

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3901810号
(P3901810)

(45) 発行日 平成19年4月4日(2007.4.4)

(24) 登録日 平成19年1月12日(2007.1.12)

(51) Int. Cl.

F I

H03L 7/093 (2006.01)

H03L 7/08

E

H03L 7/197 (2006.01)

H03L 7/18

A

請求項の数 5 (全 12 頁)

(21) 出願番号	特願平9-279970	(73) 特許権者	390020248
(22) 出願日	平成9年9月26日(1997.9.26)		日本テキサス・インスツルメンツ株式会社
(65) 公開番号	特開平11-103251		東京都新宿区西新宿六丁目24番1号
(43) 公開日	平成11年4月13日(1999.4.13)	(74) 代理人	100102875
審査請求日	平成16年9月10日(2004.9.10)		弁理士 石島 茂男
		(74) 代理人	100106666
			弁理士 阿部 英樹
		(72) 発明者	一丸 浩三
			大分県速見郡日出町大字川崎字高尾426
			O 日本テキサス・インスツルメンツ株式
			会社内
		審査官	佐藤 聡史

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 補正回路付き周波数シンセサイザ

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

外部出力信号を出力する発振器と、

分周値を周期的に変化させながら前記外部出力信号を分周し、比較信号を生成する分周器と、

入力された基準クロック信号の位相と前記比較信号の位相とを比較し、その位相差に応じてチャージポンプ回路に定電流の出力電流を流入又は流出させ、制御信号を生成する位相比較器とを有し、

前記発振器は前記制御信号に基いて前記外部出力信号の周波数を変化させ、前記外部出力信号の周波数を、前記基準クロック信号の周波数の前記分周値の平均分周値倍した値に 10
させる周波数シンセサイザであって、

前記制御信号に補償電流を重畳させ、前記制御信号に含まれるリップル電流をキャンセルさせる補償回路と、

前記補償回路を制御し、前記補償電流の電流量を前記チャージポンプ回路の出力電流量の変化に追従させる補正回路とを有し、

前記補償回路は、一端が前記制御信号が伝達される経路に接続された第1のコンデンサと、前記第1のコンデンサの他端に接続された電圧発生器とを有し、前記第1の電圧発生器によって前記第1のコンデンサに印加する電圧を変化させ、前記補償電流を生成するよう 20
に構成され、

前記補正回路には第2のコンデンサが設けられ、前記出力電流で前記第2のコンデンサ

を充電又は放電させ、前記出力電流の電流量を電圧値に変換し、基準電圧として前記電圧発生器に出力するように構成され、

前記電圧発生器は、前記基準電圧に基いて前記第 2 のコンデンサに印加する電圧を変化させるように構成された周波数シンセサイザ。

【請求項 2】

前記補正回路は、前記第 2 のコンデンサの充電又は放電を充放電時間を異ならせて少なくとも二回行い、各充放電において前記第 2 のコンデンサに現れた電圧の差から前記変換を行うように構成された請求項 1 記載の周波数シンセサイザ。

【請求項 3】

制御信号に応じて発信周波数が変化する発振器と、

10

周期的に変化する分周値により前記発振器から出力される発信信号を分周する分周器と、

前記分周器から出力される分周信号の位相と基準クロック信号の位相とを比較して当該位相差に応じた誤差信号を出力する位相比較器と、

制御電流を生成するための電流源回路を有し、前記誤差信号に応じて前記制御電流を出力するチャージポンプ回路と、

前記制御電流が入力され、前記制御信号を前記発振器に出力するローパスフィルタと、

第 2 のコンデンサを有し、前記電流源回路が供給する電流により前記第 2 のコンデンサの充放電を制御して基準電圧を生成する補正回路と、

前記基準電圧に基づいて前記制御電流に含まれるリップル電流を相殺するための補償電流を生成して前記制御電流に重畳する補償回路と、

20

前記分周器の周期的に変化する分周値と前記補償回路とを制御する制御回路と、を有する周波数シンセサイザ。

【請求項 4】

前記補償回路が第 1 のコンデンサを有し、当該第 1 のコンデンサを介して前記補償電流を前記制御電流に重畳する請求項 3 に記載の周波数シンセサイザ。

【請求項 5】

前記第 1 コンデンサと前記第 2 のコンデンサとが所定の容量比で同一の半導体集積回路装置内に形成されている請求項 4 に記載の周波数シンセサイザ。

【発明の詳細な説明】

30

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は周波数シンセサイザの技術分野にかかり、特に、リップル電流を正確に補償できる周波数シンセサイザに関する。

【0002】

【従来の技術】

セルラー電話機は周波数マルチチャネルアクセス方式であり、使用周波数を空きチャネルに移行させるために、高速ロックアップが可能な周波数シンセサイザが必要となる。

【0003】

図 5 の符号 101 は、そのような周波数シンセサイザの従来技術のものであり、分数分周方式の PLL 回路が用いられている。

40

【0004】

この周波数シンセサイザ 101 は、セルラー電話機の送受信回路を構成する半導体集積回路装置内に設けられており、発振器 131、分周器 132、基準クロック信号発生器 133、位相比較器 134、チャージポンプ回路 135、ローパスフィルタ 136、補償回路 137、制御回路 138 を有している。発振器 131 は、外部信号 OUT を出力しており、その外部信号 OUT は、分周器 132 と、この周波数シンセサイザ 101 が設けられた半導体集積回路装置内の他の回路とに入力されている。

【0005】

分周器 132 は、入力された外部出力信号 OUT を分周し、比較信号を生成し、位相比較

50

器 1 3 4 に出力しており、該位相比較器 1 3 4 は、分周器 1 3 2 から入力された比較信号と、基準クロック信号発生器 1 3 3 から入力された基準クロック信号の位相を比較し、チャージポンプ回路 1 3 5 を制御して制御信号を発生させており、その制御信号は、ローパスフィルタ 1 3 6 を介して、発振器 1 3 1 に出力されている。

【 0 0 0 6 】

発振器 1 3 1 は、入力された制御信号により、外部出力信号 O U T の周波数を変化させ、比較信号の位相を基準クロック信号の位相に一致させるように動作する。その結果、外部信号 O U T の周波数は、基準クロック信号の周波数を分周器 1 3 2 の分周値倍した値となる。

【 0 0 0 7 】

上記分周器 1 3 2 は、制御回路 1 3 8 によって制御され、分周値が周期的に変化するように構成されており、例えば、基準クロック信号の周波数が 2 0 0 k H z のとき、分周値が、その 7 周期 (3 5 μ s e c) の期間は 5 0 0 0、また、1 周期 (5 μ s e c) の期間は 5 0 0 1 である場合、8 周期を平均した平均分周値は 5 0 0 0 . 1 2 5 (= 5 0 0 0 + 1 / 8) になり、外部出力信号 O U T の周波数は、基準クロック信号の平均分周値倍の、1 0 0 0 0 2 5 k H z でロックされる。

【 0 0 0 8 】

8 周期中、2 周期の分周値を 4 0 0 1 とすれば、平均分周値は 4 0 0 0 . 2 5 となり、外部出力信号 O U T の周波数は 8 0 0 . 0 5 0 M H z となる。

【 0 0 0 9 】

このように、平均分周値が小数点以下の桁まで値を有すれば、2 5 k H z や 1 2 . 5 k H z 等の狭いチャネル間隔で、8 0 0 M H z や 1 G H z 等の高周波を用いることが可能となる。

【 0 0 1 0 】

しかし、上記のように分周値を周期的に変化させた場合、外部出力信号 O U T が所望周波数にロックされた後でも、比較信号の位相と基準クロック信号の位相とは一致せず、位相差が生じる。そのため、位相比較器 1 3 4 から出力される制御信号にはリップル電流が含まれてしまう。

【 0 0 1 1 】

図 6 の符号 a は、分周値を N と N + 1 とで変化させた場合に、外部出力信号 O U T がロックされた後、分周器 1 3 2 から入力された比較信号の波形を示している。符号 b は基準クロック信号の波形を示しており、符号 c は、比較信号の位相と基準クロック信号の位相とが一致しない結果、チャージポンプ回路 1 3 5 から出力される制御信号に含まれるリップル電流の波形である。

【 0 0 1 2 】

制御回路に含まれるリップル電流は、出力信号 O U T にスプリアスを発生させてしまい、セルラー電話機等の通信機の受信特性を悪化させるばかりでなく、送信の際の妨害成分となってしまうので、大変大きな問題となる。

【 0 0 1 3 】

この周波数シンセサイザ 1 0 1 は、D A コンバータ 1 4 1 とコンデンサ 1 4 2 とを有する補償回路 1 3 7 が設けられており、D A コンバータ 1 4 1 がコンデンサ 1 4 2 に印加する電圧を変化させ、リップル電流の電荷量と同じ電荷量で逆極性の補償電流を生成し、チャージポンプ回路 1 3 5 が出力する制御信号に重畳し、リップル電流をキャンセルしており、その結果、スプリアス成分のない出力信号 O U T が得られる。

【 0 0 1 4 】

上記のように、出力信号 O U T の周波数が 1 0 0 0 0 2 5 k H の場合、チャージポンプ回路 1 3 5 の出力電流が + 1 m A 又は - 1 m A の定電流であるものとする、発生するリップル電流の電荷量は、下記 Q_r 、

【 0 0 1 5 】

$Q_r = (1/8) \times (1/1000025\text{kHz}) \times 1\text{mA} \times 1/2 = 62.5 \times 10^{-15} (\text{Coulomb}) \dots \dots (101)$

10

20

30

40

50

を単位電荷量とし、その ± 1 倍から最大 ± 7 倍($\pm 7 Q_r$)の電荷量で、 $+7 Q_r$ 、 $+5 Q_r$ 、 $+3 Q_r$ 、 $+1 Q_r$ 、 $-1 Q_r$ 、 $-3 Q_r$ 、 $-5 Q_r$ 、 $-7 Q_r$ の順序で、基準クロック信号と同じ周期で発生する。

【0016】

そのようなリップル電流を補償するためには、コンデンサ142の容量を C_t とした場合、次式を満たす電圧 V_e 、

$$C_t \cdot V_e = Q_r \dots (102)$$

を単位とし、DAコンバータ141が $-7 V_e$ 、 $-5 V_e$ 、 $-3 V_e$ 、 $-1 V_e$ 、 $+1 V_e$ 、 $+3 V_e$ 、 $+5 V_e$ 、 $+7 V_e$ の大きさで出力電圧を変化させると、リップル電流と同じ電荷量で極性が逆向きの補償電流を発生させることができる。

10

【0017】

しかし、上記(101)式から分かるように、リップル電流の電流量は、チャージポンプ回路135の出力電流に比例し、その出力電流は、温度変化等の影響により、変動してしまうため、リップル電流を正確に補償できないという問題がある。

【0018】

また、上記(102)から分かるように、補償電流の電流量は、コンデンサ142の容量 C_t に比例するが、その容量 C_t は経時変化等の影響によって変動し、製造当初は補償できていても、経時変化により、出力信号OUTにスプリアスが発生するという問題がある。

【0019】

【発明が解決しようとする課題】

20

本発明は上記従来技術の不都合を解決するために創作されたものであり、その目的は、リップル電流を正確に補償できる技術を提供することにある。

【0020】

【課題を解決するための手段】

上記課題を解決するために、請求項1記載の発明は、外部出力信号を出力する発振器と、分周値を周期的に変化させながら前記外部出力信号を分周し、比較信号を生成する分周器と、入力された基準クロック信号の位相と前記比較信号の位相とを比較し、その位相差に応じてチャージポンプ回路に定電流の出力電流を流入又は流出させ、制御信号を生成する位相比較器とを有し、前記発振器は前記制御信号に基いて前記外部出力信号の周波数を変化させ、前記外部出力信号の周波数を、前記基準クロック信号の周波数の前記分周値の平均分周値倍した値にさせる周波数シンセサイザであって、前記制御信号に補償電流を重畳させ、前記制御信号に含まれるリップル電流をキャンセルさせる補償回路と、前記補償回路を制御し、前記補償電流の電流量を前記チャージポンプ回路の出力電流量の変化に追随させる補正回路とを有し、前記補償回路は、一端が前記制御信号が伝達される経路に接続された第1のコンデンサと、前記第1のコンデンサの他端に接続された電圧発生器とを有し、前記第1の電圧発生器によって前記第1のコンデンサに印加する電圧を変化させ、前記補償電流を生成するように構成され、前記補正回路には第2のコンデンサが設けられ、前記出力電流で前記第2のコンデンサを充電又は放電させ、前記出力電流の電流量を電圧値に変換し、基準電圧として前記電圧発生器に出力するように構成され、前記電圧発生器は、前記基準電圧に基いて前記第2のコンデンサに印加する電圧を変化させるように構成された周波数シンセサイザである。

30

40

【0021】

請求項2記載の発明は、前記補正回路は、前記第2のコンデンサの充電又は放電を充放電時間を異ならせて少なくとも二回行い、各充放電において前記第2のコンデンサに現れた電圧の差から前記変換を行うように構成された請求項1記載の周波数シンセサイザである。

【0022】

請求項3記載の発明は、制御信号に応じて発信周波数が変化する発振器と、周期的に変化する分周値により前記発振器から出力される発信信号を分周する分周器と、前記分周器から出力される分周信号の位相と基準クロック信号の位相とを比較して当該位相差に応じ

50

た誤差信号を出力する位相比較器と、制御電流を生成するための電流源回路を有し、前記誤差信号に応じて前記制御電流を出力するチャージポンプ回路と、前記制御電流が入力され、前記制御信号を前記発振器に出力するローパスフィルタと、第2のコンデンサを有し、前記電流源回路が供給する電流により前記第2のコンデンサの充放電を制御して基準電圧を生成する補正回路と、前記基準電圧に基づいて前記制御電流に含まれるリップル電流を相殺するための補償電流を生成して前記制御電流に重畳する補償回路と、前記分周器の周期的に変化する分周値と前記補償回路とを制御する制御回路と、を有する周波数シンセサイザである。

請求項4記載の発明は、前記補償回路が第1のコンデンサを有し、当該第1のコンデンサを介して前記補償電流を前記制御電流に重畳する請求項3に記載の周波数シンセサイザである。

10

請求項5記載の発明は、前記第1コンデンサと前記第2のコンデンサとが所定の容量比で同一の半導体集積回路装置内に形成されている請求項4に記載の周波数シンセサイザである。

【0023】

本発明は以上のように構成されており、発振器が出力する外部出力信号を、分周器が分周値を周期的に変化させながら分周し、比較信号を生成しており、その比較信号と、基準クロック信号とが位相比較器に出力されている。

【0024】

位相比較器は、チャージポンプ回路を動作させており、入力された基準クロック信号の位相と比較信号の位相とを比較し、その位相差に応じてチャージポンプ回路から定電流の出力電流を流入又は流出させ、それによって制御信号を生成している。

20

【0025】

発振器には、チャージポンプ回路から出力された制御信号が、ローパスフィルタを介して入力されており、発振器はその制御信号に基いて、前記位相差を小さくする方向に外部出力信号の周波数を変化させる。その結果、外部出力信号の周波数は、基準クロック信号の周波数の平均分周値倍になり、それにより、外部出力信号を高周波化すると共に、チャネル間隔を短くしている。

【0026】

この周波数シンセサイザには、補償回路が設けられており、制御信号に含まれるリップル電流とは逆極性の補償電流を発生させるように構成されており、制御信号に補償電流が重畳されると、リップル電流がキャンセルされ、外部出力信号OUTからスプリアス成分が除去される。

30

【0027】

しかし、リップル電流の電荷量が変動し、補償回路の電荷量と一致しなくなると、リップル電流を正確にキャンセルできなくなってしまう。

【0028】

そこで本発明の周波数シンセサイザには、補償回路を制御する補正回路が設けられており、補償電流の電流量をチャージポンプ回路の出力電流量の変化に追従させている。リップル電流の電荷量は出力電流の電流量に比例するため、一度、補償電流の電荷量をリップル電流の電荷量に一致させると、リップル電流が変化しても補償電流がそれに追従するため、補償電流の電荷量がリップル電流の電荷量と逆極性で正確に等しくなる。

40

【0029】

その周波数シンセサイザの補償回路が、第1のコンデンサと電圧発生器とを有し、第1のコンデンサの一端が制御信号の伝達経路に接続され、他端が電圧発生器に接続され、電圧発生器が、入力された基準電圧に基いて第1のコンデンサに印加する電圧を変化させ、補償電流が生成されている場合は、補正回路に第2のコンデンサを設け、チャージポンプ回路の出力電流によってその第2のコンデンサを充電又は放電させ、出力電流の電流量を電圧値に変換し、その電圧値を基準電圧に用いると、補償電流の電流量が出力電流の電流量に追従し、その結果、補償電流の電荷量をリップル電流の電荷量に追従させることが可能

50

となる。

【0030】

その場合、第1、第2のコンデンサを同じ材料・構造で構成しておく、経時変化等の影響により、コンデンサが容量変化する場合、第1のコンデンサの容量変化と第2のコンデンサの容量変化は、互いに打ち消し合うので、補償電流の電流量がリップル電流とは独立して変化しないようになる。

【0031】

そして、充放電時間を異ならせ、第2のコンデンサの充電又は放電を二回以上行い、各充放電において第2のコンデンサに現れた電圧を記憶し、その電圧の差から出力電流の電流値を電圧値に変換し、基準電圧にすると、充放電を制御するスイッチが導通状態から遮断状態に転じる時間と、遮断状態から導通状態に転じる時間の差等に起因する電圧値の誤差を基準電圧から除去できるので、補償電流の電荷量をリップル電流の電荷量に(逆極性で)正確に等しくすることができる。

10

【0032】

【発明の実施の形態】

図1を参照し、符号1は本発明の周波数シンセサイザの第一例であり、半導体集積回路装置内に設けられている。

【0033】

この周波数シンセサイザ1は、発振器31(電圧制御発振器)、分周器32、基準クロック信号発生器33、位相比較器34、チャージポンプ回路35、ローパスフィルタ36、制御回路38を有しており、発振器31が出力する外部出力信号OUTは、半導体集積回路装置内の他の回路に供給されると共に、分周器32にも出力されている。

20

【0034】

分周器32は、制御回路38によって制御され、分周値を周期的に変化させるように構成されており、入力された外部出力信号OUTをその分周値によって分周し、比較信号を生成している。

【0035】

基準クロック信号発生器33は、所定周波数の基準クロック信号を発生させており、その基準クロック信号と、上記比較信号とが位相比較器34に入力されている。

【0036】

位相比較器34は、両方の信号の位相を比較して位相差を求め、その位相差に基いてチャージポンプ回路35を制御しており、チャージポンプ回路35は、入力された位相差を電流変換し、制御信号として、ローパスフィルタ36を介して発振器31に出力している。

30

【0037】

発振器31は、入力された制御信号に従い、位相差を小さくする方向に外部出力信号OUTの周波数を変化させると、結局、外部出力信号OUTの周波数は、基準クロック信号が分周器32の平均分周値倍された値になったところでロックされる。

【0038】

分周器32の分周値が、例えば基準クロック信号の7周期の期間はN、1周期の期間はN+1である場合、平均分周値は $N + 1 / 8$ となる。基準クロック信号が200kHzであり、上記Nが5000である場合、外部出力信号OUTは周波数1000025kHzとなる。

40

【0039】

チャージポンプ回路35の出力段は、図2に示すように、ソース用の定電流回路41と、シンク用の定電流回路42と、ソース側のスイッチ44₁と、シンク側のスイッチ44₂とを有しており、位相比較器34によってそれらのスイッチ44₁、44₂が制御され、ソース用の定電流回路41とシンク用の定電流回路42のいずれか一方が、基準クロック信号と比較信号の位相差に応じた時間だけ、出力端子に接続され、その結果、チャージポンプ回路35には、位相差に応じた時間だけ、定電流が流入/流出するように構成されている。

50

【 0 0 4 0 】

この周波数シンセサイザ 1 には、補償回路 3 7 と、補正回路 1 0 と、水晶発振器 1 1 (この水晶発振器 1 1 は、温度補償がされている。)とが設けられており、補償回路 3 7 には、D A コンバータから成る電圧発生器 4 5 と補償電流生成用の第 1 のコンデンサ 4 6 とが設けられている。

【 0 0 4 1 】

補正回路 1 0 は、図 2 に示すように、第 1 のスイッチ 2 1 と、第 2 のスイッチ 2 2 と、第 2 のコンデンサ 2 3 とを有しており、第 2 のコンデンサ 2 3 の一端は接地電位に接続されている。この第 2 のコンデンサの他端は、第 1 のスイッチ 2 1 と第 2 のスイッチ 2 2 を介して電源電圧 V_{cc} のラインとシンク用の定電流回路 4 2 にそれぞれ接続されており、第 1 10
のスイッチ 2 1 が閉状態で、且つ第 2 のスイッチ 2 2 が開状態のときには、第 2 のコンデンサ 2 3 の他端の電圧 V_{23} が電源電圧 V_{cc} になるまで充電される。

【 0 0 4 2 】

他方、第 1 のスイッチ 2 1 が開状態、第 2 のスイッチ 2 2 が閉状態のときには、シンク用の定電流回路 4 2 の出力電流 I_{out} で定電流放電され、単位時間当たり I_{out} / C_t の割合で電圧が降下する。

【 0 0 4 3 】

補正回路 1 0 内には、A D コンバータ 2 5 と、第 1、第 2 のラッチ 2 6、2 7 と、減算回路 2 8 と、D A コンバータ 2 9 とが設けられており、第 2 のコンデンサ 2 3 の電圧は、A D コンバータ 2 5 でデジタル値に変換され、第 1 のラッチ 2 6 又は第 2 のラッチ 2 7 に 20
記憶されるように構成されている。

【 0 0 4 4 】

第 1 のラッチ 2 6 と第 2 のラッチ 2 7 の記憶内容は、減算回路 2 8 で減算され、D A コンバータ 2 9 に出力されており、その結果、第 1 のラッチ 2 6 に記憶されたデジタル値と、第 2 のラッチ 2 7 に記憶されたデジタル値の差分が、電圧に再変換され、基準電圧として補償回路 3 7 に出力される。

【 0 0 4 5 】

そのような一連の動作は、周波数シンセサイザ 1 が動作を開始する前に完了するように構成されており、図 3 のタイミングチャートを用い、その動作順序を説明すると、先ず、スイッチ 2 1 が閉状態、スイッチ 2 2 が開状態になり、第 2 のコンデンサ 2 3 の電圧 V_{23} は 30
電源電圧 V_{cc} にされる。

【 0 0 4 6 】

次に、第 1 のスイッチ 2 1 が開状態(図 3 符号 a)、第 2 のスイッチ 2 2 が閉状態になると(符号 b)、第 2 のコンデンサ 2 3 はシンク用の定電流回路 4 2 に接続され、シンク用の定電流回路 4 2 の出力電流 I_{out} によって定電流放電される。

【 0 0 4 7 】

補正回路 1 0 には、水晶発振器 1 1 が接続され、該水晶発振器 1 1 が出力する温度補償されたクロック信号が入力されており、第 2 のスイッチ 2 2 が閉状態を維持する期間は、そのクロック信号の周期の整数倍になるように制御されている。

【 0 0 4 8 】

温度補償されたクロック信号の周波数を f_r 、第 2 のコンデンサ 2 3 の容量を C_t とし、2 周期分の時間だけ閉状態を維持するものとする、第 2 のコンデンサ 2 3 の電圧 V_{23} は、
$$V_{23} = V_{cc} - \{ I_{out} \times (2 / f_r) / C_t + V_{err} \} \dots \dots (1)$$

と表せる。

上記 V_{err} は、第 2 のスイッチ 2 2 が閉状態から開状態に移行する時間と、開状態から閉状態に移行する時間の差や、その他の原因による誤差電圧である。

【 0 0 4 9 】

$2 / f_r$ の期間が経過した後、第 2 のスイッチ 2 2 が開状態になると、A D コンバータ 2 5 が動作を開始し、第 2 のコンデンサ 2 3 の電圧 V_{23} をデジタル値に変換する(符号 d)。そのデジタル値は、第 1 のラッチ 2 6 に記憶される(符号 e)。

10

20

30

40

50

【 0 0 5 0 】

第2のスイッチ22が開状態になった後、第1のスイッチ21が再度閉状態になると(符号f)、第2のコンデンサ23は充電され、その電圧 V_{23} は電源電圧 V_{cc} にされる。

【 0 0 5 1 】

その状態から第1のスイッチ21が開状態、第2のスイッチ22が閉状態になると(符号g、h)、第2のコンデンサ23はシンク用の定電流回路42に接続され、第2のコンデンサ23は定電流放電を開始する(符号i)。このとき、第2のスイッチ22は、水晶発振器11の1周期分の時間だけ閉状態を維持するものとする、第2のコンデンサ23の電圧 V_{23} は、

$$V_{23} = V_{cc} - \{ I_{out} \cdot (1 / f_r) / C_t + V_{err} \} \dots\dots (2)$$

10

となる。

【 0 0 5 2 】

$1 / f_r$ の期間が経過し、第2のスイッチ22が開状態に転じた後、ADコンバータ25が動作を開始し、第2のコンデンサ23の電圧 V_{23} をデジタル値に変換する(符号j)。そのデジタル値は第2のラッチ27に記憶される(符号k)。

【 0 0 5 3 】

このように、第1、第2のラッチ27にデジタル値が記憶された後、減算回路28によって、第1、第2のラッチ26、27に記憶されたデジタル値の差が求められる。第1のラッチ26に記憶された電圧値を V_1 、第2のラッチ27に記憶された電圧値を V_2 とすると、その差分の電圧 V_d は、

20

$$V_d = V_1 - V_2 = I_{out} \cdot (1 / f_r) / C_t \dots\dots (3)$$

となり、誤差電圧 V_{err} が消去される。

【 0 0 5 4 】

従って、減算回路28から出力される電圧 V_d を示すデジタル値には誤差電圧 V_{err} は含まれていない。そのデジタル値はDAコンバータ29によって実際の電圧に変換され、基準電圧 V_d として補償回路37に出力される。

【 0 0 5 5 】

分周器32の平均分周値が $N + 1 / 8$ である場合、出力信号OUTの周波数をFとすると、リップル電流の電荷量は、下記 Q_r 、

$$Q_r = (1 / 8) \cdot (1 / F) \cdot I_{out} \cdot (1 / 2) \dots\dots (4)$$

30

を単位電荷量とし、その整数倍の電荷量となる。

【 0 0 5 6 】

補償回路37内の第1のコンデンサ46の容量を C_0 、電圧発生器45の電圧変化量を V_{AD} とすると、補償電流の電荷量は、 $C_0 \cdot V_{AD}$ になる。ADコンバータ25の電圧変化量 V_{AD} は、入力された基準電圧 V_d の整数倍になるものとする、電圧変化量 V_{AD} の最小値は基準電圧 V_d に等しく、その場合の補償電流の電荷量 Q_0 は、

$$Q_0 = C_0 \cdot V_d \dots\dots (5)$$

となる。

【 0 0 5 7 】

上記電荷量 Q_0 が補償電流の単位電荷量であり、リップル電流を正確にキャンセルするためには、その単位電荷量 Q_0 を、リップル電流の単位電荷量 Q_r に等しくする必要がある。従って、次式、

40

$$Q_0 = Q_r \dots\dots (6)$$

を満たす必要がある。

【 0 0 5 8 】

ソース用の定電流回路41の出力電流はシンク用の定電流回路42の出力電流 I_{out} と等しいものとし、上記(3)~(6)式を連立させ、整理すると Q_0 、 Q_r 、 I_{out} 、 V_d が消去され、下記条件式が導かれる。

$$C_0 / C_t = (f_r / F) \cdot (1 / 16) \dots\dots (7)$$

この条件式(7)を満足させるためには、左辺の容量 C_0 、 C_t の比 C_0 / C_t が右辺の値にな

50

るように、第 1、第 2 のコンデンサ 46、23 を設定すればよい。

【0059】

第 1、第 2 のコンデンサ 46、23 を半導体集積回路装置内に形成する場合、その容量 C_0 、 C_1 を設計値通りにすることは難しいが、第 1、第 2 のコンデンサ 46、23 を同じ材質、同じ構造にした場合、容量の比 C_0 / C_1 は一定にしやすい。特に、第 2 のコンデンサ 23 をトリミング可能な可変容量コンデンサにしておくと、上記(7)式を満足させやすい。

【0060】

また、温度等の影響によって容量 C_0 、 C_1 の値が変動する場合でも、第 1、第 2 のコンデンサ 46、23 が、同じ材質・構造で、同じ半導体集積回路装置内に形成されている場合は、その容量変化の割合は同じであり、容量の比 C_0 / C_1 は変化しないので、上記(7)式を逸脱するようなことはない。

10

【0061】

そして、この条件式(7)中にはチャージポンプ回路 34 の出力電流 I_{out} の項が含まれておらず、従って、出力電流 I_{out} の電流量が変動した場合には、補償電流の電流量がその変化に追従し、リップル電流を正確にキャンセルできるようになっている。

【0062】

なお、出力電流 I_{out} が $\pm 1 \text{ mA}$ 、基準クロック信号の周波数が 200 kHz 、平均分周値が $5000 + 1/8$ の場合、上述したように、リップル電流の単位電荷量 Q_r は $62.5 \times 10^{-15} \text{ (Coulomb)}$ であり、そのとき、容量 C_0 が $0.05 \times 10^{-12} \text{ (farad)}$ 、水晶発振器 11 の周波数が 19.2 MHz であるものとする、基準電圧 V_d は 1.25 (volt) 、容量 C_1 は $41.7 \times 10^{-12} \text{ (farad)}$ になる。

20

【0063】

以上は、補償回路 37 が、一個のコンデンサ(第 1 のコンデンサ 46)に電圧を印加する場合について説明したが、本発明は、そのような補償回路 37 を有する周波数シンセサイザ 1 に限定されるものではない。

【0064】

例えば、上述した補償回路 37 に替え、図 4 に示す補償回路 37' を用いた周波数シンセサイザ 2 (本発明の第二例)も本発明に含まれる。

この周波数シンセサイザ 2 は、補償回路 37' 以外は第一例の周波数シンセサイザ 1 と同じ構成であり、全体動作の説明は省略する。

30

【0065】

該補償回路 37' は、複数の第 2 のコンデンサ 53 と、複数のスイッチ 54 と、電圧発生器 51 とを有している。電圧発生器 51 は、二個の電源 51₁、51₂ を有しており、各コンデンサ 53 の一端は、それぞれスイッチ 54 を介して二個の電源 51₁、51₂ に接続され、他端はチャージポンプ回路 35 の出力端子に接続されている。

【0066】

補正回路 10 から入力された基準電圧 V_d は、電圧発生器 51 に入力されており、その電圧発生器 51 は、二個の電源 51₁、51₂ の出力電圧を、基準電圧 V_d の大きさだけ異ならせている。

40

【0067】

スイッチ 54 は、各コンデンサ 53 を、二個の電源 51₁、51₂ のうちのいずれか一方に接続するように構成されており、コンデンサ 53 の容量を C_0 とすると、1 個のコンデンサ 53 の接続を電源 51₁、51₂ の一方から他方に切り換えることで、 $\pm C_0 \cdot V_d (= Q_r)$ の電荷量の補償電流を発生させることができる。従って、M 個のコンデンサ 53 の接続を切り替えた場合、電荷量 $\pm M \cdot Q_r$ の補償電流を発生させることができる。

【0068】

この補償回路 37' と補正回路 10 でも、チャージポンプ回路 35 の出力電流 I_{out} の変動や容量 C_0 、 C_1 の変動の影響を受けず、リップル電流を正確にキャンセルすることができる。

50

【 0 0 6 9 】

なお、上記補正回路 10 では、第 2 のコンデンサ 23 を、第 1、第 2 のスイッチ素子 21、22 によって電源電圧 V_{cc} のラインとシンク用の定電流回路 42 とにそれぞれ接続させたが、第 2 のコンデンサの一端を電源電圧 V_{cc} のラインに接続し、他端を、第 1、第 2 のスイッチ素子によって、接地電位のラインとソース用の定電流回路 41 とに接続し、補正回路を構成してもよい。

【 0 0 7 0 】

【 発明の効果 】

チャージポンプ回路の出力電流の変動や、補償回路内のコンデンサの容量変動の影響を受けず、リップル電流を正確にキャンセルすることができる。

10

【 図面の簡単な説明 】

【 図 1 】 本発明の周波数シンセサイザの第一例を示すブロック図

【 図 2 】 その周波数シンセサイザのチャージポンプ回路と補正回路の内部ブロック図

【 図 3 】 補正回路の動作を説明するためのタイミングチャート

【 図 4 】 本発明の周波数シンセサイザの第二例を示す部分ブロック図

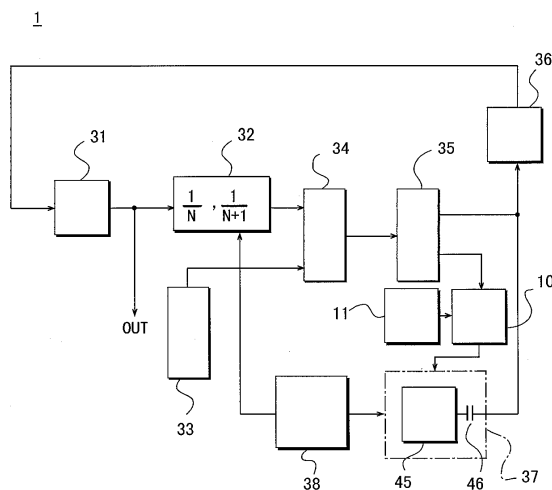
【 図 5 】 従来技術の周波数シンセサイザを示すブロック図

【 図 6 】 リップル電流を説明するためのタイミングチャート

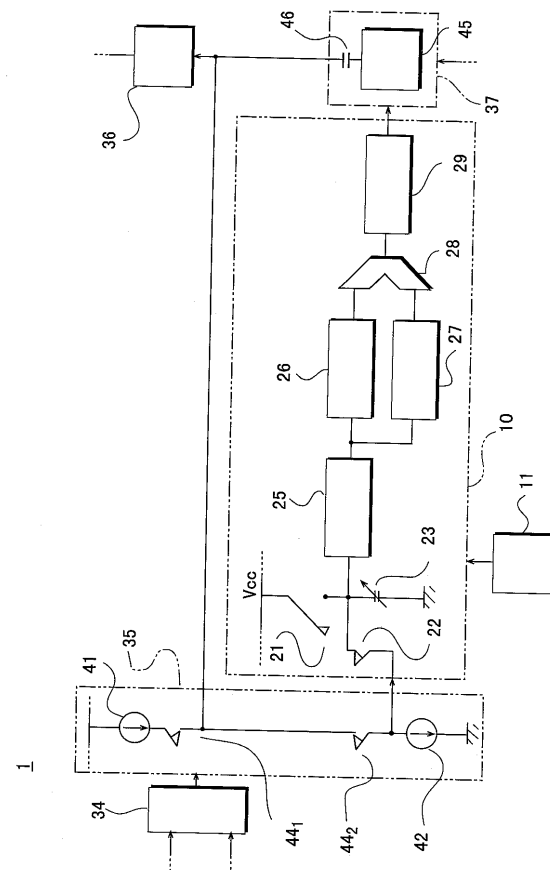
【 符号の説明 】

1、2 周波数シンセサイザ 10 補正回路 23 第 2 のコンデンサ
 31 発振器 32 分周器 34 位相比較器 35 チャージポンプ回路 20
 回路 37、37' 補償回路 45、51 電圧発生器 46、53 第 1
 のコンデンサ

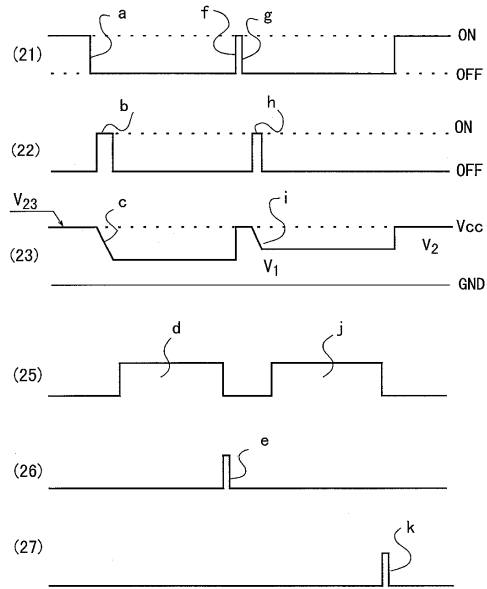
【 図 1 】



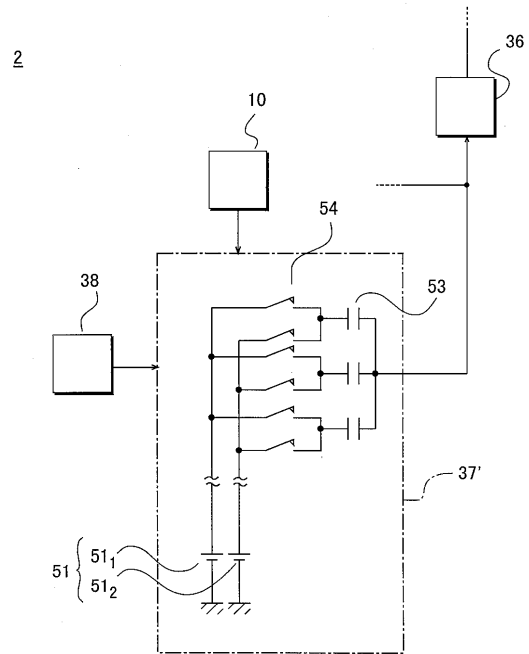
【 図 2 】



【図 3】

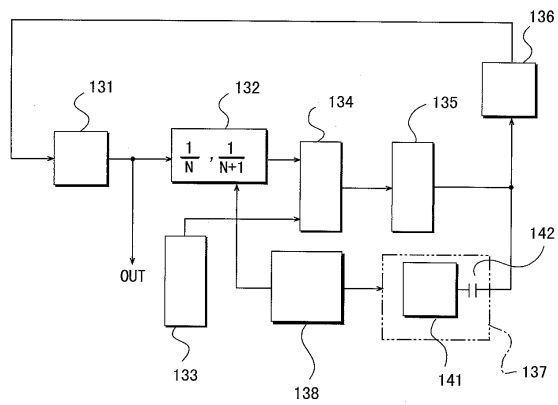


【図 4】

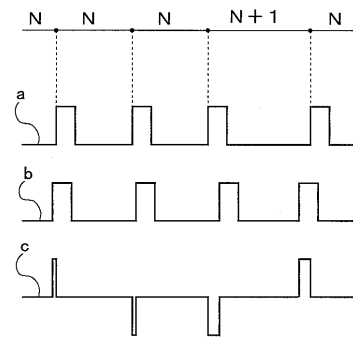


【図 5】

101



【図 6】



フロントページの続き

(56)参考文献 特開平09-008656(JP,A)
特表平08-505993(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl.,DB名)
H03L 7/00-9/00