

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3616277号

(P3616277)

(45) 発行日 平成17年2月2日(2005.2.2)

(24) 登録日 平成16年11月12日(2004.11.12)

(51) Int. Cl.⁷

H03K 3/0231

F I

H03K 3/023

A

請求項の数 6 (全 10 頁)

(21) 出願番号	特願平11-177903	(73) 特許権者	000010098
(22) 出願日	平成11年6月24日(1999.6.24)		アルプス電気株式会社
(65) 公開番号	特開2001-7683(P2001-7683A)		東京都大田区雪谷大塚町1番7号
(43) 公開日	平成13年1月12日(2001.1.12)	(72) 発明者	長谷川 和男
審査請求日	平成15年2月3日(2003.2.3)		東京都大田区雪谷大塚町1番7号 アルプス電気株式会社内
		審査官	清水 稔
		(56) 参考文献	特開平09-055644(JP, A)
			特開平04-168803(JP, A)
			特開平06-232700(JP, A)
			岡村迪夫, 定本 OPアンプ回路の設計, 日本, CQ出版株式会社, 1990年9月30日, 384頁, 図14
			最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 パルス発生回路

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

繰り返して入力されるパルスに同期して鋸歯状波電圧を発生する鋸歯状波発生手段と、前記鋸歯状波電圧のピーク値に比例する直流電圧を生成する直流電圧生成手段と、比較回路とを備え、前記鋸歯状波発生手段は第二の積分回路と第三の積分回路とで構成し、前記第二の積分回路と前記第三の積分回路とを前記パルスで同時にリセットすると共に前記第二の積分回路から第二の鋸歯状波電圧、前記第三の積分回路から前記第二の鋸歯状波電圧のピーク値よりも低い第三の鋸歯状波電圧をそれぞれ同期して発生させ、前記直流電圧生成手段は前記第三の鋸歯状波電圧のピーク値を保持するピークホールド回路で構成し、前記第二の鋸歯状波電圧と前記ピークホールド回路で保持した前記直流電圧とを前記比較回路に入力したことを特徴とするパルス発生回路。

10

【請求項2】

前記第二の積分回路は第二のオペアンプと第二のコンデンサとを有し、前記第二のオペアンプの反転入力端と出力端との間に前記第二のコンデンサを接続し、前記第三の積分回路は第三のオペアンプと第三のコンデンサとを有し、前記第三のオペアンプの反転入力端と出力端との間に前記第三のコンデンサを接続し、前記第二のオペアンプの非反転入力端と前記第三のオペアンプの非反転入力端とに第二の基準電圧を印加すると共に、前記第三のオペアンプの反転入力端に第三の基準電圧を印加し、前記第二のコンデンサ及び前記第三のコンデンサのそれぞれの充電電圧を前記パルスで放電することによって前記第二の積分回路と前記第三の積分回路とをリセットしたことを特徴とする請求項1記載のパルス発生

20

回路。

【請求項 3】

前記直流電圧を前記第三の積分回路の非反転入力端に入力する前記第三の基準電圧によって変えられるようにしたことを特徴とする請求項 2 記載のパルス発生回路。

【請求項 4】

前記ピークホールド回路は第四のオペアンプと、前記第四のオペアンプの出力端の電圧を充電する充電コンデンサとを有し、前記第四のオペアンプの非反転入力端に前記第三の鋸歯状波電圧を入力し、前記第四のオペアンプの出力端の電圧を第一の電流通流手段によって前記充電コンデンサに供給し、前記充電コンデンサに充電された電圧を放電抵抗を介して前記第四のオペアンプの反転入力端に帰還すると共に前記放電抵抗と第二の電流通流手段によって前記第四のオペアンプの出力端に放電させるようにしたことを特徴とする請求項 1 乃至 3 の何れかに記載のパルス発生回路。

10

【請求項 5】

前記第一の電流通流手段および前記第二の電流通流手段をダイオードで構成したことを特徴とする請求項 4 記載のパルス発生回路。

【請求項 6】

前記第四のオペアンプの出力端にベースが接続され、エミッタが前記充電コンデンサと前記放電抵抗の一端に接続された NPN トランジスタで前記第一の電流通流手段を構成し、前記第四のオペアンプの出力端にベースが接続され、エミッタが前記放電抵抗の他端と前記第四のオペアンプの反転入力端とに接続された PNP トランジスタで前記第二の電流通流手段を構成し、前記 NPN トランジスタのコレクタと前記 PNP トランジスタのコレクタとの間に電圧を供給したことを特徴とする請求項 4 記載のパルス発生回路。

20

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

この発明は、例えば、液晶表示装置のバックライト用インバータ等に用いて好適なパルス発生回路に関する。

【0002】

【従来の技術】

インバータ等に用いられる従来のパルス発生回路はワンショットマルチバイブレータで構成され、外部から入力される水平同期信号等に同期してワンショットマルチバイブレータから一定のパルス幅を有する繰り返しパルスを発生させ、このパルス幅の期間で交流の高電圧を発生してバックライト用の蛍光管を点灯していた。

30

【0003】

【発明が解決しようとする課題】

従来のパルス発生回路では、ワンショットマルチバイブレータから出力されるパルスの幅が一定であるので、入力される同期信号の繰り返し周波数が変化しなければ、ワンショットマルチバイブレータから出力されるパルスの幅と繰り返し周期との比、つまり、デューティ比が一定となる。蛍光管の輝度はこのデューティ比に比例して決まるので、同期信号の周波数が変化すると、デューティ比が変化し、輝度も変化することになる。

40

【0004】

本発明のパルス発生回路の目的は、一度デューティ比を設定すれば、入力されるパルスの繰り返し周波数が変化しても出力パルスのデューティ比が変化しないようにすることである。

【0005】

【課題を解決するための手段】

上記課題を解決するため、本発明のパルス発生回路は、繰り返して入力されるパルスに同期して鋸歯状波電圧を発生する鋸歯状波発生手段と、前記鋸歯状波電圧のピーク値に比例する直流電圧を生成する直流電圧生成手段と、比較回路とを備え、前記鋸歯状波発生手段は第二の積分回路と第三の積分回路とで構成し、前記第二の積分回路と前記第三の積分回路とを前記パルスで同時にリセットすると共に前記第二の積分回路から第二の鋸歯状波電

50

圧、前記第三の積分回路から前記第二の鋸歯状波電圧のピーク値よりも低い第三の鋸歯状波電圧をそれぞれ同期して発生させ、前記直流電圧生成手段は前記第三の鋸歯状波電圧のピーク値を保持するピークホールド回路で構成し、前記第二の鋸歯状波電圧と前記ピークホールド回路で保持した前記直流電圧とを前記比較回路に入力した。

【 0 0 1 2 】

また、本発明のパルス発生回路は、前記第二の積分回路は第二のオペアンプと第二のコンデンサとを有し、前記第二のオペアンプの反転入力端と出力端との間に前記第二のコンデンサを接続し、前記第三の積分回路は第三のオペアンプと第三のコンデンサとを有し、前記第三のオペアンプの反転入力端と出力端との間に前記第三のコンデンサを接続し、前記第二のオペアンプの非反転入力端と前記第三のオペアンプの非反転入力端とに第二の基準電圧を印加すると共に、前記第三のオペアンプの反転入力端に第三の基準電圧を印加し、前記第二のコンデンサ及び前記第三のコンデンサのそれぞれの充電電圧を前記パルスで放電することによって前記第二の積分回路と前記第三の積分回路とをリセットした。

10

【 0 0 1 3 】

また、本発明のパルス発生回路は、前記直流電圧を前記第三の積分回路の非反転入力端に入力する前記第三の基準電圧によって変えられるようにした。

【 0 0 1 4 】

また、本発明のパルス発生回路は、前記ピークホールド回路は第四のオペアンプと、前記第四のオペアンプの出力端の電圧を充電する充電コンデンサとを有し、前記第四のオペアンプの非反転入力端に前記第一の鋸歯状波電圧または前記第三の鋸歯状波電圧を入力し、前記第四のオペアンプの出力端の電圧を第一の電流通流手段によって前記充電コンデンサに供給し、前記充電コンデンサに充電された電圧を放電抵抗を介して前記第四のオペアンプの反転入力端に帰還すると共に前記放電抵抗と第二の電流通流手段によって前記第四のオペアンプの出力端に放電させるようにした。

20

【 0 0 1 5 】

また、本発明のパルス発生回路は、前記第一の電流通流手段および前記第二の電流通流手段をダイオードで構成した。

【 0 0 1 6 】

また、本発明のパルス発生回路は、前記第四のオペアンプの出力端にベースが接続され、エミッタが前記充電コンデンサと前記放電抵抗の一端に接続されたNPNトランジスタで前記第一の電流通流手段を構成し、前記第四のオペアンプの出力端にベースが接続され、エミッタが前記放電抵抗の他端と前記第四のオペアンプの反転入力端とに接続されたPNPトランジスタで前記第二の電流通流手段を構成し、前記NPNトランジスタのコレクタと前記PNPトランジスタのコレクタとの間に電圧を供給した。

30

【 0 0 1 7 】

【 発明の実施の形態 】

以下、図1乃至図7を参照して本発明のパルス発生回路を説明する。図1は第一の実施の形態を示す構成図、図2はその動作を説明するタイミングチャート、図3は入力パルスのくり返し周期の変化に対する直流電圧の変化を示す関係図、図4は第二の実施の形態を示す構成図、図5はその動作を説明するタイミングチャート、図6は第一及び第二の実施の形態における第一の変形例の構成図、図7は第一及び第二の実施の形態における第二の変形例の構成図である。

40

【 0 0 1 8 】

図1において、鋸歯状波発生手段となる第一の積分回路1は第一のオペアンプ1aと第一のオペアンプ1aの出力端と反転入力端(-)との間に接続された第一のコンデンサ1bとを有し、非反転入力端(+)には第一の基準電圧 V_{r1} が印加される。第一の基準電圧 V_{r1} は電源電圧 V_b を二つの抵抗 R_1 、 R_2 によって分圧して取り出される。また、反転入力端(-)は抵抗 R_3 によって接地される。

【 0 0 1 9 】

第一のコンデンサ1bの両端にはスイッチ用のFET2のドレインとソースが接続され、

50

そのゲートには図 2 A に示すような外部のパルス発生源 3 から出力されたパルス P_i がインバータ 4 を介して入力される。パルス発生源 3 は、例えば、液晶表示装置等における映像信号の垂直同期信号源あるいは垂直同期信号に同期した同期信号源である。入力されるパルス P_i のパルス幅は繰り返し周期 T に対して小さく、デューティ比は比較的小さい。

【0020】

そして、入力パルス P_i の入力に同期して FET 2 のドレインとソースとの間が導通して、第一のコンデンサ 1 b に充電されていた電圧が FET 2 を通じて放電され、第一のオペアンプ 1 a の出力端の電圧は第一の基準電圧 V_{r1} まで低下し、その後第一のコンデンサ 1 b に充電が開始されて上昇する。従って、第一の積分回路 1 は入力パルス P_i の入力に同期してリセットされると共に図 2 B に示すような第一の鋸歯状波電圧 E_1 を連続して発生する。

10

【0021】

第一の鋸歯状波電圧 E_1 は比較回路 5 の非反転入力端 (+) に入力されると共に、直流電圧生成手段であるピークホールド回路 6 の第四のオペアンプ 6 a の非反転入力端 (+) に入力される。ピークホールド回路 6 は第四のオペアンプ 6 a の他に第一の電流通流手段となる第一のダイオード 6 b、充電コンデンサ 6 c を有し、第四のオペアンプ 6 a の出力端にも第一の鋸歯状波電圧 E_1 と相似形の電圧が出力される。出力された電圧は第一のダイオード 6 b を介して充電コンデンサ 6 c に印加され、充電コンデンサ 6 c に充電されて保持される。充電コンデンサ 6 c に保持される電圧は図 2 C に示すように徐々に上昇して一定の直流電圧 V_h となる。この直流電圧 V_h は第一の鋸歯状波電圧 E_1 のピーク値 V_{p1} に比例し、第四のオペアンプ 6 a の反転入力端に帰還される。

20

【0022】

そして、充電コンデンサ 6 c に保持される直流電圧 V_h が放電抵抗と分圧手段との機能を合わせ持つポテンショメータ 6 d で分圧され、分圧された分圧電圧 V_r が比較用基準電圧として比較回路 5 の反転入力端 (-) に入力される。この分圧電圧 V_r も第一の鋸歯状波電圧 E_1 のピーク値 V_{p1} に比例する。ポテンショメータ 6 d の一端は第一のオペアンプ 1 a の非反転入力端 (+) に接続されるので、分圧電圧 V_r は第一の基準電圧 V_{r1} と第一の鋸歯状波電圧 E_1 のピーク値 V_{p1} との間で変えることができる。

【0023】

なお、ポテンショメータ 6 d は比較的大きな抵抗値 (1 M) を有しているため、充電コンデンサ 6 c に保持される直流電圧 V_h よりも第一の鋸歯状波電圧 E_1 が低い期間ではポテンショメータ 6 d を通じて放電されて若干の電圧低下を来すがこの様子は図 2 C では示していない。なお、図示はしなかったが、第一のオペアンプ 1 a、第四のオペアンプ 6 a、比較回路 5 等には電源電圧 V_b が印加されている。

30

【0024】

そして、比較回路 5 においては、第一の鋸歯状波電圧 E_1 と分圧電圧 V_r とが比較され、図 2 D に示すように、第一の鋸歯状波電圧 E_1 が分圧電圧 V_r を越える期間だけ比較回路 5 からパルス P_o が出力される。この出力パルス P_o の幅 W_p はポテンショメータ 6 d によって変えられる。

【0025】

ここで、入力パルス P_i の繰り返し周期 T が変わると、それに伴って第一の鋸歯状波電圧 E_1 の周期も同じく変わる。そして充電コンデンサ 6 c への充電期間が変わることになるので直流電圧 V_h は繰り返し周期 T に比例して変わることになる (図 3 参照)。従って、比較回路 5 に入力される分圧電圧 V_r も比例して変わり、出力パルス P_o の繰り返し周期 T に対するパルス幅 W_p の割合、即ち、デューティ比は変化しない。

40

【0026】

図 4 は本発明の第二の実施の形態を示し、鋸歯状波発生手段としての積分回路が二つ設けられる。一方の積分回路 (第二の積分回路) 1 1 は第二のオペアンプ 1 1 a と第二のオペアンプ 1 1 a の出力端と反転入力端 (-) との間に接続された第二のコンデンサ 1 1 b とを有し、非反転入力端 (+) には第二の基準電圧 V_{r2} が印加される。第二の基準電圧 V

50

r_2 は電源電圧 V_b を二つの抵抗 R_4 、 R_5 によって分圧して取り出される。また、反転入力端 (-) は抵抗 R_6 によって接地される。

【 0 0 2 7 】

第二のコンデンサ $11b$ の両端にはスイッチ用の $FET 12$ のドレインとソースが接続され、そのゲートには図 5 A に示すような外部のパルス発生源 3 から出力されたパルスがインバータ 4 を介して入力される。パルス発生源 3 は、例えば、液晶表示装置等における映像信号の垂直同期信号源あるいは垂直同期信号に同期した同期信号源である。入力されるパルス P_i のパルス幅は繰り返し周期 T に対して小さく、デューティ比は比較的小さい。

【 0 0 2 8 】

他方の積分回路 (第三の積分回路) 15 も第三のオペアンプ $15a$ と第三のオペアンプ $15a$ の出力端と反転入力端 (-) との間に接続された第三のコンデンサ $15b$ とを有し、非反転入力端 (+) には同じく第二の基準電圧 V_{r2} が印加される。また、反転入力端 (-) は抵抗 R_7 を介して第三の基準電圧 V_{r3} が印加されている。第三の基準電圧 V_{r3} は第二の基準電圧 V_{r2} よりも低い。

第三のコンデンサ $15b$ の両端にはスイッチ用の $FET 16$ のドレインとソースが接続され、そのゲートには同じく入力パルス P_i が入力される。図示はしないが第二のオペアンプ $11a$ と第三のオペアンプ $15a$ には電源電圧 V_b が印加されている。

【 0 0 2 9 】

そして、入力パルス P_i の入力に同期して $FET 12$ 、 16 の各ドレインとソースとの間が導通して、第二のコンデンサ $11b$ と第三のコンデンサ $15b$ とに充電されていた電圧がそれぞれ $FET 12$ 、 16 を通じて放電され、第二のオペアンプ $11a$ の出力端の電圧と第三のオペアンプ $15a$ の出力端の電圧とは第二の基準電圧 V_{r2} まで低下し、その後第二のコンデンサ $11b$ と第三のコンデンサ $15b$ とに充電が開始されて第二のオペアンプ $11a$ の出力端の電圧と第三のオペアンプ $15a$ の出力端の電圧とは共に上昇する。従って、第二の積分回路 11 と第三の積分回路 15 とは、入力パルス P_i の入力に同期してリセットされると共にそれぞれ図 5 B に示すような第二の鋸歯状波電圧 E_2 と図 5 C に示すような第三の鋸歯状波電圧 E_3 とを同期して発生する。

【 0 0 3 0 】

ここで、第三のオペアンプ $15a$ の反転入力端 (-) には第三の基準電圧 V_{r3} が印加されているので、第二の鋸歯状波電圧 E_2 のピーク値 V_{p2} よりも第三の鋸歯状波電圧 E_3 のピーク値 V_{p3} が低くなる。

【 0 0 3 1 】

第二のオペアンプ $11a$ の出力端に現れる第二の鋸歯状波電圧 E_2 は比較回路 5 の非反転入力端 (+) に入力され、第三のオペアンプ $15a$ の出力端に現れる第三の鋸歯状波電圧 E_3 はピークホールド回路 6 の第四のオペアンプ $6a$ の非反転入力端 (+) に入力される。ピークホールド回路 6 における放電抵抗 $6e$ は図 1 におけるポテンショメータ $6d$ に相当するものであり、充電コンデンサ $6c$ に並列接続される。

【 0 0 3 2 】

そして、第四のオペアンプ $6a$ の出力端には第三の鋸歯状波電圧 E_3 に基づくほぼ同じ形の電圧が出力され、この電圧は第一のダイオード $6b$ を介して充電コンデンサ $6c$ に印加され、充電コンデンサ $6c$ に充電されて保持される。そして、充電コンデンサ $6c$ に充電される電圧は図 5 D に示すように徐々に上昇して一定の直流電圧 V_h となる。この直流電圧 V_h は第三の鋸歯状波電圧 E_3 のピーク値 V_{p3} に比例し、従って、第二の鋸歯状波電圧 E_2 のピーク値 V_{p2} にも比例する。直流電圧 V_h は第四のオペアンプ $6a$ の反転入力端 (-) に帰還される。

【 0 0 3 3 】

そして、充電コンデンサ $6c$ に保持される直流電圧 V_h がそのまま比較用基準電圧として比較回路 5 の反転入力端 (-) に入力される。なお、第三のオペアンプ $15a$ の反転入力端 (-) に印加する第三の基準電圧 V_{r3} を変化することによって第三の鋸歯状波電圧 E_3 のピーク値 V_{p3} が変わるので、充電コンデンサ $6c$ に保持される直流電圧 V_h を変え

ることができる。

【0034】

なお、放電抵抗6eも比較的大きな抵抗値(1M)を有するので、充電コンデンサ6cに保持されている直流電圧Vhよりも第二の鋸歯状波電圧E2が低い期間では放電抵抗6eを通じて放電されて若干の電圧低下を来すが、この様子は図5Dでは示していない。

【0035】

そして、比較回路5においては、第二の鋸歯状波電圧E2と直流電圧Vhとが比較され、図5Eに示すように、第二の鋸歯状波電圧E2が直流電圧Vhを越える期間だけ比較回路5からパルスPoが出力される。この出力パルスPoの幅Wpは、前述したように第三の基準電圧Vr3によって変えることができる。

10

この場合も、入力パルスPiの繰り返し周期Tが変わっても図3に示すように、それに比例して直流電圧Vhが変わるので、出力パルスPoの繰り返し周期に対するパルス幅Wpの割合、即ち、デューティ比は変化しない。

【0036】

図6は図1及び図4におけるピークホールド回路6の第一の変形例の構成である。図6において、充電コンデンサ6cと第四のオペアンプ6aの反転入力端(-)との間に放電抵抗6fが接続され、反転入力端(-)と出力端との間に第二の電流通流手段である第二のダイオード6gが接続される。

そして、充電コンデンサ6cに保持される直流電圧Vhが放電抵抗6fを介して反転入力端(-)に帰還され、放電抵抗6fと第二のダイオード6gを介して第四のオペアンプ6aの出力端に放電されるようになっている。直流電圧Vhはポテンシオメータ6dによって分圧された後または直接に比較回路5に入力される。

20

【0037】

この結果、放電時には第四のオペアンプ6aはイマジナリショート状態を保って飽和することがないので、入力パルスPiのくり返し周波数が高くなっても応答可能となり、出力パルスPoの繰り返し周期Tに対するパルス幅Wpの関係が変化せず、デューティ比の変化は来さない。

【0038】

図7はピークホールド回路6の第二の変形例であり、図7においては、図6における第一のダイオード6bおよび第二のダイオード6gの代わりにトランジスタを用いている。即ち、第四のオペアンプ6aの出力端は第一の電流通流手段であるNPNトランジスタ6hと第二の電流通流手段であるPNPトランジスタ6iとの各ベースに接続され、NPNトランジスタ6hのエミッタが充電コンデンサ6cに接続され、PNPトランジスタ6iのエミッタが第四のオペアンプ6aの反転入力端(-)に接続される。そして、NPNトランジスタ6hのエミッタとPNPトランジスタ6iのエミッタとの間に放電抵抗6fが接続される。そして、NPNトランジスタ6hのコレクタに電源電圧Vbが供給され、PNPトランジスタ6iのコレクタが接地される。

30

【0039】

この構成においても、充電コンデンサ6cにはNPNトランジスタ6hのベース・エミッタを通じて充電され、充電コンデンサ6cに保持された直流電圧Vhが放電抵抗6fを介して反転入力端(-)に帰還される。また、放電抵抗6fとPNPトランジスタ6iのエミッタ・ベースを通じて第四のオペアンプ6aの出力端に放電されるようになっている。直流電圧Vhは同様にポテンシオメータ6dによって分圧された後または直接に比較回路5に入力される。

40

【0040】

この場合も、同様に、放電時には第四のオペアンプ6aはイマジナリショート状態を保って飽和することがないので、入力パルスPiのくり返し周波数が高くなった場合でも良く応答して、繰り返し周期Tに対する出力パルスPoのパルス幅Wpの割合が変化せず、デューティ比の変化は来さない。

なお、図7に示す場合では充電コンデンサ6cに充電する電流は電源電圧Vbから供給さ

50

れるので、第四のオペアンプ 6 a の負担が軽くなり、より高いくり返し周波数まで応答する。

【 0 0 4 1 】

【 発明の効果 】

以上のように、本発明のパルス発生回路は、鋸歯状波発生手段は第二の積分回路と第三の積分回路とで構成し、第二の積分回路と第三の積分回路とをパルスで同時にリセットすると共に第二の積分回路から第二の鋸歯状波電圧、第三の積分回路から第二の鋸歯状波電圧のピーク値よりも低い第三の鋸歯状波電圧をそれぞれ同期して発生させ、直流電圧生成手段は第三の鋸歯状波電圧のピーク値を保持するピークホールド回路で構成し、第二の鋸歯状波電圧とピークホールド回路で保持した直流電圧とを比較回路に入力したことで、直流電圧は第二の鋸歯状波電圧のピーク値よりも低い範囲で比例するので、入力パルスの繰り返し周期が変化しても、出力パルスのデューティ比は変化しない。

10

【 0 0 4 8 】

また、本発明のパルス発生回路は、第二の積分回路は第二のオペアンプと第二のコンデンサとを有し、第二のオペアンプの反転入力端と出力端との間に第二のコンデンサを接続し、第三の積分回路は第三のオペアンプと第三のコンデンサとを有し、第三のオペアンプの反転入力端と出力端との間に前記第三のコンデンサを接続し、第二のオペアンプの非反転入力端と第三のオペアンプの非反転入力端とに第二の基準電圧を印加すると共に、第三のオペアンプの反転入力端に第三の基準電圧を印加し、第二のコンデンサ及び第三のコンデンサのそれぞれの充電電圧をパルスで放電することによって第二の積分回路と第三の積分回路とをリセットしたので、第二の積分回路と第三の積分回路とを同一のパッケージに納められた集積回路で構成可能となり、第二の鋸歯状波電圧と第三の鋸歯状波電圧との間の直線性等の特性が揃い、正確なパルス幅を有するパルスを生じさせることができる。

20

【 0 0 4 9 】

また、本発明のパルス発生回路は、直流電圧を第三の積分回路の非反転入力端に入力する第三の基準電圧によって変えられるようにしたので、デューティ比を変更できる。

【 0 0 5 0 】

また、本発明のパルス発生回路は、ピークホールド回路は第四のオペアンプと、第四のオペアンプの出力端の電圧を充電する充電コンデンサとを有し、第四のオペアンプの非反転入力端に第一の鋸歯状波電圧または第三の鋸歯状波電圧を入力し、第四のオペアンプの出力端の電圧を第一の電流通流手段によって充電コンデンサに供給し、充電コンデンサに充電された電圧を放電抵抗を介して第四のオペアンプの反転入力端に帰還すると共に放電抵抗と第二の電流通流手段によって第四のオペアンプの出力端に放電させるようにしたので、放電時には第四のオペアンプがイマジナリショート状態を保って飽和することがないので、入力パルスのくり返し周波数が高くなっても応答可能となり、出力パルスの周期に対するパルス幅の関係が変化せず、デューティ比の変化は来さない。

30

【 0 0 5 1 】

また、本発明のパルス発生回路は、第一の電流通流手段および第二の電流通流手段をダイオードで構成したのでピークホールド回路の構成は簡単になる。

【 0 0 5 2 】

また、本発明のパルス発生回路は、第四のオペアンプの出力端にベースが接続され、エミッタが充電コンデンサと放電抵抗の一端に接続された N P N トランジスタで第一の電流通流手段を構成し、第四のオペアンプの出力端にベースが接続され、エミッタが放電抵抗の他端と第四のオペアンプの反転入力端とに接続された P N P トランジスタで第二の電流通流手段を構成し、N P N トランジスタのコレクタと P N P トランジスタのコレクタとの間に電圧を供給したことで、充電コンデンサに充電する電流は電源電圧から供給されるので、第四のオペアンプの負担が軽くなり、より高いくり返し周波数まで応答する。

40

【 図面の簡単な説明 】

【 図 1 】 本発明のパルス発生回路の第一の実施の形態を示す構成図である。

【 図 2 】 本発明のパルス発生回路における第一の実施の形態の動作を説明するタイミング

50

チャートである。

【図3】本発明のパルス発生回路における入力パルスのくり返し周期の変化に対する直流電圧の変化を示す関係図である。

【図4】本発明のパルス発生回路の第二の実施の形態を示す構成図である。

【図5】本発明のパルス発生回路における第二の実施の形態の動作を説明するタイミングチャートである。

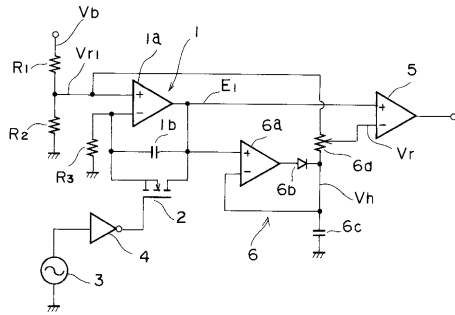
【図6】本発明のパルス発生回路の第一の変形例の構成図である。

【図7】本発明のパルス発生回路の第二の変形例の構成図である。

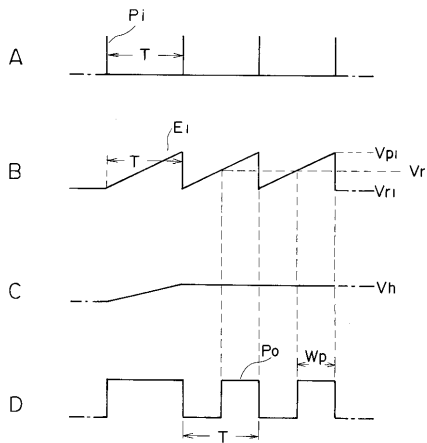
【符号の説明】

- | | | |
|--|------------------------|----|
| 1 | 第一の積分回路（鋸歯状波発生手段） | 10 |
| 1 a | 第一のオペアンプ | |
| 1 b | 第一のコンデンサ | |
| 2 | F E T | |
| 3 | パルス発生源 | |
| 4 | インバータ | |
| 5 | 比較回路 | |
| 6 | ピークホールド回路（直流電圧生成手段） | |
| 6 a | 第四のオペアンプ | |
| 6 b | 第一のダイオード（第一の電流通流手段） | |
| 6 c | 充電コンデンサ | 20 |
| 6 d | ポテンショメータ | |
| 6 e、6 f | 放電抵抗 | |
| 6 g | 第二のダイオード（第二の電流通流手段） | |
| 6 h | N P Nトランジスタ（第一の電流通流手段） | |
| 6 i | P N Pトランジスタ（第二の電流通流手段） | |
| 1 1 | 第二の積分回路（鋸歯状波発生手段） | |
| 1 1 a | 第二のオペアンプ | |
| 1 1 b | 第二のコンデンサ | |
| 1 2 | F E T | |
| 1 5 | 第三の積分回路（鋸歯状波発生手段） | 30 |
| 1 5 a | 第三のオペアンプ | |
| 1 5 b | 第三のコンデンサ | |
| 1 6 | F E T | |
| E 1 | 第一の鋸歯状波電圧 | |
| E 2 | 第二の鋸歯状波電圧 | |
| E 3 | 第三の鋸歯状波電圧 | |
| P i | 入力パルス | |
| P o | 出力パルス | |
| T | くり返し周期 | |
| V b | 電源電圧 | 40 |
| V h | 直流電圧 | |
| V r | 分圧電圧 | |
| V r ₁ | 第一の基準電圧 | |
| V r ₂ | 第二の基準電圧 | |
| V r ₃ | 第三の基準電圧 | |
| V p ₁ 、V p ₂ 、V p ₃ | ピーク値 | |
| W p | パルス幅 | |

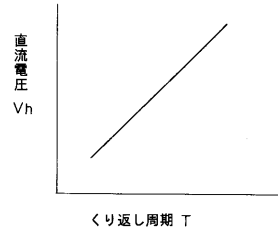
【 図 1 】



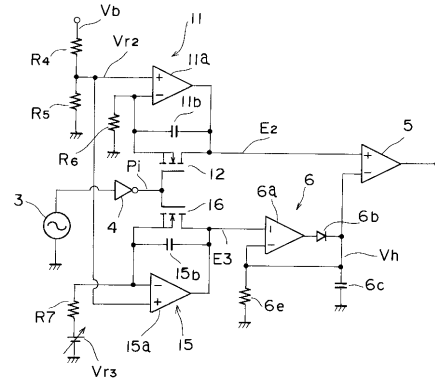
【 図 2 】



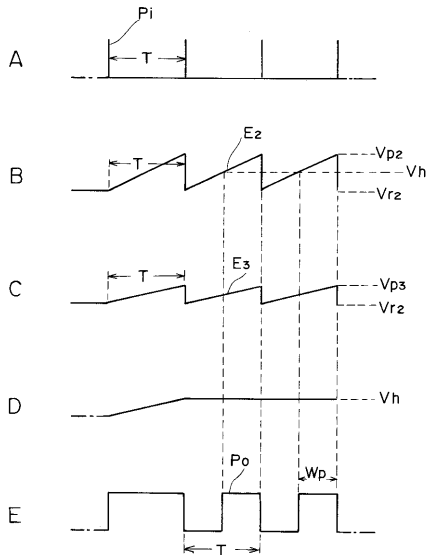
【 図 3 】



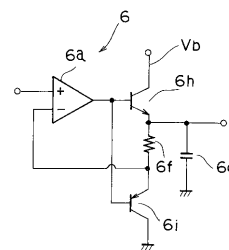
【 図 4 】



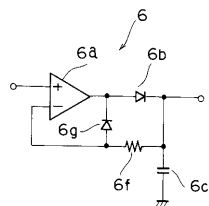
【 図 5 】



【 図 7 】



【 図 6 】



フロントページの続き

(58)調査した分野(Int.Cl.⁷, DB名)

H03K 3/0231