



ORSZÁGOS
TALÁLMÁNYI
HIVATAL

Bejelentés napja: 1973. VI. 15.

(SI—1324)

Elsőbbsége: 1972. XI. 10. (31505 A/72) Olaszország

Közzététel napja: 1981 IV. 28.

Megjelent: 1983. II. 28.

Nemzetközi osztályozás:

H 03 B 3/04

Feltaláló:

Cottatellucci Ezio, villamosmérnök, Milano,
Olaszország

Szabadalmas:

Societa' Italiana
Telecomunicazioni Siemens
S.p.A. Milano
Olaszország

Berendezés szabadonfutó és/vagy frekvenciamodulált oszcillátor frekvenciájának referencia oszcillátor frekvenciájához képest történő stabilizálására

1

2

A találmány tárgya berendezés szabadonfutó és/vagy frekvenciamodulált oszcillátor frekvenciájának referencia oszcillátor frekvenciájához képest történő stabilizálására.

A frekvenciamodulált oszcillátorok saját frekvenciastabilitása a gyakorlatban előforduló esetek legnagyobb részénél még az erre irányuló legmegfelelőbb műszaki intézkedések betartása esetén sem éri el a megkívánt értéket, ezért automatikus frekvencia szabályozásra van szükség.

Ebből a célból ismertek olyan berendezések, amelyekben frekvencia szabályozó áramkörök vannak, és ezek referencia frekvenciaként a stabilizálandó oszcillátorok névleges frekvenciájára hangolt diszkriminátor nullfrekvenciáját alkalmazzák.

Ezen berendezések frekvenciaingadozása főleg a diszkriminátorok nullponti frekvenciastabilitásától függ, és ez az érték 0-tól 50 °C-os hőmérséklettartományban 10^{-3} nagyságrendben van.

Ismertek olyan egyéb áramkörök is, amelyekben a diszkriminátor relatív frekvenciaingadozása által okozott hatás csökkentése céljából a stabilizálandó oszcillátor jelét kvarcestabilitású transzponáló jel segítségével alacsonyabb frekvenciartományba transzponálták.

Ezekben az áramkörökben a stabilizálandó oszcillátornak a diszkriminátor instabilitásából származó frekvenciaingadozása majdnem két nagyságrenddel csökkenthető volt, és nagysága megközelítette a $2 \cdot 10^{-5}$ értéket.

Ismert olyan transzponálási eljárás is, amelynél a kvarcestabilizált jelet két konverterhez vezették, amelyek közül az elsőhöz 0 fázisú, a másodikhöz pedig 90°-os fázis-

sú referencia jelet vezettek, és így a frekvencia pozitív és negatív ingadozását meg tudták egymástól különböztetni.

Ezen elvből kiindulva létrehoztak már nulla frekvenciás diszkriminátort tartalmazó frekvenciaszabályozó berendezést is. Az ilyen berendezésnél a diszkriminátor ingadozásmentessége következtében elvileg ingadozásmentes frekvenciát lehetett elérni.

A konverterekhez kapcsolt erősítők alsó határfrekvenciájából származó gyakorlati korlátok következtében azonban az ilyen áramkörök frekvenciahibája még mindig 1000 Hz nagyságrendű volt.

A frekvenciadiszkriminátor áramkör kialakítása emellett meglehetősen kritikus volt, mivel analóg módszereken alapult és szorosan függött a két felerősített jel fázisától és amplitúdójától is.

Célunk a találmánnyal olyan nullfrekvenciás diszkriminátor létrehozása, amelynél a fenti hátrányos tulajdonságok nem jelentkeznek.

A találmány szerinti célunkat úgy érjük el, hogy első konvertert alkalmazunk, amelyhez első erősítőt és négyszögesítőt kapcsolunk, továbbá ezzel analóg módon alkalmazunk még második konvertert is, amelyhez második erősítőt és második négyszögesítőt kapcsolunk.

A két négyszögesítő egyikének a kimenetén megjelenő négyszögjellet és ennek inverz négyszögjellet kapuzó impulzusként használjuk fel, mégpedig egyrészt a másik négyszögesítő impulzusszámolásának megfelelő tüimpulzusoknak egy impulzusszámláló frekvenciamérőhöz vezetésénél, ha a referenciafrekvencia a szabályozandó oszcillátor frekvenciájánál nagyobb, továbbá amikor a tüimpulzus-

kat másik impulzusszámlálós frekvenciamérőhöz vezetjük, ha a referencia oszcillátor frekvenciája a szabályozandó oszcillátor frekvenciájánál kisebb. A két frekvenciamérő kimenő feszültségei átlagértékeinek a különbségéből a szabályozandó oszcillátor frekvenciáját szabályozó feszültséget képezzük.

A találmányt a továbbiakban a rajz alapján ismertetjük részletesebben, amelyen a találmány egy példakénti kiviteli alakját tüntettük fel. A rajzon az

1. ábra a találmány szerinti berendezés egy kiviteli alakjának a tömbvázlata, a

2. ábra az 1. ábra szerinti tömbvázlat jellegzetes pontjain lévő jelek időbeli lefutása, a

3. ábra pedig a diszkriminátorkarakterisztika.

Az 1. ábrán a találmány szerinti frekvenciaszabályozó berendezés tömbvázlatát tüntettük fel.

Az O_1 oszcillátor nagy stabilitású f_R referencifrekvenciát hoz létre, és kialakítható például kvarcvezérlésű oszcillátorként is.

Az O_1 oszcillátorból kijövő feszültséget megfelelő fázisbeállító szervekkel C_1 és C_2 konverterekhez vezetjük, és a C_2 konverterhez jutó feszültséget a C_1 konverterhez jutó feszültséghez képest 90° -kal késleltetjük. A szabályozott O_2 oszcillátor f_S frekvenciájú jelét azonos fázisban a két konverterhez vezetjük és a konverterekben az f_S frekvenciájú jelet az O_1 oszcillátorból származó jelekkel transzponáljuk.

Az O_2 oszcillátorban a rezgési frekvenciát szabályozó szerv, például varaktor dióda van, és az oszcillátort alapsávú jellel frekvenciamodulálhatjuk is (a moduláló jelet a szaggatott vonallal jelölt bemeneten vezetjük az oszcillátorhoz).

A C_1 és C_2 konverterek kimenő feszültségét F_1 illetve F_2 szűrőkben szűrjük, hogy ezáltal az összes $f_R - f_S$ különbségi frekvenciától eltérő frekvenciájú összetevőt kiszűrjük, majd a jeleket A_1 és A_2 erősítőkkel erősítjük és SQ_1 , SQ_2 négyszögesítőkhöz vezetjük.

A konverterek elméletéből következik (mivel mindkét jelszáltna átfutási ideje azonos), hogy az SQ_2 négyszögesítő kimeneti V_2 feszültsége 90° -os fáziskésésben van az SQ_1 négyszögesítő kimenet V_1 feszültségéhez képest, ha $f_R > f_S$ vagy $f_R < f_S$.

A fázisviszonyokat a 2. ábrán ábrázoltuk, amelyen az SQ_2 négyszögesítő kimenőfeszültségének négyszög alakja van, és ezt a feszültséget az SQ_1 négyszögesítő V_1 feszültséghez képest helyes fázisban ábrázoltuk, és ezt a feszültséget V_2 feszültséggel jelöltük, amikor $f_R > f_S$ és V_2 feszültséggel jelöltük, amikor $f_R < f_S$.

A 2. ábrán a V_1 feszültség mellett feltüntetjük a V_1 feszültséggel ellentétes polaritású $\bar{V}_1$ feszültséget is, amelyre a továbbiakban még szükségünk lesz. Előnyösnek bizonyul, ha az SQ_1 és az SQ_2 négyszögesítőket gyors regenerációs képességű áramköröknek képezzük ki, és így a négyszög alakú V_1 és a V_2 feszültségek felfutási ideje független lesz a négyszögfeszültség frekvenciájától.

Az SQ_2 négyszögesítőből kijövő négyszögfeszültséget D differenciáló áramkörrel differenciáljuk, hogy a felfutásnak megfelelő pozitív tüimpulzusokat és a lefutásnak megfelelő negatív tüimpulzusokat kapjunk, és a negatív tüimpulzusokat TS vágóáramkörrel levágjuk, és a TS vágóáramkör kimenetén így csak pozitív impulzusorozat jelenik meg. A 2. ábrán feltüntetjük ezt a pozitív impulzusorozatot is, hogy a V_1 feszültséghez képesti fázis helyzetét megmutassuk. Ezeket az impulzusokat I_2 impulzusként je-

löltük, amikor $f_R < f_S$ és I_2' impulzussal jelöltük, amikor $f_R > f_S$.

Az I_2 impulzusokat $GATE_1$ ÉS kapuhoz vezetjük, amelynek nyitott vagy zárt állapotát a V_1 feszültség „1”-es vagy „0”-ás állapota határozza meg. Az I_2 impulzusokat ezzel egyidejűleg egy másik $GATE_2$ ÉS kapuhoz is elvezetjük, amelynek nyitott vagy zárt állapotát a V_1 feszültség inverz $\bar{V}_1$ feszültségének az „1”-es vagy „0”-ás állapota határozza meg.

Amennyiben $f_R < f_S$, a $GATE_1$ ÉS kapu kimenetén mindig 0 feszültséget kapunk, miközben a $GATE_2$ ÉS kapu kimenetén az I_2 impulzusok sorozatát kapjuk. Ennek fordítottjaként pedig, ha $f_R > f_S$, a $GATE_1$ ÉS kapu kimenetén az I_2 impulzusok sorozatát kapjuk és a $GATE_2$ ÉS kapu kimenetén állandó 0 feszültség lesz. Az I_2' és az I_2 impulzusok monostabil MV_1 és MV_2 multivibrátorokat vezérelnek és ennek következtében ha $f_R < f_S$, az MV_1 multivibrátor kimenetén állandóan 0 feszültséget kapunk, amint azt a 2. ábrán a Q_1 jel alakjánál is feltüntetjük, miközben az MV_2 multivibrátor kimenetén olyan négyszög alakú Q_2 jeleket kapunk, amelynek τ impulzustartama és T periódusideje van, amelynél $T = \frac{1}{f_S - f_R}$. fordított esetben pedig,

amikor $f_R > f_S$, az MV_1 multivibrátor kimenetén Q_1' jeleket kapunk, amelynek τ impulzustartama és T periódusideje van és $T = \frac{1}{f_R - f_S}$, miközben az MV_2 multivibrátor kime-

netén állandó 0 feszültséget kapunk, és ezt a 2. ábrán Q_2' jellel jelöltük.

Amennyiben az MV_1 és MV_2 multivibrátorok kimenetéhez megfelelő aluláteresztő F_3 és F_4 szűrőt kapcsolunk, hogy ezáltal megkapjuk az MV_1 és MV_2 multivibrátorok kimenőfeszültségeinek az átlagértékeit, és az F_3 és F_4 szűrők kimenetéhez AD differenciálerősítőt kapcsolunk, az AD differenciálerősítő kimenetén olyan szabályozó V_C feszültség jelenik meg, amely a következő különbségnek felel meg:

V_C feszültség = Q_1 jel átlagértéke — Q_2 jel átlagértéke vagy Q_1' jel átlagértéke — Q_2' jel átlagértéke.

Ezt a feszültséget, amely az $f_R - f_S$ frekvencia különbségtől függ, a 3. ábrán tüntettük fel. Láthatjuk, hogy a feszültség lefutása

$|f_R - f_S| < \frac{1}{\tau}$ esetében ideális diszkriminátornak felel meg,

$|f_R - f_S| > \frac{1}{\tau}$ esetben pedig fűrészfog alakja van.

Ahhoz, hogy az O_2 oszcillátor frekvenciájának középértékét a referencia oszcillátor frekvenciájához képest állandó értéken tartsuk, csupán annyit kell tennünk, hogy az így kapott V_C feszültséget szabályozó feszültségként az O_2 oszcillátorhoz visszavezessük.

Az MV_1 monostabil multivibrátor által szolgáltatott nagy amplitúdójú feszültség következtében a gyakorlatban sokszor nincs szükség az AD differenciálerősítőkre sem, és a frekvenciaszabályozás biztosításához elegendő az első frekvenciamérő kimenő jelét (az MV_1 multivibrátor az F_3 szűrővel ugyanis impulzusszámlálós frekvenciamérőnek is tekinthető) olyan ponthoz vezetni, amely a szabályozott O_2 oszcillátor frekvenciáját növeli, és ezzel egyidejűleg a második frekvenciamérő kimenetét olyan ponthoz kell kapcsolni, amely a szabályozott O_2 oszcillátor frekvenciáját csökkenti. Ezek a pontok például megfelelően előfeszített kapacitásdióda katód- és anódkivezetései is lehetnek.

A találmány szerinti berendezésnek az egyéb ismert

nullfrekvenciás diszkriminátor berendezésekhez képest a következő előnyei vannak:

1. mivel a berendezés digitális technikán alapul, működése az analóg berendezéseknél egyszerűbb és biztosabb;

2. érzéketlen a két jelfeldolgozó vonal közötti fáziskésési különbségekre, amennyiben ezek a különbségek 90° -nál kisebbek;

3. működőképes marad az $f_R - f_S$ különbségi frekvencia szélsőségesen alacsony értékeinél is, ami az F_1 szűrőből, A_1 erősítőtől és SQ_1 négyszögesítőből kialakított vonal és az F_2 szűrőből, A_2 erősítőtől és SQ_2 négyszögesítőből kialakított vonal egyszerű kialakítása következtében érhető el, mivel ezek a fokozatok egymással egyenáramúlag is csatlakozhatnak.

Szabadalmi igénypontok

1. Berendezés szabadonfutó és/vagy frekvenciamodulált oszcillátor rezgési frekvenciájának szabályozására, amely a szabadonfutó oszcillátor frekvenciáját adott állandó referencia frekvenciához képest stabilizálja, és a berendezésben szabályozó hurok áramkör van, amely két konvertert tartalmaz, és a konverterek bemeneteihez a két frekvencia egyike, előnyösen a referenciafrekvencia 90° -os fáziseltolással csatlakozik, a konverterek további bemeneteihez pedig a szabályozandó oszcillátor frekvenciája azonos fázisban csatlakozik, azzal jellemezve, hogy az első konverter (C_1) sorosan kapcsolódik egy első szűrővel (F_1), egy első négyszögesítővel (SQ_1), egy első kapuáramkörrel, előnyö-

sen $\bar{E}S$ kapuval ($GATE_1$) és egy első impulzusszámláló frekvenciamérővel, és a második konverter (C_2) kimenete sorosan kapcsolódik egy második szűrővel (F_2), egy második négyszögesítővel (SQ_2), egy differenciáló áramkörrel (D), egy a negatív impulzusokat letiltó vágóáramkörrel (TS), egy második kapuáramkörrel, előnyösen $\bar{E}S$ kapuval ($GATE_2$), és egy második impulzusszámláló frekvenciamérővel, és az első és második impulzusszámláló frekvenciamérők egy differenciálerősítő (AD) bemeneteihez csatlakoznak, a differenciálerősítő kimenete a szabályozandó oszcillátor (O_2) szabályozó bemenetéhez van kapcsolva, és az első kapuáramkör második bemenete a vágóáramkör (TS) kimenetével van összekötve, és a második kapuáramkör második bemenete az első négyszögesítő (SQ_1) inverzálló kimenetéhez kapcsolódik.

2. Az 1. igénypontok szerinti berendezés kiviteli alakja, azzal jellemezve, hogy regeneráló típusú négyszögesítői (SQ_1 , SQ_2) vannak.

3. Az 1. igénypont szerinti berendezés kiviteli alakja, azzal jellemezve, hogy az első illetve a második konverter (C_1 ill. C_2), valamint az első illetve második négyszögesítő (SQ_1 ill. SQ_2) között egy-egy erősítő (A_1 , A_2) van közébtartva.

4. Az 1—3. igénypontok bármelyike szerinti berendezés kiviteli alakja, azzal jellemezve, hogy kiegyenlített konverterei (C_1 , C_2) vannak, és az erősítők (A_1 , A_2), valamint a négyszögesítők (SQ_1 , SQ_2) és a konverterek (C_1 , C_2) között egyenáramú csatlakozás van.

3 rajz, 3 ábra

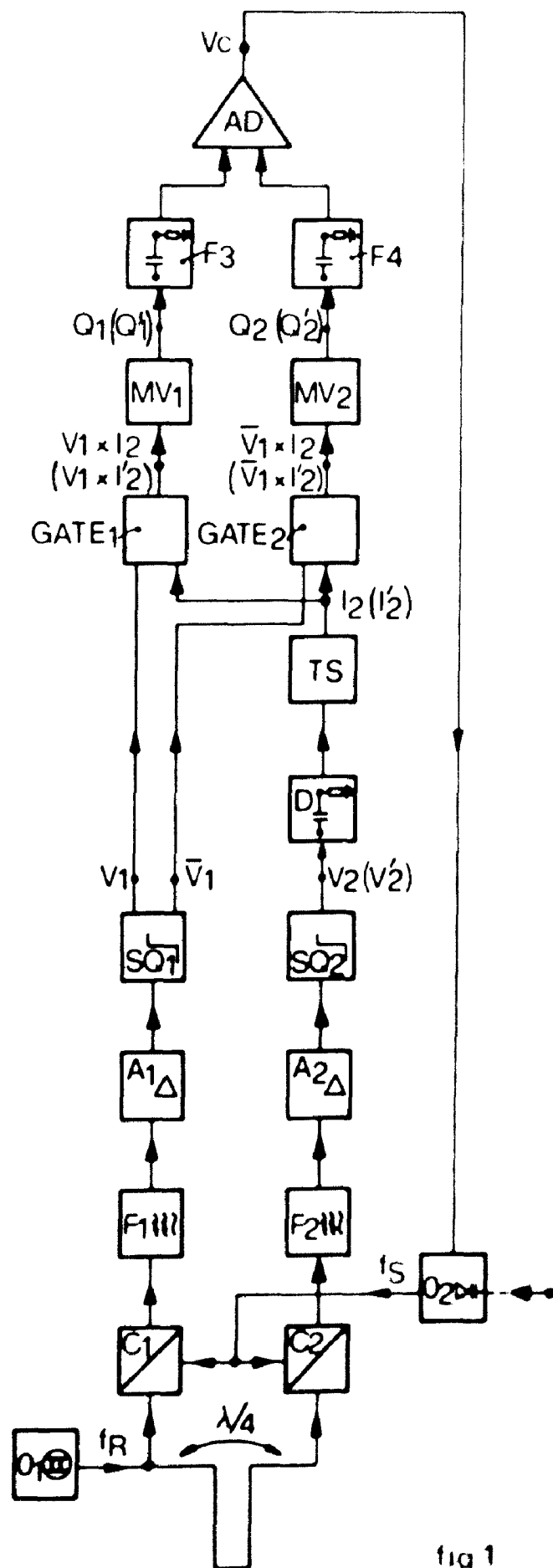


fig 1

FIGURE 1
BLOCK DIAGRAM OF THE SYSTEM

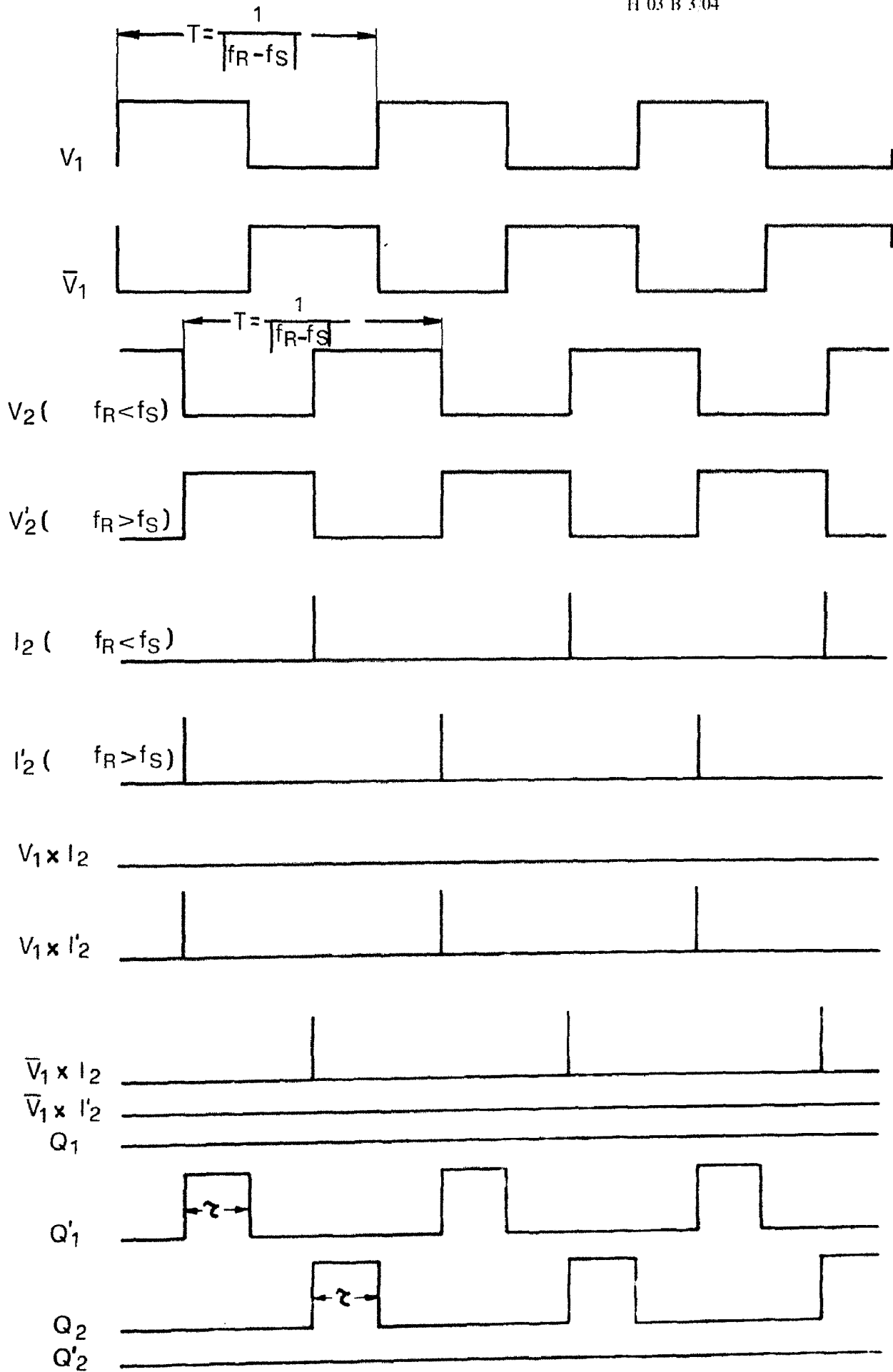


Fig. 2

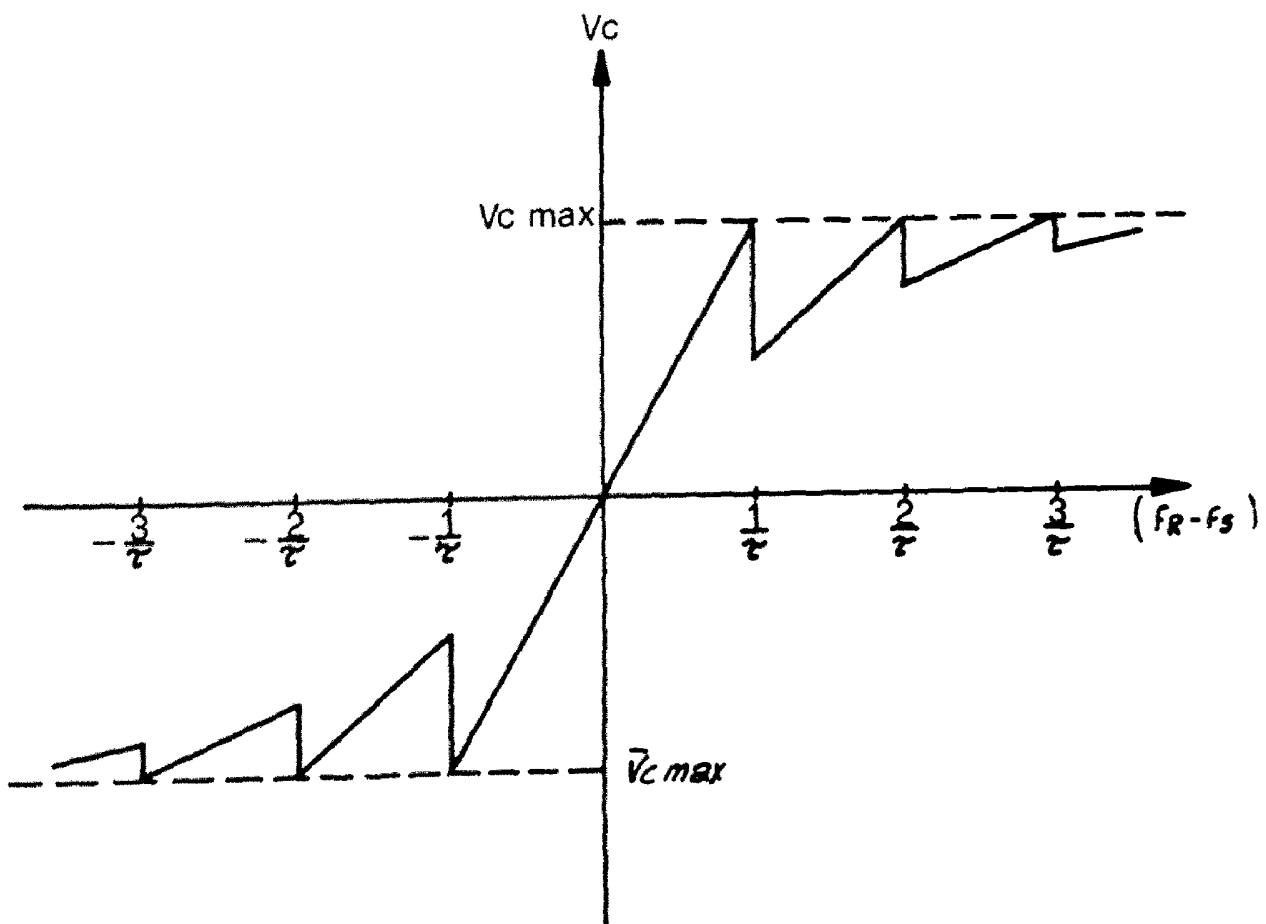


FIG.3