



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 10 2004 018 355 A1** 2005.11.10

(12)

Offenlegungsschrift

(21) Aktenzeichen: **10 2004 018 355.4**

(22) Anmeldetag: **15.04.2004**

(43) Offenlegungstag: **10.11.2005**

(51) Int Cl.7: **H03F 1/30**

H03F 3/45, H03F 3/68, H03F 3/72

(71) Anmelder:

Infineon Technologies AG, 81669 München, DE

(74) Vertreter:

**Epping Hermann Fischer,
Patentanwalts-gesellschaft mbH, 80339 München**

(72) Erfinder:

**Stevanovic, Nenad, Dr.-Ing., 44795 Bochum, DE;
Oehm, Jürgen, Dr.-Ing., 40885 Ratingen, DE**

(56) Für die Beurteilung der Patentfähigkeit in Betracht
gezogene Druckschriften:

US 55 30 404 A

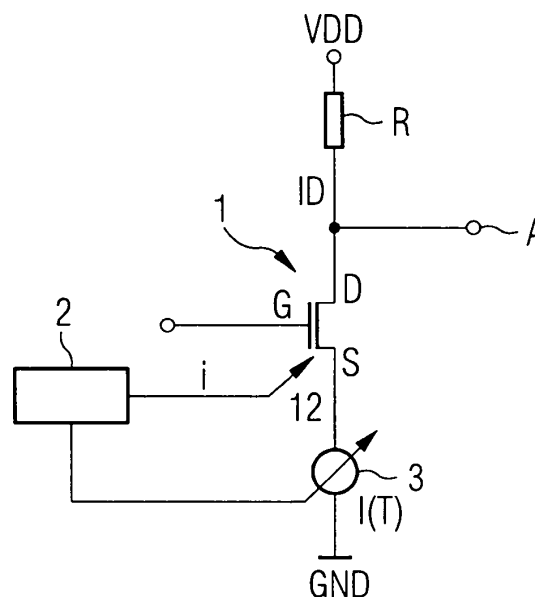
EP 10 67 679 A2

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

Prüfungsantrag gemäß § 44 PatG ist gestellt.

(54) Bezeichnung: **Verstärkungsschaltung, ihre Verwendung und Verfahren zur Temperaturkompensation des Großsignalübertragungsverhaltens von Transistoren**

(57) Zusammenfassung: Es ist eine Schaltungsanordnung mit Temperaturkompensation angegeben, die eine zur Abgabe eines temperaturabhängigen Stroms ausgebildete Stromquelle (3) umfasst. Eine in zumindest einem Geometrieparameter veränderbare steuerbare Strecke (1) ist mit einem ersten Anschluss (S) an die Stromquelle (3) und mit einem zweiten Anschluss (D) an ein Potential (VDD) angeschlossen. Die steuerbare Strecke (1) weist einen Einstellanschluss (12) zur Veränderung des zumindest einen Geometrieparameters auf. Weiterhin ist eine Steuerschaltung (2) vorgesehen, die zu einer Abgabe eines Einstellsignals (i) an den Einstellanschluss (12) zur Einstellung des Geometrieparameters der steuerbaren Strecke (1) aus einem von einer Temperatur abgeleiteten Signal ausgebildet ist. Elektrische Parameter der steuerbaren Strecke werden so durch Änderung des Versorgungsstroms als auch über die Änderung des Geometrieparameters über einen weiten Temperaturbereich konstant gehalten, so dass die effektive Gatespannung sich nur geringfügig ändert.



Beschreibung

[0001] Die Erfindung betrifft eine Verstärkungsschaltung. Die Erfindung betrifft weiterhin ein Verfahren zur Kompensation eines temperaturabhängigen dynamischen Großsignalübertragungsverhaltens von analogen Feldeffekttransistorschaltungen.

Stand der Technik

[0002] In modernen integrierten Schaltungen werden Feldeffekttransistoren realisiert, deren Strukturgröße, z.B. die Gatelänge kleiner als $0,3 \mu\text{m}$ ist. Die in diesen Strukturgrößen implementierten Schaltungen eignen sich insbesondere für die Signalverarbeitung von Signalen, deren Frequenz im GHz-Bereich liegt. Beispielsweise werden Verstärker aber auch Stromspiegel und andere aktive Schaltungen mit Feldeffekttransistoren in diesen Strukturgrößen ausgebildet.

[0003] Weiterhin besteht der Wunsch bei der drahtlosen Kommunikation, deren nutzbare Frequenzbänder meist beschränkt sind, höherwertige Modulationsverfahren einzusetzen. Dadurch sind trotz des kleinen zur Verfügung stehenden Frequenzbereichs größere Datenübertragungsraten möglich. Als höherwertige Modulationsverfahren werden QPSK- (Quadraturphasenumtastung), QAM- (Quadraturamplitudenmodulation) und OFDM- (orthogonal frequency division multiplex) Verfahren bezeichnet. Diese Modulationsverfahren sind jedoch besonders phasen- und amplitudensensitiv. Daher ergibt sich gerade bei Verstärkern das Problem einer Amplituden- oder Phasenverzerrung auf Grund eines nicht linearen Übertragungsverhaltens des Verstärkers. Ein solches nicht lineares Übertragungsverhalten ist vor allem durch das dynamische Großsignalübertragungsverhalten der analogen Feldeffekttransistorschaltungen bedingt. Zur Verbesserung der Linearität, insbesondere auch im Bereich des Großsignalübertragungsverhaltens, werden üblicherweise mit der Temperatur ansteigende Versorgungsströme, sogenannte PTAT-Stromquellen (PTAT = proportional to absolute temperature), verwendet. Dabei muss jedoch berücksichtigt werden, dass die Transistorelemente selbst eine starke Temperaturabhängigkeit aufweisen. Während nun einige der für die Linearität wichtigen Parameter der Transistorschaltung mit Hilfe eines ansteigenden Versorgungsstroms in einem Temperaturbereich konstant gehalten wird, erhöht sich gleichzeitig der Spannungsabfall über den Steueranschluss (Gate) und den Quellenanschluss.

[0004] Bei sehr kleinen Versorgungsspannungen des Transistors zwischen Quellen- und Senkenanschluss führt dies zu einer Verschiebung des Betriebes aus dem gewünschten Sättigungsbereich in einen Ohm'schen Bereich. Dadurch wird die Steilheit und damit auch die Verstärkung, die Transitfrequenz, die Dynamik und die Linearität der Transistorschaltung stark beeinflusst.

Aufgabenstellung

[0005] Aufgabe der Erfindung ist es daher, eine Schaltungsanordnung vorzusehen, deren aus dem Großsignalverhalten resultierenden elektrischen Größen über einen weiten Temperaturbereich möglichst konstant gehalten werden. Weiterhin ist es Aufgabe der Erfindung, ein Verfahren zur Kompensation des temperaturabhängigen Großsignalübertragungsverhaltens vorzusehen.

[0006] Diese Aufgaben werden mit den Gegenständen der nebengeordneten Patentansprüche 1 und 11 gelöst.

[0007] Darin ist eine Schaltungsanordnung zur Signalverarbeitung vorgesehen, welche eine temperaturabhängigen Strom liefernde Stromquelle umfasst. Eine steuerbare Strecke ist mit einem ersten Anschluss an die Stromquelle und mit einem zweiten Anschluss an ein Potential angeschlossen. Die steuerbare Strecke weist einen Steueranschluss zur Steuerung auf sowie einen Einstellanschluss zur Veränderung eines Geometrieparameters der steuerbaren Strecke. Die steuerbare Strecke ist dabei durch ein Netzwerk seriell und parallel schaltbarer Teiltransistoren gebildet, die jeweils durch eine Kanallänge und eine Kanalweite charakterisiert sind. In jedem Zustand enthält das Netzwerk so eine Zahl zustandsabhängig miteinander verbundener und nicht verbundener Teiltransistoren. Diesem Zustand ist zumindest ein Geometrieparameter zugeordnet, der eine effektive Kanalweite bzw. effektive Kanallänge charakterisiert. Somit weist die steuerbare Strecke eine Anzahl einstellbarer Zustände auf, denen jeweils ein Geometrieparameter zugeordnet ist.

[0008] Weiterhin umfasst die Schaltungsanordnung eine Steuerschaltung. Diese ist zu einer Abgabe eines Einstellsignals an den Einstellanschluss der steuerbaren Strecke zur Einstellung des Geometrieparameters aus einem von der Temperatur abgeleiteten Signal ausgebildet.

[0009] Bezüglich des Verfahrens wird die Aufgabe gelöst durch ein Verfahren zur Temperaturkompensation eines Großsignalübertragungsverhaltens einer Transistoranordnung mit den Schritten:

- Bereitstellen einer Transistoranordnung mit zumindest einem einstellbaren Geometrieparameter;
- Messen einer Temperatur und Bereitstellen eines aus der Temperatur abgeleiteten Einstellsignals;
- Anlegen eines temperaturabhängigen Versorgungsstroms an die Transistoranordnung;
- und steuern des zumindest einen einstellbaren Geometrieparameters in Abhängigkeit des Einstellsignals oder des Versorgungsstroms.

[0010] Gemäß dem vorgeschlagenen Prinzip wird dabei eine Temperaturkompensation nicht alleine über eine Veränderung des Geometrieparameters der steuerbaren Strecke bzw. der Transistoranordnung durchgeführt, sondern durch eine gleichzeitige Veränderung des Versorgungsstroms und Änderung des Geometrieparameters. Eine Änderung des Geometrieparameters ergibt sich durch eine Änderung des Verschaltungszustandes der Transistoranordnung bzw. der steuerbaren Strecke. Eine Temperaturkompensation des Großsignalübertragungsverhaltens durch eine alleinige Veränderung des Versorgungsstroms ist bei relativ großen Versorgungsspannungen ausreichend. Bei kleiner werdenden Versorgungsspannungen verursacht jedoch ein mit der Temperatur ansteigender Strom eine Verschiebung des Arbeitspunktes der Transistoranordnung in den Ohm'schen Bereich und damit eine Veränderung der elektrischen Parameter. Eine Temperaturkompensation durch Veränderung geometrischer Parameter der steuerbaren Strecke bzw. des Transistors kann jedoch ebenso eine starke Änderung der Eingangsimpedanz der vorliegenden Strecke bzw. des Transistors verursachen. Dadurch wird auch die Funktionalität der steuerbaren Strecke vorgeschalteter Anordnungen beeinträchtigt. Erfindungsgemäß werden in der Schaltungsanordnung sowie dem Verfahren beide Ansätze miteinander kombiniert, so dass die resultierenden Nachteile minimiert sind.

[0011] Dadurch ergibt sich der wesentliche Vorteil, dass sowohl kleine Versorgungsspannungen zur Versorgung der Schaltungsanordnung eingesetzt werden können als auch die Erhöhung des Strombedarfs bei steigender Temperatur sowie eine Impedanzänderung bei einer Veränderung eines geometrischen Parameters jedoch moderat und ohne nachteilhafte Auswirkungen bleibt. Bevorzugt ist für die Ermittlung der Temperatur bzw. einer Temperaturänderung eine Temperaturmessvorrichtung vorgesehen, die zumindest mit der Steuerung verbunden ist. In einer weiteren Ausführungsform ist die Temperaturmessvorrichtung ebenso mit der Stromquelle gekoppelt, die abhängig von dem Messergebnis der Temperaturmessvorrichtung einen temperaturabhängigen Strom liefert.

[0012] In einer zweckmäßigen Ausgestaltung ist die steuerbare Strecke als ein unipolarer Transistor ausgebildet, dessen Gate-Anschluss den Steueranschluss bildet und dessen Kanalbereich in seiner Weite oder in seiner Länge abhängig von einem Signal am Einstellanschluss einstellbar ist. Zweckmäßigerweise ist der unipolare Transistor als Feldeffekttransistor oder als Metall-Isolator-Halbleitertransistor ausgebildet. Mit der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung sowie dem Verfahren können daher sowohl der Versorgungsstrom sowie die Kanallänge und/oder die Kanalweite des Transistors so verändert werden, dass den Transistor charakterisierende Kenngrößen wie Steilheit, Transitfrequenz, Dynamik bzw. Linearität über einen weiten Temperaturbereich konstant oder weitgehend konstant bleiben.

[0013] In einer zweckmäßigen Ausgestaltung umfasst die steuerbare Strecke, und bevorzugt auch ein die steuerbare Strecke bildender Transistor, zur Veränderung ihrer geometrischen Parameter einen ersten Teiltransistor und einen zumindest über eine Schaltvorrichtung parallel und/oder seriell zu dem ersten Teiltransistor schaltbaren zweiten Teiltransistor. Die Schaltvorrichtung ist dabei mit dem Einstellanschluss der steuerbaren Strecke gekoppelt. In dieser Ausgestaltungsform stellt der einstellbare Geometrieparameter der steuerbaren Strecke die Kanallänge bzw. die Kanalweite dar. Die effektive Kanallänge der Strecke bzw. des Transistors kann durch zusätzliche, seriell schaltbare Teiltransistoren verändert werden. In gleicher Weise ist eine effektive Kanalweite durch zusätzliche parallel schaltbare Teiltransistoren veränderbar. Zweckmäßigerweise wird die Schaltvorrichtung dabei als Feldeffekttransistor ausgebildet.

[0014] In einer anderen Ausbildung der Erfindung ist die Schaltvorrichtung als ein Kaskode wirkender Feldeffekttransistor ausgebildet. Dies ermöglicht eine optimale Ausnutzung des verfügbaren Spannungsbereichs für den Sättigungsbetrieb. Umladungseffekte werden dadurch verringert.

[0015] Zur Erzeugung eines temperaturabhängigen Stroms ist bevorzugt eine Stromquelle zur Abgabe eines zur absoluten Temperatur proportionalen Stroms vorgesehen. Eine solche Stromquelle ist selbstregelnd. Eine Regelung zur Stromabgabe kann aber auch durch die Temperaturmessvorrichtung erfolgen. Dabei ist die Stromquelle nicht auf die Abgabe eines zur Temperatur proportionalen Stroms beschränkt. Vielmehr kann eine beliebige Abhängigkeit des Stroms von der Temperatur vorgegeben sein.

[0016] Weitere vorteilhafte Ausgestaltungsformen sind Gegenstand der Unteransprüche.

Ausführungsbeispiel

[0017] Im folgenden wird die Erfindung anhand von Ausführungsbeispielen unter Bezugnahme auf die Zeichnungen im Detail erläutert. Es zeigen:

[0018] [Fig. 1](#) ein erstes Ausführungsbeispiel der Erfindung mit einem Feldeffekttransistor als steuerbaren Strecke,

[0019] [Fig. 2](#) ein zweites Ausführungsbeispiel der Erfindung, die in einem Differenzverstärker eingesetzt wird,

[0020] [Fig. 3](#) ein drittes Ausführungsbeispiel der Erfindung, ebenso in einem Differenzverstärker eingesetzt,

[0021] [Fig. 4](#) ein Ausführungsbeispiel eines Transistors mit digital einstellbarer Kanalweite, sowie dessen Ersatzschaltbild,

[0022] [Fig. 5](#) ein zweites Ausführungsbeispiel eines Transistors mit digital einstellbarer Kanalweite, sowie dessen Ersatzschaltbild,

[0023] [Fig. 6](#) ein Ausführungsbeispiel eines Transistors mit digital einstellbarer Kanallänge, sowie dessen Ersatzschaltbild

[0024] [Fig. 7](#) ein Ausführungsbeispiel eines Kaskodetransistors mit digital einstellbarer Kanalweite sowie dessen Ersatzschaltbild,

[0025] [Fig. 8](#) ein Ausführungsbeispiel einer Stromquelle zur Abgabe eines zur Temperatur proportionalen Stromsignals,

[0026] [Fig. 9](#) ein Spannungs-Strom-Diagramm einer Differenzverstärkerstufe.

[0027] [Fig. 1](#) zeigt anhand eines schematischen Schaltplans ein Ausführungsbeispiel einer Schaltungsanordnung zur Signalverarbeitung mit einer Temperaturkompensation. Die Schaltungsanordnung umfasst eine steuerbare Strecke, welche als Transistor **1** mit einem einstellbaren Geometrieparameter ausgebildet ist. Der Transistor **1** umfasst eine gesteuerte Strecke, die als Ladungsträgerkanal ausgebildet ist, sowie einen Steueranschluss **G** zur Steuerung dieses Kanals. Der Kanal ist in einem seiner Geometrieparameter veränderbar.

[0028] Im Ausführungsbeispiel ist dies die Weite des Ladungsträgerkanals des Transistors **1**. Zur Steuerung dieser Weite ist ein Einstellanschluss vorgesehen, der mit einer Kontrolleinheit **2** verbunden ist. Die Kontrolleinheit **2** ergibt ein mehrere Bit breites digitales Steuerwort **I** an einem Ausgang **ab**, welches dem Einstellanschluss der steuerbaren Strecke **1** zugeführt wird und die Kanalweite des Transistors entsprechend dem digitalen Steuerwort einstellt.

[0029] Weiterhin enthält der Transistor **1** einen Quellenanschluss **S** oder Source **S**, welcher an eine regelbare Stromquelle **3** angeschlossen ist. Der zweite Anschluss stellt den Senkenanschluss **D** oder Drain **D** dar. Am Senkenanschluss **D** des Transistors **1** ist ein Abgriff **A** zur Auskopplung des verstärkten Signals vorgesehen. Weiterhin ist der Senkenanschluss **D** über einen Widerstand **R** mit dem Versorgungspotential **VDD** verbunden.

[0030] Die Stromquelle **3** ist zur temperaturabhängigen Stromabgabe ausgebildet. Dazu ist sie ebenfalls mit der Steuerschaltung **2** verbunden. Die Steuerschaltung **2** enthält hier nicht dargestellte Schaltkreise zur Ermittlung einer Temperatur und erzeugt daraus ein Steuersignal zur Einstellung der Stromabgabe der Stromquelle **3**, sowie das digitale, mehrere Bit breite Einstellsignal zur Einstellung der Kanalweite der gesteuerten Strecke bzw. des Transistors **1**.

[0031] Die gesteuerte Strecke **1** verstärkt ein an ihrem Steueranschluss **G** anliegendes Signal mit einem Verstärkungsfaktor, wobei das verstärkte Signal am Anschluss **A** abgreifbar ist. Bevorzugt wird dabei der Feldeffekttransistor **1** in einem Sättigungsbereich betrieben. Dieser ist dadurch ausgezeichnet, dass eine Verstärkung eines am Steueranschluss **G** anliegenden Signals mit einem proportionalen Faktor erfolgt. Dieser Faktor wird als Steilheit **gm** bezeichnet und ist u. a. temperaturabhängig. In modernen integrierten Schaltkreisen beispielsweise Verstärkern für Mobilfunkgeräte ist es erforderlich, die Linearität und damit auch die Steilheit **gm**

über einen weiten Temperaturbereich konstant zu halten. Insbesondere soll auch das Großsignalübertragungsverhalten der gesteuerten Strecke **1** bzw. des Transistors **1** über diesen Temperaturbereich konstant sein.

[0032] Die Steilheit g_m ist von besonderer Bedeutung für die Dynamik, Linearität, Transitverhalten und die Verstärkung des Transistors **1**. Die Bedeutung der Konstanz der Steilheit über einen Temperaturbereich hinweg soll nachfolgend erläutert werden.

[0033] In erster Ordnung gilt für den Drainstrom I_D eines MOS-Transistors bei starker Kanal inversion:

$$I_D = B \cdot V_{\text{geff}}^2, V_{\text{geff}} = U_{\text{GS}} - V_T \quad (1)$$

[0034] Dabei repräsentiert I_D den Drainstrom, B stellt eine Konstante dar, V_{geff} ist die effektive Gatespannung und U_{GS} die Gate-Source-Spannung. V_T ist eine temperaturabhängige Schwellenspannung. Die MOS-Kleinsignal-Steilheit g_m ist definiert als die Ableitung des Drainstroms über die Gate-Source-Spannung:

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial U_{\text{GS}}} = \frac{\partial I_D}{\partial V_{\text{geff}}} \quad (2).$$

[0035] Aus den genannten Formeln ergibt sich für die Kleinsignal-Steilheit g_m :

$$g_m = 2 \cdot B \cdot V_{\text{geff}} \quad (3)$$

bzw.

$$g_m = \frac{2 \cdot I_D}{V_{\text{geff}}} \quad (4).$$

[0036] B ist ein Materialparameter, in den auch Kanallänge und Kanalbreite eingehen. Es gilt für B :

$$B = K_P \cdot \left(\frac{T}{T_N} \right)^{-\frac{3}{2}} \cdot \frac{W}{2L} \quad (5).$$

[0037] Der Ausdruck K_P bezeichnet eine Materialgröße, welche die Ladungsträgerbeweglichkeit innerhalb des Transistorkanals charakterisiert. W ist die Kanalweite und L die Kanallänge des Transistorkanals.

[0038] Aus den Formeln (3) und (4) ergibt sich, dass bei einer Konstanz der Werte B und V_{geff} bzw. des Drainstroms I_D und V_{geff} die Steilheit g_m ebenfalls konstant ist.

[0039] Dadurch ist in erster Näherung auch die Transitfrequenz f_t eines MOS-Transistors konstant. Es gilt:

$$f_t = \frac{g_m}{C_{\text{GS}}} \quad (6),$$

wobei C_{GS} den MOS-Gate-Source-Kapazitätsbelag darstellt. Damit ergibt sich, dass Transitfrequenz und Steilheit g_m unter den o. g. Voraussetzungen konstant sind.

[0040] Für die Kleinsignalverstärkung V_u der Schaltungsanordnung gemäß [Fig. 1](#) gilt mit dem am Drainanschluss D angeschlossenen Widerstand R in erster Näherung:

$$V_u = \frac{U_{\text{OUT}}}{U_{\text{IN}}} = g_m \cdot R \quad (7).$$

[0041] Dabei bezeichnet U_{IN} die Spannung des Eingangssignals am Steueranschluss G , U_{OUT} die Ausgangsspannung am Abgriff A . Ist der Wert des Widerstandes R temperaturunabhängig, so folgt mit den obigen Voraussetzungen einer konstanten Steilheit g_m auch, dass die kleine Signalverstärkung V_u konstant ist.

[0042] Um die Steilheit g_m aus (4) konstant zu halten, wird gemäß der Erfindung vorgeschlagen, die Temperaturabhängigkeiten des Drainstroms I_D sowie der effektiven Gatespannung V_{geff} zu erfassen und einander

schaltungstechnisch abzugleichen. Die Temperaturabhängigkeit der effektiven Gatespannung V_{geff} ergibt sich aus der Temperaturabhängigkeit der Schwellenspannung V_T zu:

$$V_T(T) = V_T(T_N) - \alpha(T - T_N) \quad (8).$$

[0043] Dabei stellt T die absolute Temperatur in Grad Kelvin dar, T_N eine Bezugsstemperatur und α eine Technologiekonstante. Diese ist abhängig von der Substratdopierung, der Oxyddicke sowie der Substratspannung des Feldeffekttransistors und beträgt typischerweise zwischen 0,5 mV/K und 4 mV/K. Bei steigender Temperatur verringert sich die Schwellenspannung V_T , die effektive Gatespannung V_{geff} steigt dadurch.

[0044] Eine Möglichkeit, die Steilheit g_m konstant zu halten, erfolgt mit Hilfe eines temperaturabhängigen Stroms. Dabei ist der Temperaturanstieg so gestaltet, dass sich alle temperaturabhängigen Parameter beim Einsetzen des Stroms ID aus (1) in die Steilheit g_m :

$$g_m = \frac{2 * ID}{V_{geff}}$$

aufheben. Dies führt zum Ausdruck für den temperaturabhängigen Strom ID_{PTAT} :

$$ID_{PTAT} = ID_N * \left(\frac{T}{T_N}\right)^{\frac{3}{2}} * \frac{V_{geff}(T)}{V_{geff}(T_N)} \quad (9),$$

wobei der Strom ID_N eine Bezugsgröße des Messtransistors darstellt. Der Einfluss der Temperatur in der effektiven Gatespannung V_{geff} ist vernachlässigbar, da bei der vorliegenden starken Kanal inversion die in dem Term K_p aus B versteckte Beweglichkeit deutlich überwiegt. Daraus ergibt sich beim Einsetzen in die Steilheit g_m eine Temperaturunabhängigkeit.

[0045] Die Steilheit g_m kann weiterhin durch eine Geometrieumschaltung konstant gehalten werden. Dabei lässt sich sowohl die Transistorweite W bei einer konstant gehaltenen Transistorlänge gemäß:

$$W = W_N * \left(\frac{T}{T_N}\right)^{\frac{3}{2}} * \frac{V_{geff}(T_N)}{V_{geff}(T)} \quad (10)$$

[0046] In Abhängigkeit der Temperatur T ändern. In gleicher Weise lässt sich die Transistorlänge bei konstanter Transistorweite verändern. Es gilt für L :

$$L = L_N * \left(\frac{T}{T_N}\right)^{-\frac{3}{2}} * \frac{V_{geff}(T)}{V_{geff}(T_N)} \quad (10a).$$

[0047] Beim Einsetzen der einstellbaren Transistorweite W oder der Transistorlänge L in die Steilheit

$$g_m = 2 * B * V_{geff} \quad \text{mit } B = K_P * \left(\frac{T}{T_N}\right)^{-\frac{3}{2}} * \frac{W}{2L}$$

entsteht ein temperaturunabhängiger Term für die Steilheit g_m .

[0048] Der Einsatz eines temperaturanstiegenden Stroms verursacht bei den vorhandenen kleiner werdenden Versorgungsspannungen eine Verschiebung des Arbeitspunktes des Transistors von dem Sättigungsbereich in den Ohm'schen Bereich. Bei kleineren Versorgungsspannungen ergibt sich so eine Verringerung der Steilheit und damit auch der Verstärkung, der Transitfrequenz und der Dynamik. Eine Geometrieumschaltung bei einem temperaturkonstanten Strom kann eine starke Änderung der Eingangsimpedanz des Transistors **1** verursachen. Dadurch ist das Verhalten mit dem Eingang verbundener Schaltungen und die Funktionalität der gesamten Schaltung beeinträchtigt.

[0049] Aus diesem Grund wird bei kleinen Versorgungsspannungen sowohl eine Änderung der Transistorgeometrie wie auch eine Änderung des Versorgungsstroms in Abhängigkeit der Temperatur durchgeführt. Bevorzugt ist der Strom proportional zu einer Temperatur änderbar. Es gilt:

$$ID = \frac{n * k_B}{R * q * \ln K * T} \quad (11),$$

wobei k_B die Boltzmannkonstante, q die Elementarladung und K einen Vervielfältigungsfaktor darstellen. Der Faktor R gibt die Steilheit des Stromes über die Temperatur an. Aus dem Ausdruck für die Geometrieumschaltung und den Ausdruck für den proportional zur Temperatur abhängigen Strom ergibt sich für eine Bezugstemperatur T_N die notwendige Bezugsweite W_N bzw. L_N zu:

$$W_N = \frac{2L}{K_P} * \frac{T_N}{V_{geff}(T_N) * V_{geff}(T)} * \frac{n * k_B}{R * q} * \ln K \quad (12) \text{ bzw.}$$

$$L_N = \frac{K_P * W}{2} * \frac{V_{geff}(T_N) * V_{geff}(T)}{T_N} * \frac{R * q}{n * k_B} * \frac{1}{\ln K} \quad (12a)$$

[0050] Die Steilheit gm wird daher konstant gehalten, indem sowohl der Strom ID proportional zur Temperatur erhöht wird, als auch die Transistorweite, bzw. die Transistorlänge proportional zur Temperatur durch Zuschalten von Transistoren geeigneter geometrischer Parameter verändert wird. Die effektive Gatespannung V_{geff} ist somit nicht mehr konstant. Ihr Anstieg ist jedoch so klein, dass es nicht zu einer Verschiebung des Transistorbetriebes aus dem Sättigungsbereich in den Ohmschen Bereich kommt. Die Geometrieumschaltung in einem Betrieb sowie die Steuerung des proportional zur Temperatur abhängigen Stroms kann durch geeignete Steuermittel realisiert werden, die ein gewünschtes Temperaturverhalten vorsehen.

[0051] **Fig. 4** zeigt eine Transistoranordnung, deren effektive Kanalweite durch ein mehrere Bit umfassendes digitales Signal I veränderbar ist. Die Transistoranordnung umfasst einen Quellenanschluss S sowie einen Senkenanschluss D . Zwischen Quellenanschluss S und Senkenanschluss D sind mehrere parallel geschaltete Transistoren M_{w1} bis M_{wi} sowie dazu jeweils in Reihe geschaltete Transistoren MS_{w1} bis MS_{wi} geschaltet. Der Quellenanschluss S der Transistoranordnung **1** ist jeweils an einen Quellenanschluss der Feldeffekttransistoren MS_{w1} bis MS_{wi} angeschlossen. Die Senkenanschlüsse sind ihrerseits an die Quellenanschlüsse der Transistoren M_{w1} bis M_{wi} angeschlossen. Der Senkenanschluss D der Transistoranordnung **1** ist mit den Senkenanschlüssen der Transistoren M_{w1} bis M_{wi} verbunden. Die Steueranschlüsse der Transistoren M_{w1} bis M_{wi} führen zu dem Steueranschluss G der Transistoranordnung. Die Steueranschlüsse der Transistoren MS_{w1} bis MS_{wi} sind an den Einstelleingang **12** angeschlossen.

[0052] Die Transistoren MS_{w1} bis MS_{wi} stellen Schalter dar, die abhängig von dem Einstellsignal I am Einstelleingang **12** leitfähig geschaltet werden. Dadurch lassen sich die Transistoren M_{w1} bis M_{wi} parallel zwischen Quellenanschluss S und Senkenanschluss D schalten. Die Schalter bildenden Teiltransistoren MS_{w1} bis MS_{wi} sind im Sourcepfad der Transistoranordnung **1** angeordnet. Dadurch ist die Transistoranordnung bezüglich ihrer elektrisch wirksamen Kanalweite elektronisch einstellbar. Das entsprechende Ersatzschaltbild ist in der Teilfigur 4B zu erkennen.

[0053] **Fig. 5** zeigt eine Abwandlung einer in ihrer Kanalweite einstellbaren Transistoranordnung. Die Schalter bildenden Teiltransistoren MS_{w1} bis MS_{wi} sind hier im Drainpfad der Teiltransistoren M_{w1} bis M_{wi} angeordnet. Diese Anordnung hat den Vorteil, dass auf Grund der Verschaltung Spannungsabfälle über den Schaltern MS_{w1} bis MS_{wi} praktisch ohne Auswirkungen auf die Verstärkungseigenschaften der Transistoranordnung sind. Aus Paritätsgründen ist es jedoch vorteilhaft immer entweder alle Schalter MS_{w1} bis MS_{wi} im Sourcepfad oder im Drainpfad anzuordnen. Die Staffelung und die Ansteuerung der Schalter können binär gewichtet sein. Jedoch sind auch anderen Ansteuervarianten denkbar.

[0054] **Fig. 6** zeigt eine Variation einer in seinem Geometrieparameter veränderbaren Transistor. Das dazugehörige Ersatzschaltbild ist in der Teilfigur 6B zu sehen. Die Transistoranordnung umfasst eine Vielzahl von Teiltransistoren **47** bis **51**, die jeweils als Feldeffekttransistoren gebildet sind. Die Feldeffekttransistoren **47** bis **51** bilden in bezug auf ihre gesteuerten Strecken eine Serienschaltung. Parallel zu jeder gesteuerten Strecke der Teiltransistoren **47** bis **51** sind Schalter **52** bis **56** vorgesehen, die durch ein Signal am Anschluss **12** angesteuert werden. Die Steueranschlüsse der Teiltransistoren **47** bis **51** sind an den Steueranschluss G der Transistoranordnung **1** angeschlossen.

[0055] Bei dieser Anordnung skaliert die Kanallänge, so dass die Schaltung gemäß **Fig. 6** einen bezüglich der Kanallänge digital programmierbaren Transistor repräsentiert. Die Staffelung der Teiltransistoren **47** bis **51** kann bevorzugt durch das Einstellsignal binär gewichtet sein. Auch andere Unterteilungen sind jedoch denkbar.

[0056] Fig. 7 zeigt anhand eines Ausführungsbeispiels eine Transistoranordnung mit einstellbarer Kanalweite, bei dem eine Kaskodestufe vorgesehen ist. Diese dient zugleich auch als Schalter. Ähnlich wie in Fig. 5 bilden die Teiltransistoren MS_w1 bis MS_wi Schalter zur Einstellung der Kanalweite der Transistoranordnung. Jeder einzelne Teiltransistor MS_w1 bis MS_wi bildet zugleich eine Kaskodestufe für die ihm zugeordneten Teiltransistoren M_w1 bis M_wi. Die Ansteuerung der als Schalter arbeitenden Kaskodetransistoren erfolgt jedoch nicht über eine unmittelbare Ansteuerung am Einstellanschluss 12, sondern es ist jeweils eine Inverterstufe 24 bis 28 zwischengeschaltet. Deren Ausgänge sind mit dem zugeordneten Steuereingang der Schalter MS_w1 bis MS_wi verbunden. Die Inverter 24 bis 28, die jeweils durch zwei in Reihe geschaltete Feldeffekttransistoren entgegengesetzten Typs gebildet werden, sind mit ihrem Steueranschluss an den Einstellanschluss 12 angeschlossen. Die Versorgung erfolgt über die Versorgungsspannung V_Kas. Diese ist so gewählt, dass bei Aktivieren des jeweiligen Inverters die gewünschte Kaskodespannung als analoge Referenzspannung am jeweiligen Schalttransistor MS_w1 bis MS_wi ansteht. Dadurch wird der dem Schalttransistor zugeordnete Teiltransistor M_w1 bis M_wi aktiv geschaltet. Bei einer logischen Null am Inverterausgang der Inverter 24 bis 28 wird der Kaskodetransistor MS_w1 bis MS_wi stromlos geschaltet, d. h. dem Kaskodetransistor MS_w1 bis MS_wi zugeordnete Teiltransistor M_w1 bis M_wi ist inaktiv. Auf diese Weise kann vorteilhaft die Funktion einer Kaskodeschaltung mit der Funktion der Schalttransistoren MS_w1 bis MS_wi kombiniert werden. Teilfigur 7B zeigt das dazugehörige Ersatzschaltbild.

[0057] Es ist möglich und gegebenenfalls sinnvoll, die dargestellte Serien und Parallelschaltung der Feldeffekttransistoren zu kombinieren. Dadurch ist ein flexible Anordnung möglich, mit der die unterschiedlichen Anforderungen an die Parameter von Verstärkern abgedeckt werden können.

[0058] In Fig. 8 ist ein einfaches Ausführungsbeispiel einer Stromquelle gezeigt, die zur Abgabe eines zur Temperatur proportionalen Stroms ausgebildet ist und als PTAT-Stromquelle bezeichnet wird. Dabei macht man sich die Temperaturabhängigkeit der Feldeffekttransistoren zunutze.

[0059] Dazu weist die Stromquelle mehrere in Serie geschaltete, mit Feldeffekttransistoren ausgebildete Kaskodetransistoren M1 bis M8 auf, die jeweils einen Stromspiegel bilden. Dadurch wird der gleiche Stromfluss I durch die beiden nachgeschalteten Transistoren D1 bzw. D2 und den Widerstand R erzwungen.

[0060] Die Kollektorausgänge der Transistoren D1 und D2 sind gemeinsam mit ihren Basen an ein erstes Potential VSS angeschlossen, die Sourceanschlüsse der Kaskodetransistoren M7 und M8 an ein zweites Potential VDD. Zur Auskopplung des Stroms I sind weiterhin die Feldeffekttransistoren M9 und M10 vorgesehen, deren Gateanschlüsse mit den Gateanschlüssen der Kaskodetransistoren M8 bzw. M6 verbunden sind.

[0061] Weiterhin muss der Spannungsabfall über den ersten Bipolartransistor D1 gleich dem Abfall über den Widerstand R und den zweiten Transistor D2 sein. Die Einstellung eines temperaturabhängigen Stroms beruht auf der Differenz der Basisemitterspannungen von zwei bei verschiedenen Stromdichten betriebenen Bipolartransistoren D1 und D2. Da die Kollektorströme IC1 und IC2 in beiden Pfaden gleich groß sind, ergibt sich aus der Differenz der Basisemitterspannung eine Abhängigkeit der Flächenverhältnisse der Transistoren D1 und D2. Für den temperaturabhängigen Strom I(T) ergibt sich:

$$I(T) = 2I_C \approx \frac{T}{R} * \ln \frac{A2}{A1} \quad (13).$$

[0062] Dabei ist A2/A1 das Flächenverhältnis der beiden Transistoren D1 und D2 und R der Wert des Widerstandes R. Mit einer solchen Stromquelle lässt sich die erfindungsgemäße Schaltungsanordnung betreiben.

[0063] Fig. 2 zeigt einen Einsatz einer solchen temperaturabhängigen Stromquelle in einem Differenzverstärker, der eine Temperaturkompensation für das Großsignalübertragungsverhalten der Differenzverstärkeranordnung. Die Differenzverstärkeranordnung enthält zwei in ihrer Kanalweite veränderbare Transistoren 1a und 1b, die jeweils in einen Pfad der Differenzverstärkeranordnung geschaltet sind. Die beiden Transistoren 1a und 1b sind dabei gemäß der Anordnung in Fig. 4 mit stufenweiser Veränderung ihrer Kanalweite ausgebildet. Die Quellenanschlüsse S bzw. Sourceanschlüsse S sind an den Ausgang der regelbaren Stromquelle 3 angeschlossen. Der Senkenanschluss D ist einerseits mit dem Ausgang 21 verbunden und über den Widerstand R1 an das Versorgungspotential VDD angeschlossen.

[0064] Der Senkenanschluss D des Transistors 1b ist mit dem Ausgang 22 verbunden und ebenfalls über einen Widerstand R2 mit dem Versorgungspotential VDD gekoppelt. Die Steueranschlüsse G der beiden Transistoren 1a und 1b sind an eine Wechselspannungsquelle UD angeschlossen.

[0065] Weiterhin umfasst die Verstärkungsanordnung eine Steuerschaltung **2a** sowie daran angeschlossen eine Temperaturmessvorrichtung **2b**. Die Temperaturmessvorrichtung **2b** ist zur Ermittlung einer Temperatur und zur Abgabe eines digitalen aus n-Bit bestehenden Signals an die Steuerschaltung ausgebildet.

[0066] Die bisherige Herleitung und die daraus folgenden Konstanz der Steilheit der Transitfrequenz und der Dynamik wird im folgenden am Beispiel dieser Differenzstufe gezeigt. Auch hier können die Verstärkung und die Steilheit g_m der Differenzstufe konstant gehalten werden.

[0067] Die Ausgangskennlinie einer Differenzstufe zeigt [Fig. 9](#). Diese kann ausgedrückt werden durch:

$$\Delta i_{od} = \left(\frac{2 B * \Delta v_{id}^2}{I_0} - \frac{B^2 * \Delta v_{id}^4}{I_0^2} \right)^{\frac{1}{2}} * I_0 \quad (14)$$

$$\Delta i_{od} = \left(2 * \Delta v_{id}^2 - \frac{\Delta v_{id}^4}{V_{geff}^2} \right)^{\frac{1}{2}} * V_{geff} \quad (15)$$

[0068] Der Term Δi_{od} ist dabei der Single-Ended-Ausgangsstrom der Differenzstufe. Es gilt $\Delta i_{od} = I_{d1} - I_{d2}$, wobei I_{d1} und I_{d2} die Differenzströme darstellen. Die Gleichungen sind für die Bedingungen

$$v_{id} < 2 \sqrt{2V_{geff}}$$

gültig, während bei größeren Eingangsspannungen v_{id} der komplette Strom I_0 von jeweils einem der beiden Transistoren **1a** bzw. **1b** übernommen wird. In diesem Fall arbeitet der Differenzverstärker in einem schaltenden Betriebsmodus. Für die Steilheit g_m gilt weiterhin:

$$g_m = \frac{\partial (\Delta i_{od})}{\partial (\Delta v_{id})} \text{ bei } \Delta v_{id} = 0 \quad (16).$$

[0069] Daraus lässt sich zeigen:

$$g_m = (B \cdot I_0)^{1/2} \quad (17).$$

[0070] Diese Steilheit entspricht einer Steilheit eines MOS-Transistors mit dem Strom $I_0/2$, wenn die effektive Gatespannung V_{geff} aus (1) in die Formel für die Steilheit $g_m = 2 \cdot ID/V_{geff}$ eingesetzt wird. Somit gilt, dass bei einer moderaten Umschaltung der Transistorgeometrie und mit Einsatz des ebenfalls moderaten temperaturabhängigen Stroms einer Stromquelle eine konstante Steilheit g_m und somit eine konstante Transitfrequenz f_t sowie Dynamik zu erreichen ist.

[0071] Für die Berechnung der Verstärkung V_u am differentiellen Ausgang der Differenzverstärkerstufe wird die Berechnungsgrundlage für die Transistorkanalweite W bzw. Transistorkanallänge um einen Faktor K_V erweitert. Dieser kann zusätzlich auch eine Temperaturabhängigkeit der Lastwiderstände R_1 und R_2 der Differenzverstärkerstufe berücksichtigen. Es gilt:

$$K_V = V_{Gain} * \frac{R(T_N)}{R(T)}$$

[0072] V_{Gain} stellt die gewünschte einstellbare Verstärkung dar, während $R(T_N)$ bzw. $R(T)$ die Werte der Widerstände bei einer Bezugstemperatur und einer beliebigen Temperatur sind. Das Verhältnis $R(T_N)$ zu $R(T)$ vereinfacht sich zu dem Faktor 1, wenn die Widerstände temperaturunabhängig sind.

[0073] Um in einer anderen Ausbildung der Differenzverstärkerschaltung diese über den gewünschten Temperaturbereich bezüglich aller relevanten Transistorgrößen stabil zu halten, können die Eingangstransistoren **1a** und **1b** mit digital einstellbarer Kanalweite als Kaskodetransistoren ausgebildet sein. Dies ist im Ausführungsbeispiel der [Fig. 3](#) gezeigt. Die Transistoranordnungen **1a** und **1b** in den jeweiligen Strompfaden des Differenzverstärkers der [Fig. 3](#) sind dabei gemäß der Kaskodeschaltung der [Fig. 7a](#) ausgebildet. Die Sourceanschlüsse der beiden Transistoranordnungen **1a** und **1b** sind an die regelbare Stromquelle **3** angeschlossen.

Die Drainanschlüsse sind über die Widerstände R1 bzw. R3 mit dem Versorgungspotential VDD verbunden. Die Steueranschlüsse der Transistoranordnungen **1a** und **1b** sind zur Entkopplung über jeweils einen Kondensator C1 bzw. C2 an die Wechsellspannungsquelle UD angeschlossen. Zur Arbeitspunkteinstellung der beiden Transistoranordnungen **1a** und **1b** wird weiterhin an den Steueranschlüssen ein Gleichspannungssignal über die Widerstände R3 und R4 zugeführt. Die schaltbaren Kaskodetransistoren tragen zur Erhöhung der Bandbreite der Differenzverstärkerstufe bei und sorgen für eine optimale Ausnutzung des verfügbaren Spannungsbereichs im Sättigungsbetrieb. Diese Anordnung ist eher dafür geeignet, eine Stufe mit größerer Verstärkung zu realisieren. Die Linearität ist hier nicht von erstrangiger Bedeutung.

[0074] Alle hier gezeigten Ausführungsbeispiele können im Rahmen der Erfindung auch in komplementärer Schaltungstechnik ausgeführt werden. Dabei sind die Transistoranordnungen insbesondere nicht nur für den Einsatz in Verstärkungsschaltungen bzw. Differenzverstärkerstufen beschränkt. Die Erfindung, eine Temperaturkompensation im Großsignalübertragungsverhalten durch gleichzeitige Änderung eines temperaturabhängigen Versorgungsstroms sowie einer Geometrieänderung einer gesteuerten Strecke zu erreichen, lässt sich sowohl für die hier dargestellten Differenzverstärkerstufen wie auch für andere aktive Bauelemente realisieren, die Feldeffekttransistoren einsetzen, wie beispielsweise Verstärkerschaltungen mit definiertem Strom.

[0075] Weiterhin können die gezeigten Beispiele in komplementärer Schaltungstechnik ausgeführt werden. Beispielsweise kann anstatt der verwendeten n-Kanal-MOS-Transistoren auch p-Kanal-MOS-Transistoren verwendet werden. Die Höhe der Einsatzspannung der MOS-Transistoren spielt keine grundsätzliche Rolle. Ebenso ist es unerheblich, ob die Schaltungen in einem CMOS-n-Wannen-Prozess, einem CMOS-p-Wannen-Prozess, einem 3-Wannen-Prozess oder einer ähnlichen Fertigungstechnik aufgebaut sind. Die dargestellten Schaltungen sind zusätzlich mit Kaskodeschaltungen ergänzungsfähig. Selbstverständlich lässt sich sowohl die Kanalweite wie auch die Kanallänge durch Hinzufügen weiterer Transistoren beliebig verändern.

Bezugszeichenliste

1:	Transistoranordnung
2:	Steuerschaltung
3:	Regelbare Stromquelle
S:	Quellenanschluss
D:	Senkenanschluss
G:	Steueranschluss
A:	Ausgangsabgriff
R:	Widerstand
M_{w1}, ..., M_{wi}:	Teiltransistoren
MS_{w1}, ..., MS_{wi}:	Schalter
47, ..., 51:	Teiltransistoren
52, ..., 56:	Schalter
12:	Einstellanschluss
24, ..., 28:	Inverter
VKAS:	Kaskodespannung
VDD:	Versorgungspotential
M1, ..., M8:	Kaskodetransistoren
D1, D2:	Bipolartransistoren
IC1, IC2:	Kollektorströme
81:	Stromquelleneingang
82:	Stromquellenausgang
R1, R2:	Widerstände
21, 22:	Ausgangsabgriffe
2a:	Steuerschaltung
2b:	Messvorrichtung
1a, 1b:	Transistoranordnungen

Patentansprüche

1. Schaltungsanordnung zur Signalverarbeitung, umfassend:
 - eine Stromquelle (**3**), die zur Abgabe eines temperaturabhängigen Stroms (I) ausgebildet ist;
 - eine steuerbare Strecke (**1**) mit einem ersten und einem zweiten Anschluss (S, D), wobei der erste Anschluss an die Stromquelle (**3**) und der zweite Anschluss (D) an ein Abgriff für ein Potential (VDD) angeschlossen ist

und mit einem Steueranschluss (G) zur Steuerung der steuerbaren Strecke (1), wobei die steuerbare Strecke eine Menge seriell und/oder parallel zueinander schaltbarer Teiltransistoren umfasst und jeder Gesamtverschaltung (W, L) der Teiltransistoren ein Geometrieparameter zugeordnet ist, und die steuerbare Strecke (1) mit einem Einstellanschluss (12) zu einer Veränderung der Verschaltung der steuerbaren Strecke (1) ausgebildet ist, um den Geometrieparameter (W, L) zu ändern;

– eine Steuerschaltung (2, 2a), die zu einer Abgabe eines Einstellsignals (i) an den Einstellanschluss (12) zur Einstellung des Geometrieparameters (W, L) der steuerbaren Strecke (1) aus einem von einer Temperatur abgeleiteten Signal ausgebildet ist.

2. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass eine Temperaturmessvorrichtung (2b) zur Ermittlung einer Temperatur bzw. einer Temperaturänderung vorgesehen ist, die zur Abgabe eines aus der ermittelten Temperatur bzw. der ermittelten Temperaturänderung abgeleiteten Signals an die Steuerschaltung (2, 2a) ausgebildet ist.

3. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 2, dadurch gekennzeichnet, dass die steuerbare Strecke (1) unipolare Teiltransistoren umfasst, deren Gateanschlüsse den Steueranschluss (G) der steuerbaren Strecke (1) bilden und deren Kanalbereiche abhängig von einem Signal am Einstellanschluss (12) in Seriell- und/oder Parallelschaltung einstellbar sind.

4. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, dass die steuerbare Strecke (1) einen ersten Teiltransistor (M_w1, 47) und zumindest einen über je eine Schaltungsvorrichtung (MS_w1, MS_w2, MS_w3, MS_wi, 52, 53, 54, 55, 56) parallel und/oder seriell zu dem ersten Teiltransistor (M_w1, 47) schaltbaren zweiten Teiltransistor (M_w2, M_w3, M_wi, 48, 49, 50, 51) umfasst, wobei die Schaltungsvorrichtung mit dem Einstellanschluss (12) der steuerbaren Strecke (1) gekoppelt ist.

5. Schaltungsanordnung nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, dass die Schaltungsvorrichtung (MS_w1, MS_w2, MS_w3, MS_wi, 52, 53, 54, 55, 56) als Feldeffekttransistor ausgebildet ist, dessen Gateanschluss mit dem Einstellanschluss (12) gekoppelt ist.

6. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 4 bis 5, dadurch gekennzeichnet, dass die Schaltungsvorrichtung als ein als Kaskode wirkender Feldeffekttransistor ausgebildet ist.

7. Schaltungsanordnung nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, dass ein Steueranschluss des als Kaskode wirkenden Feldeffekttransistors mit einem Abgriff eines Inverters (24, 25, 26, 27, 28) verbunden ist, welcher zur Steuerung mit dem Einstellanschluss (12) verbunden ist.

8. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 7, dadurch gekennzeichnet, dass die Teiltransistoren der steuerbaren Strecke (1) als Metall-Isolator-Halbleiter-Transistor ausgebildet sind.

9. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 8, dadurch gekennzeichnet, dass die Stromquelle (3) zur Abgabe eines zur absoluten Temperatur proportionalen Stroms ausgebildet ist.

10. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 9, dadurch gekennzeichnet, dass das Einstellsignal (i) als ein digitales Signal in Form eines binären Wertes ausgebildet ist.

11. Verfahren zur Temperaturkompensation des Grossignalübertragungsverhaltens einer Transistoranordnung umfassend die Schritte:

- Bereitstellen einer Transistoranordnung (1) mit zumindest einem einstellbaren Geometrieparameter;
- Messen einer Temperatur und Bereitstellen eines aus der Temperatur abgeleiteten Einstellsignals (i);
- Anlegen eines temperaturabhängigen Versorgungsstroms (I) an die Transistoranordnung (1);
- Steuern des zumindest einen einstellbaren Geometrieparameters in Abhängigkeit des Einstellsignals (i) und des Versorgungsstroms (I).

12. Verfahren nach Anspruch 11, dadurch gekennzeichnet, dass der Schritt des Steuerns den Schritt umfasst:

- Einstellen einer Kanalweite (W) der Transistoranordnung (1) durch jeweiliges Zu- oder Abschalten parallel verschalteter Teiltransistoren (M_w2, M_w3, M_w4, M_wi).

13. Verfahren nach einem der Ansprüche 11 bis 12, dadurch gekennzeichnet, dass der Schritt des Steuerns den Schritt umfasst:

– Einstellen einer Kanallänge (L) der Transistoranordnung (1) durch jeweiliges Zu- oder Abschalten seriell verschalteter Teiltransistoren (48, 49, 50, 51).

14. Verwendung einer Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 10 in einer Differenzverstärkeranordnung.

Es folgen 8 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

FIG 1

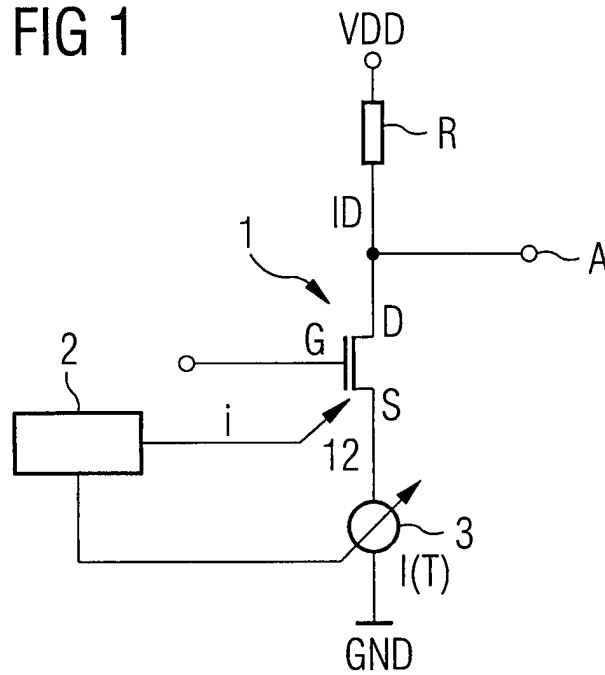


FIG 2

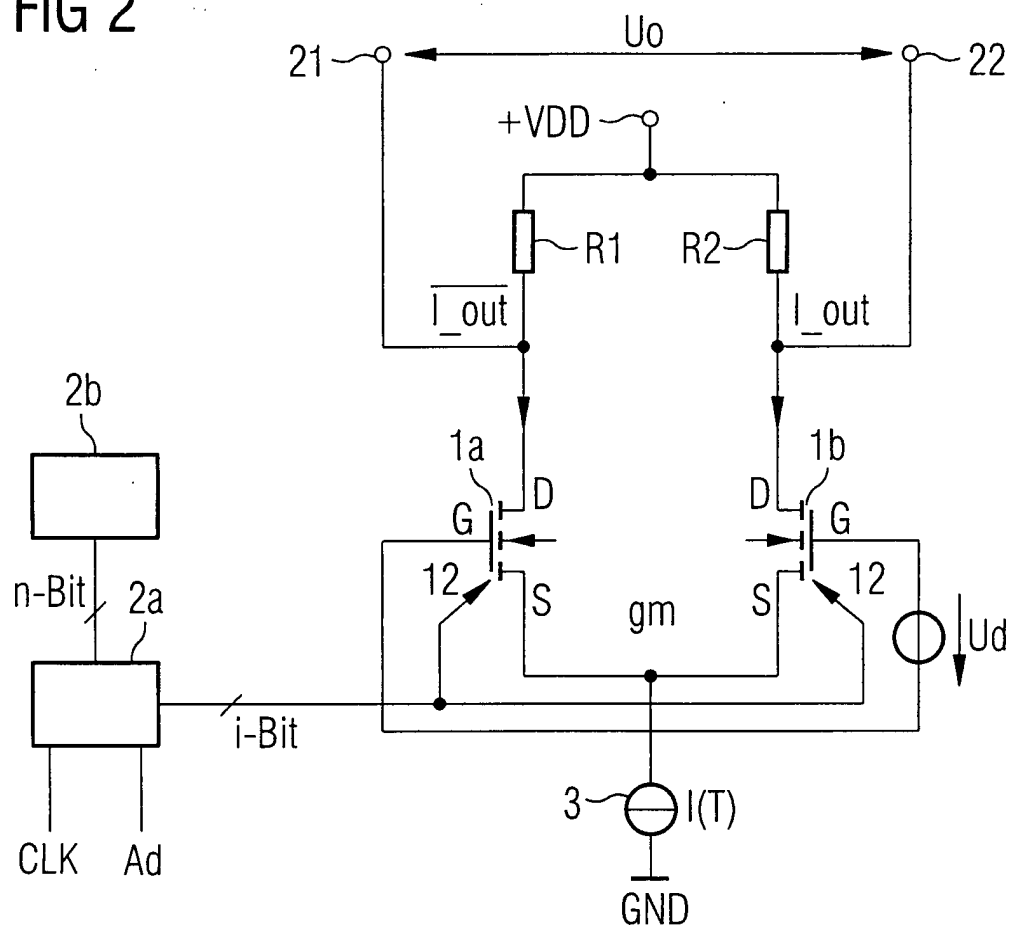
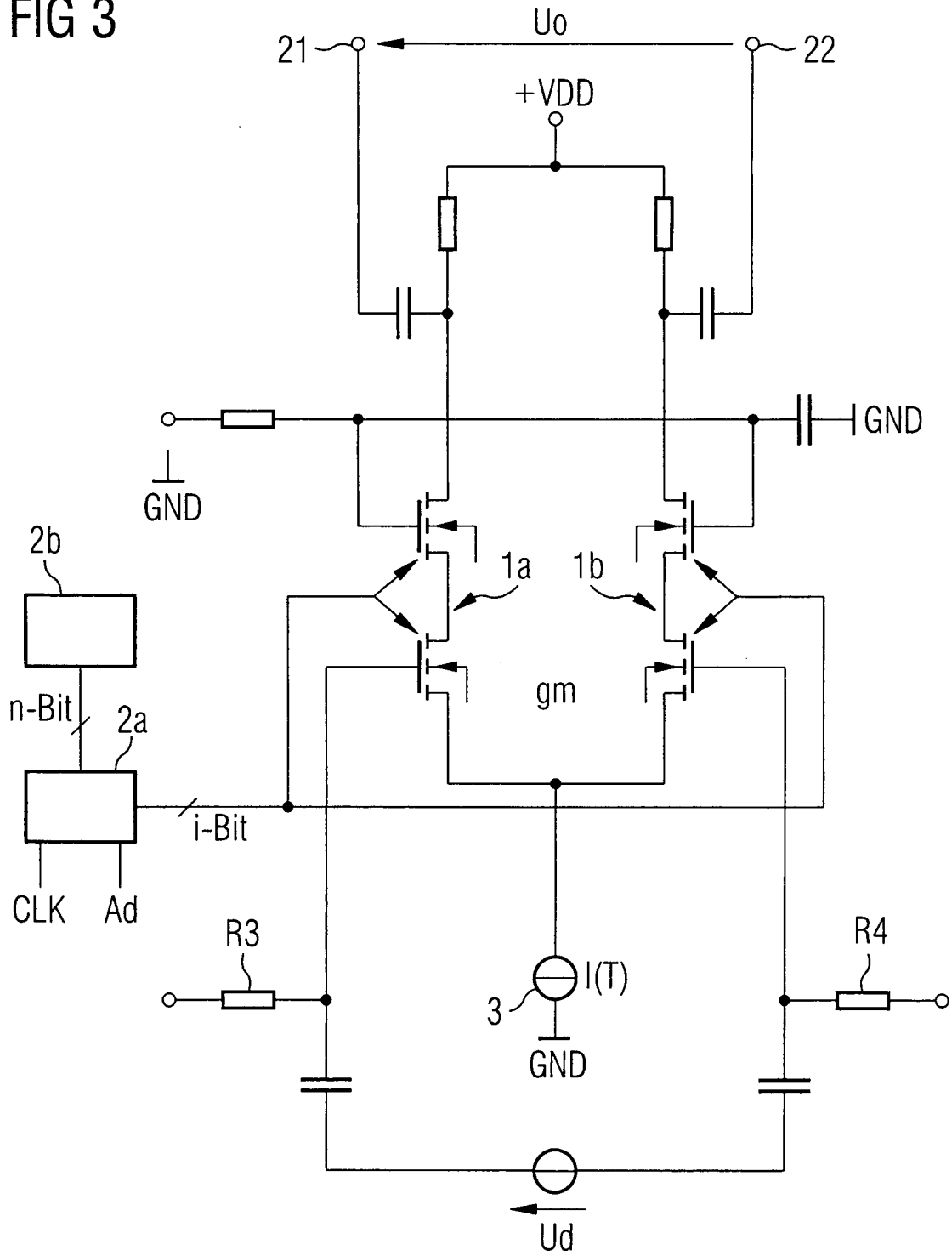


FIG 3



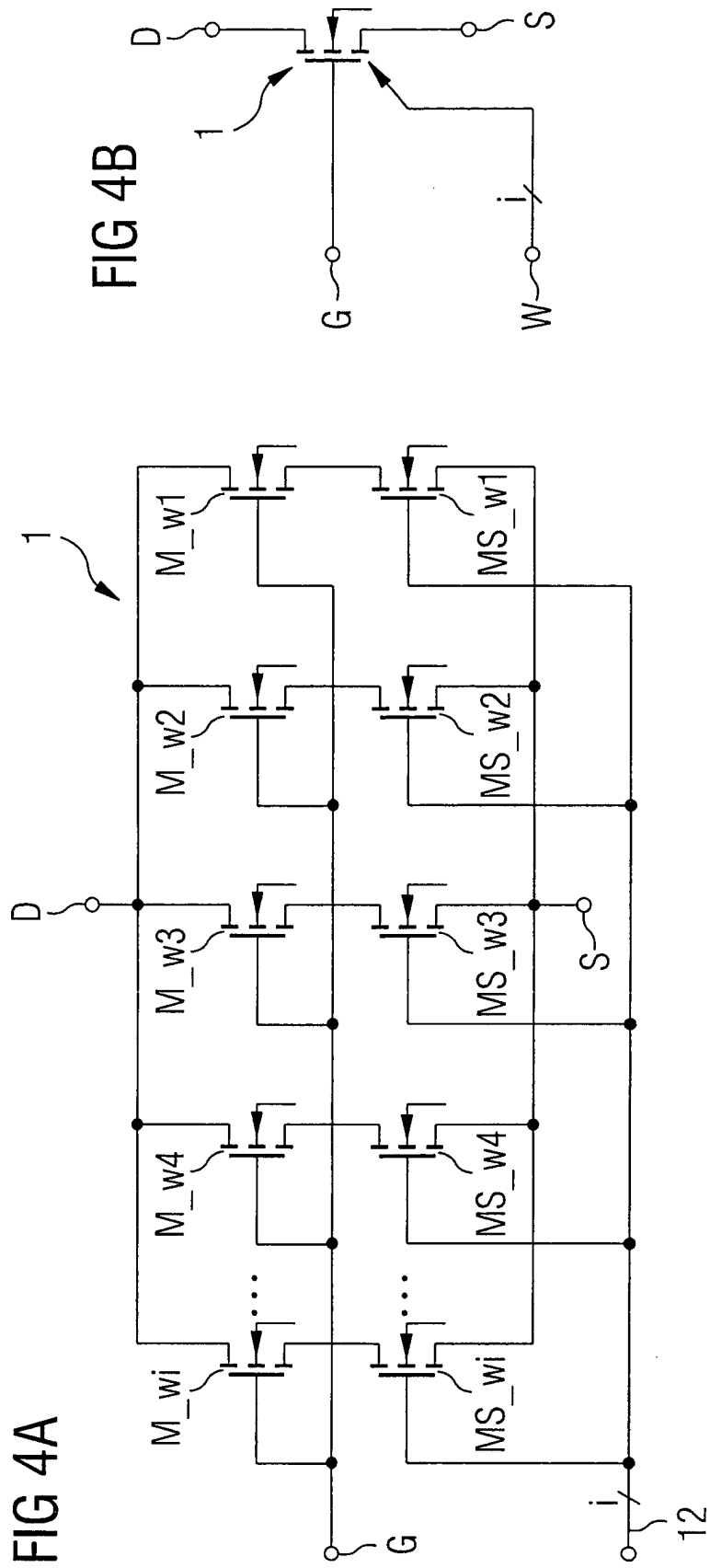


FIG 5A

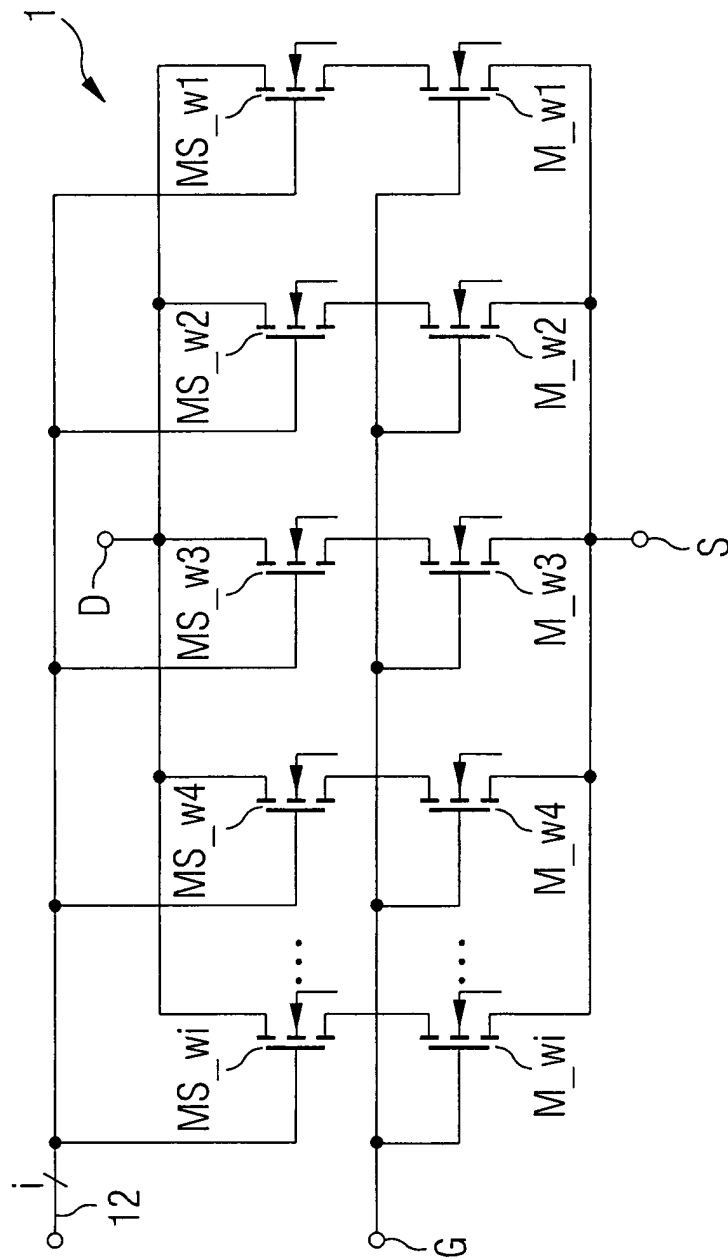


FIG 5B

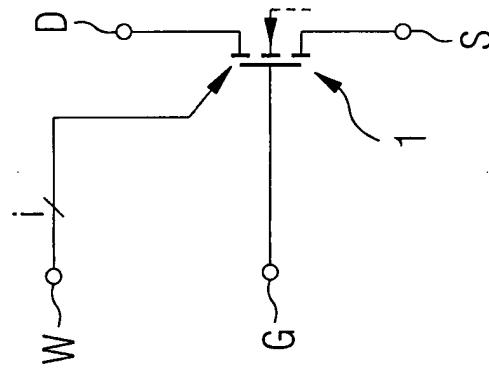


FIG 6

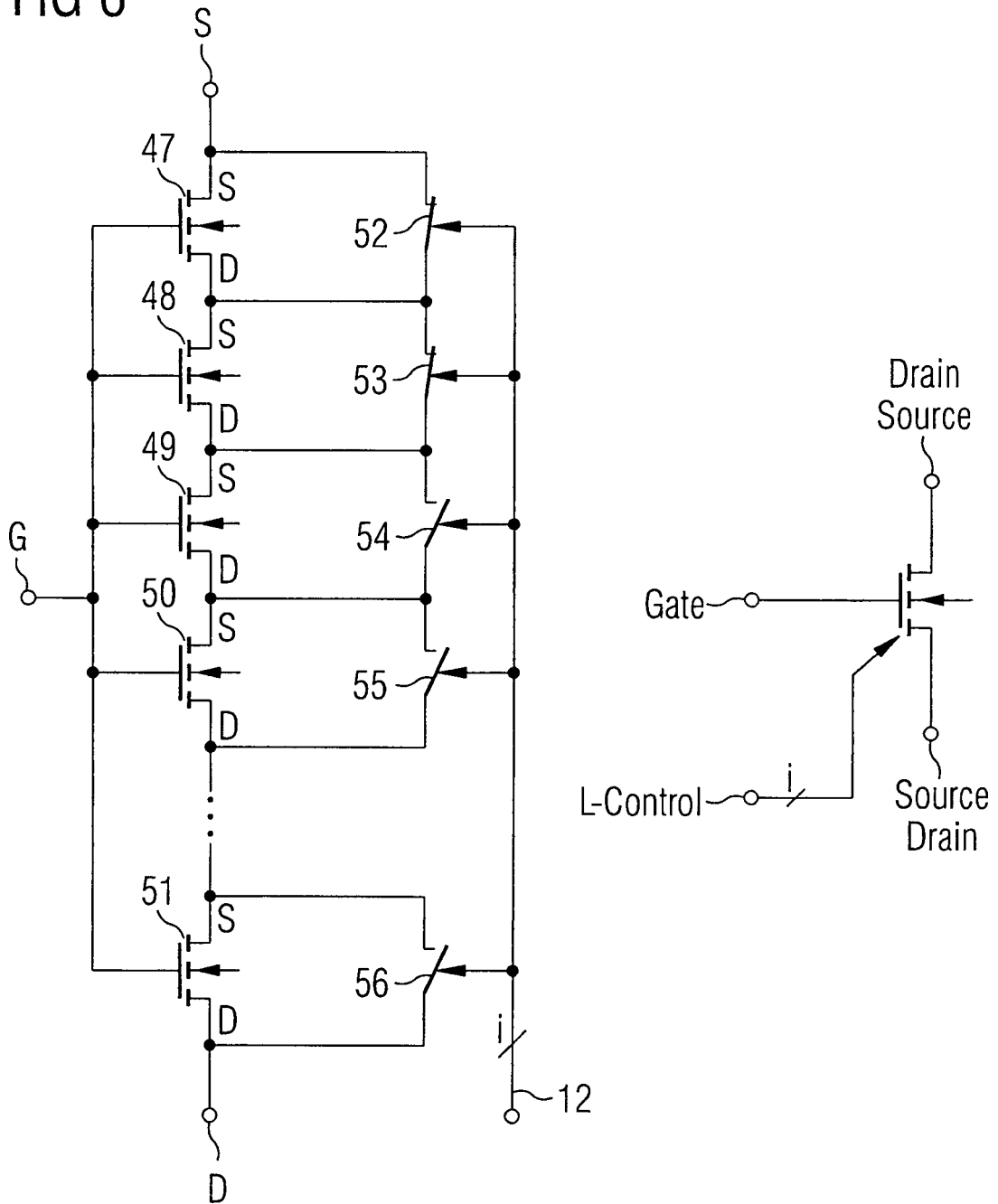


FIG 7A

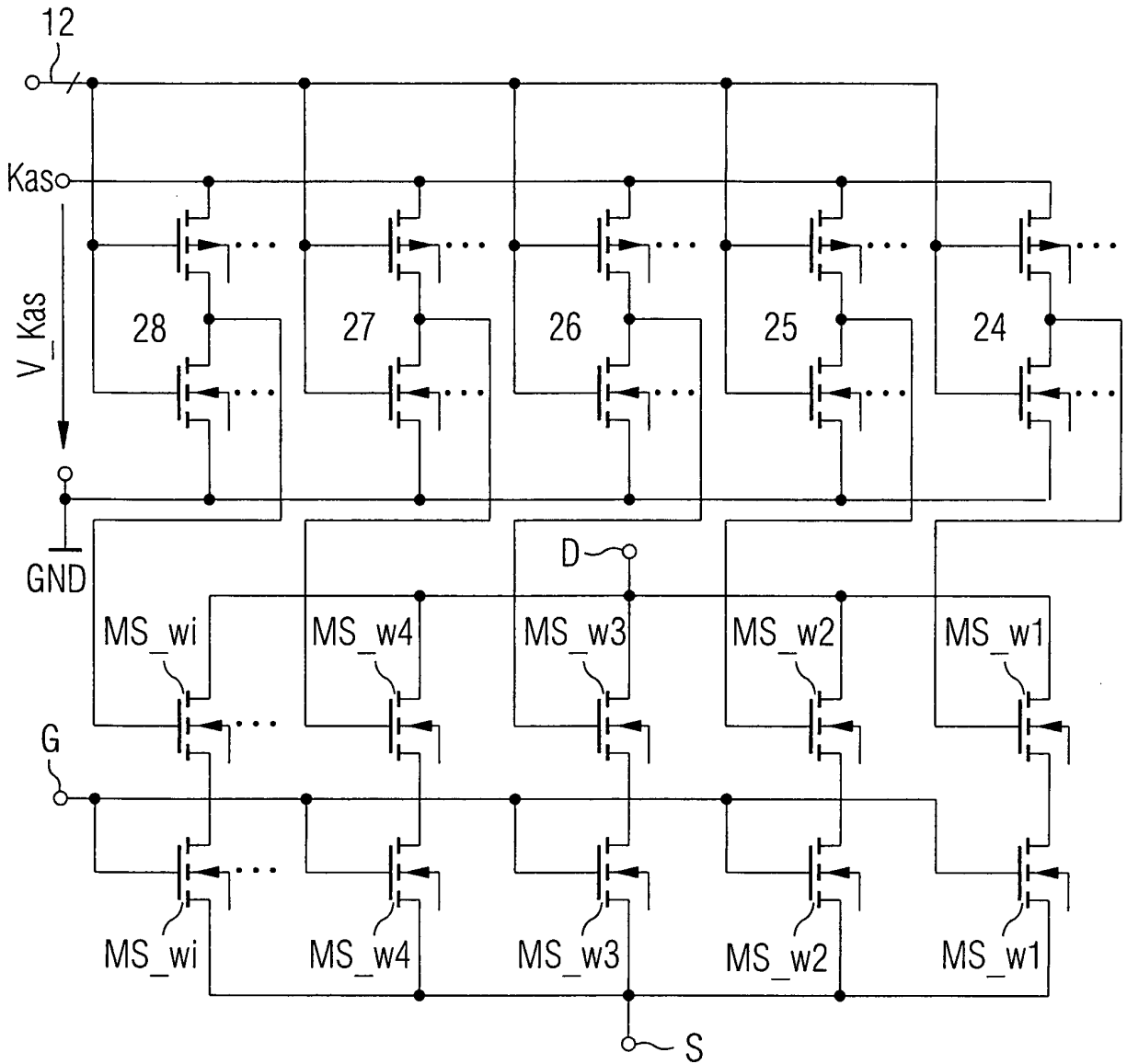


FIG 7B

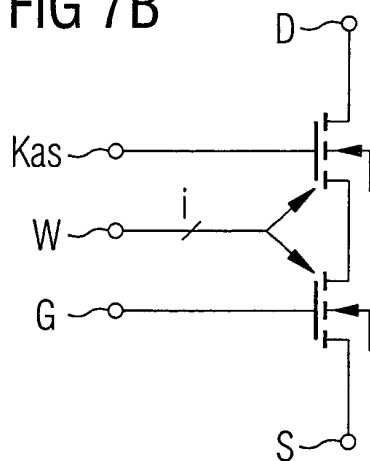


FIG 9

