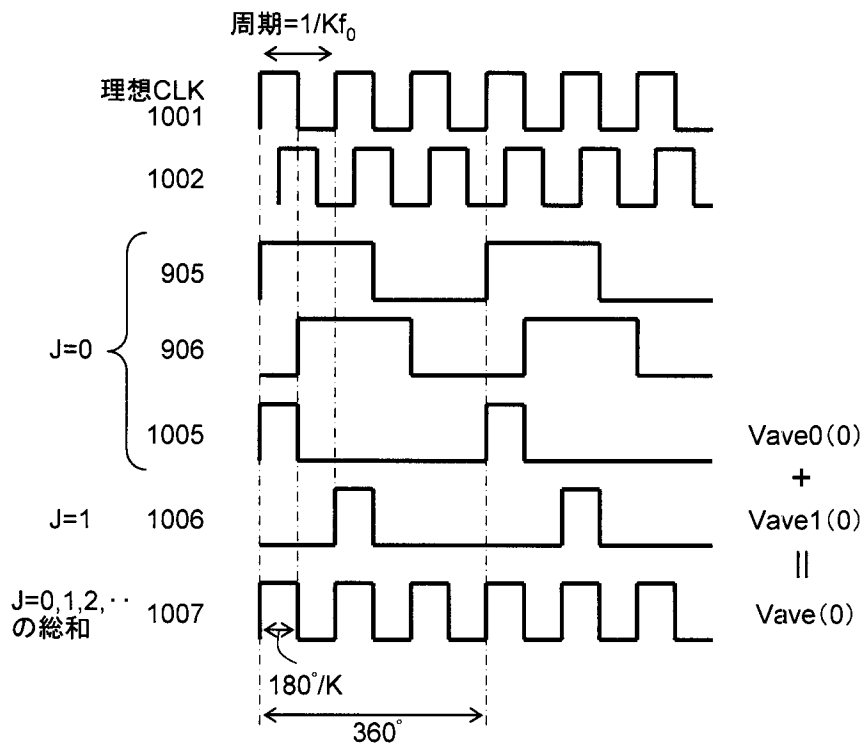
[図19]



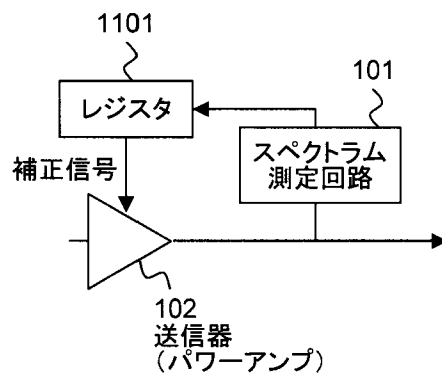
[図20]



[図21]



[図22]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP2007/074329

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
G01R19/00(2006.01) i, G01R23/16(2006.01) i

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)
G01R19/00-19/32, G01R27/00-27/32, G01R23/00-23/20, G01R13/00-13/42,
G01R31/28-31/3193, H01L21/64-21/66, H01L21/822, H01L27/04

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	1996-2008
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2008	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2008

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.
Y	JP 2006-250586 A (Fujitsu Ltd.), 21 September, 2006 (21.09.06), Par. Nos. [0010] to [0013]; Fig. 1 & US 2006/203830 A1 Par. Nos. [0014] to [0016], [0052] to [0053]; Fig. 2	11
Y	JP 2006-166153 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 22 June, 2006 (22.06.06), Par. Nos. [0055] to [0056]; Fig. 5 (Family: none)	11
A	JP 2002-196025 A (Toyota Motor Corp.), 10 July, 2002 (10.07.02), Par. Nos. [0033] to [0097]; Figs. 5, 7 & JP 3508718 B2	1-29

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 application or patent 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 27 March, 2008 (27.03.08)	Date of mailing of the international search report 08 April, 2008 (08.04.08)
--	---

Name and mailing address of the ISA/ Japanese Patent Office	Authorized officer
Facsimile No.	Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2007/074329

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 2000-111587 A (NEC Corp.), 21 April, 2000 (21.04.00), Par. Nos. [0022], [0028] to [0035]; Figs. 1, 3, 4 & JP 3150107 B2	1-29

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int.Cl. G01R19/00(2006.01)i, G01R23/16(2006.01)i

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.Cl. G01R19/00-19/32, G01R27/00-27/32, G01R23/00-23/20, G01R13/00-13/42, G01R31/28-31/3193, H01L21/64-21/66, H01L21/822, H01L27/04,

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	1971-2008年
日本国実用新案登録公報	1996-2008年
日本国登録実用新案公報	1994-2008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
Y	JP 2006-250586 A (富士通株式会社) 2006. 09. 21, 段落【0010】-【0013】, 図1 & US 2006/203830 A1 段落[0014]-[0016], [0052]-[0053], FIG. 2	11
Y	JP 2006-166153 A (松下電器産業株式会社) 2006. 06. 22, 段落【0055】-【0056】, 図5 (ファミリーなし)	11

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

27. 03. 2008

国際調査報告の発送日

08. 04. 2008

国際調査機関の名称及びあて先
 日本国特許庁 (ISA/J P)
 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)	2S	3902
関根 洋之		
電話番号 03-3581-1101 内線 3258		

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
A	JP 2002-196025 A (トヨタ自動車株式会社) 2002.07.10, 段落【0033】 - 【0097】, 図5, 7 & JP 3508718 B2	1-29
A	JP 2000-111587 A (日本電気株式会社) 2000.04.21, 段落【0022】, 【0028】 - 【0035】, 図1, 3, 4 & JP 3150107 B2	1-29